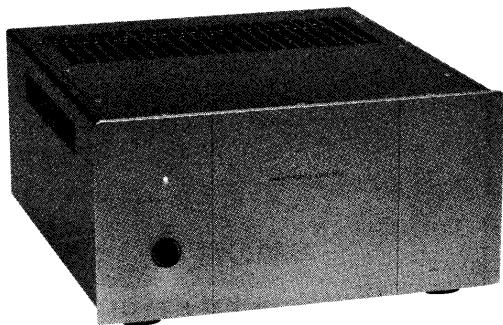


初段真空管1段増幅、メタルキャンTrを全面的に採用

# A級35W×2 ハイブリッドパワーアンプ

柴田由喜雄 SHIBATA Yukio

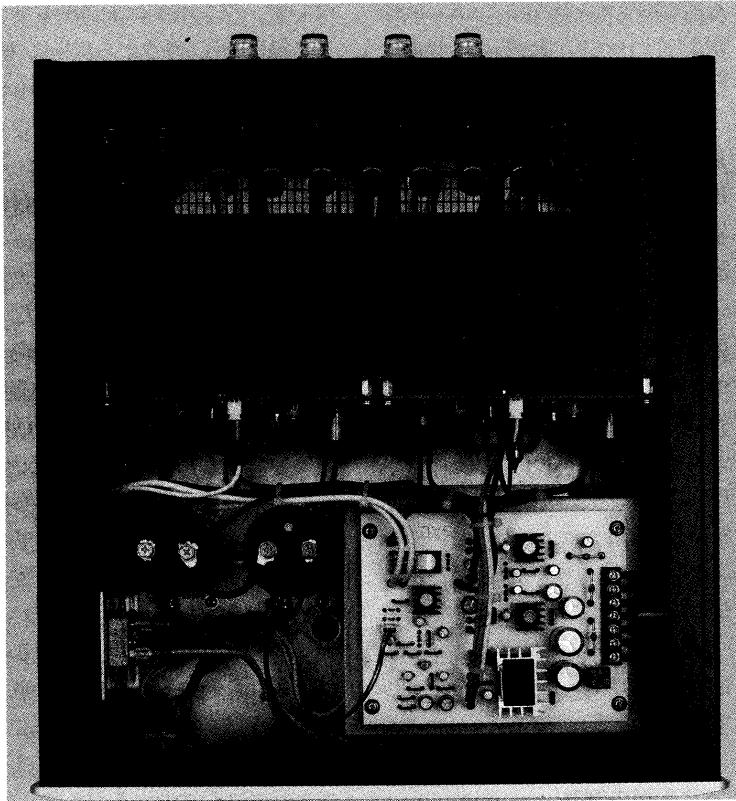


10年以上前MJのアンプコンテストの常連で、最後は殿堂入りした柴田由喜雄氏は、現在は生録音で自らの自作アンプの音を鍛えあげている。すでにマイクアンプやA/Dコンバーターを完成させているが、久しぶりのMJへの登場ということで、パワーアンプを発表していただくこととした。柴田氏のパワーアンプといえば、1段増幅と出力段無帰還の構成であったが、今回は1段増幅を踏襲しながら、オーバーオールの負帰還をかけている。また初段差動は真空管で、そのほかはメタルキャンTrで構成している。

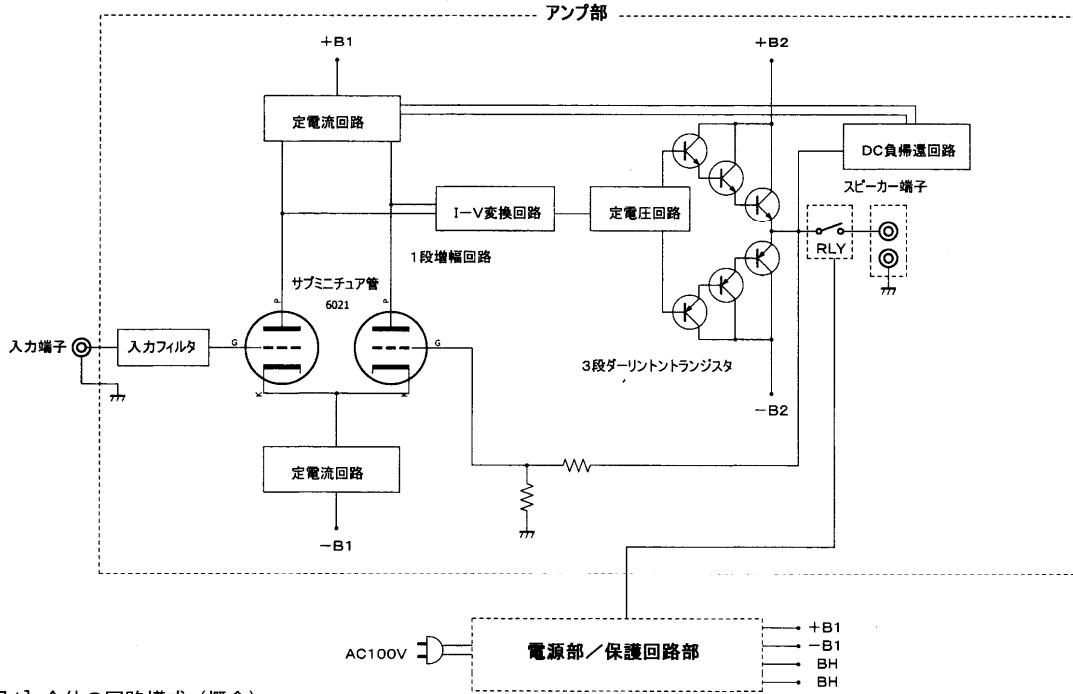
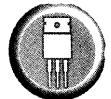
## はじめに

これまで数多くの1段増幅パワーアンプを製作してきたが、いずれも初段にFETを使用してきた。適度な $g_m$ のFETを選択すれば、そのシンプルな増幅メリットによって、超高域発振に対する余裕のある補正、あるいはアンプの高速化が容易に図れるからである。それらは従来、いずれも初段FETの $g_m$ と出力段の3段ダーリントン接続パワートランジスターによって必要裸ゲインを得る構成であった。

しかし初段のFETはある程度の高 $g_m$ と高周波特性があれば、必ずしもそれにこだわる必要はない。バイポーラートランジスター、あるいは真空管であってもよいはずである。そこで本機は、初段にサブミニチュア管を用いたハイブリッド1段増幅パワーアンプとし、真空管の味をバイポーラートランジスターの味にミックスさせようと



写真下、フロントパネル側に電源平滑コンデンサーと電源・保護回路基板を配置。基板下にRコア型電源トランスがある。パワーアンプ基板は放熱器と一体化した構造



[図1] 全体の回路構成（概念）

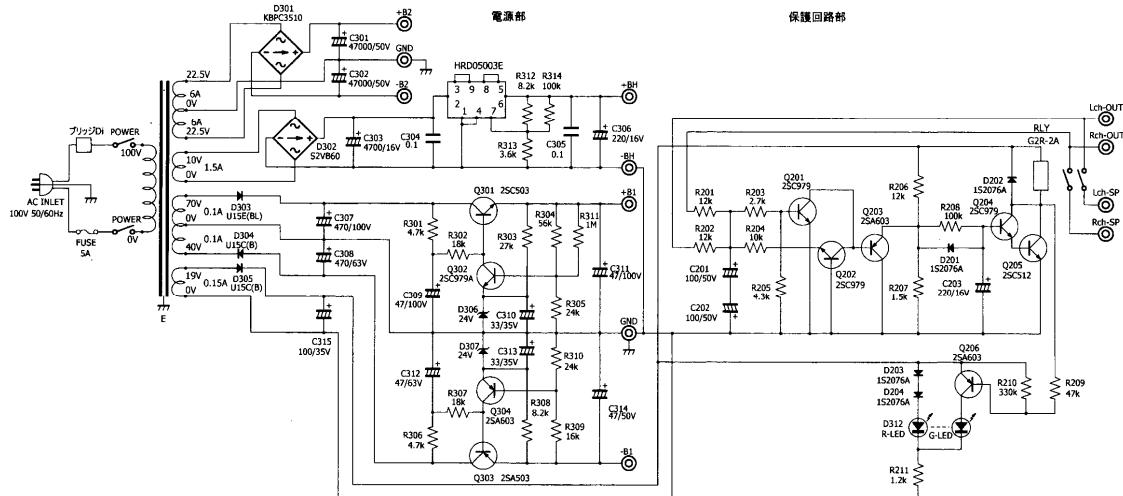
する試みである。

サブミニチュア管の採用とともに、いまや当然となったエポキシモールドのトランジスターに替えて、ヴィンテージ風ともいえるかもしれないが、メタルキャップのトランジスターを能動素子に全面的に採用した。

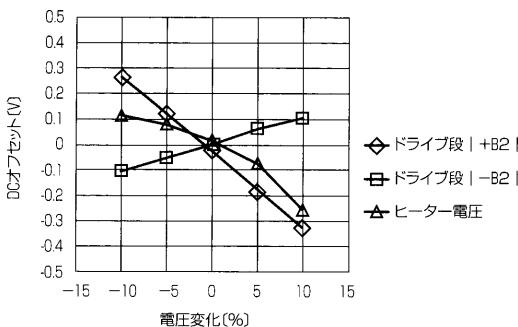
#### メタルキャップのトランジスター

は現在多用されているエポキシモールドのトランジスターに比べると、小信号トランジスターでは高耐電圧・低 $C_{ob}$ の品種が少ないこと、また、パワー用トランジスターでは揃ったコンプリメンタリー品の入手が困難な点が課題と思われている。しかし、メタルキャップの小信号用トランジスターの耐電圧

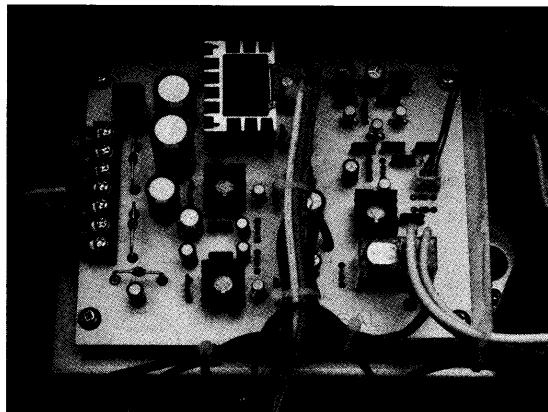
を調べた結果、いくつかのトランジスターでは、たとえば60Vと規格表に記載されていても、ランクを考慮すれば低電流領域では実測100V以上の品種があることがわかった。また、パワー用トランジスターはA級とすることでコンプリメンタリーの不整合の影響を減少させて前記課題を克服した。



[図2] 電源および保護回路



[図3] オフセット電圧の電源電圧依存性



電源・保護回路基板も表面はベタアースで金メッキ処理

## 本機の回路構成

図1に全体の回路構成（概念図）を示す。主にドライブ段の電源部、保護回路部、アンプ部からなる。以下、それぞれについて順に説明する。下記図2、4においてRで始まる部品番号は抵抗を、Qは真空管あるいはトランジスターなどの能動素子を、Cはコンデンサーを、Dはダイオードをそれぞれ示している。

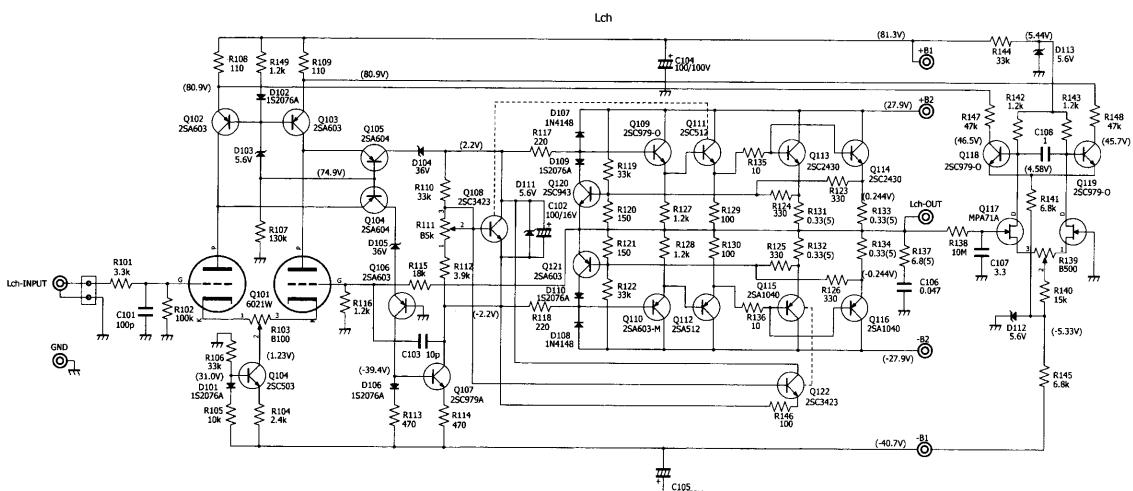
次に図2に電源部および保護回路部を示す。トランスには300WクラスのRコア型トランスを用い、パワートランジスターには47000μF×2のケミコンから電流を供給している。これは標準的な構成で

ある。

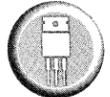
初段サブミニチュア管ヒーター用6.3Vはコンパクトな安定した電圧の得られるスイッチング電源（HRD05003E、秋月電子通商）を用いている。電源の中でも、とりわけヒーター電圧の安定化はDCアンプでは最重要項目の1つである。スイッチング電源からの数100kHz（推定）のスイッチングノイズの漏れが懸念されたが、本機のアセンブリー実測において、その漏れは認められなかった。ヒーター用電源には直接的には音楽信号は通らないのでアナログ構成とはせず、きっちりとした安定な電圧

供給を優先させた。

ドライブ段用電源の+80V、-40Vの電源は、発振に対する安定性を優先させ、きわめてシンプルな構成としている。しいていえば、リップルフィルターに軽い定電圧用フィードバックをかけた程度のものである。ケミコンも必要最低限の容量をしている。従来はQ301（2SC503）やQ303（2SA503）を2段ダーリントンとし、R302（18kΩ）、R307（18kΩ）は定電流的に作用する回路としていた。しかし、本機のようなきわめて簡素ともいえる電源でもまったく問題はない。また、格別な電流供給能力も必要



[図4] アンプ部の回路（Lchのみ）



ない。

図3に、本機の最終回路にてDC負帰還を外したときのDCオフセット電圧の電源電圧依存性を示す。もともと初段差動増幅+カレントミラー回路の組み合わせは原理的にDCオフセット電圧の変化は小さい。加えるに、図3のDCオフセット電圧はほとんどDC負帰還に吸収され、複雑な（不安定な）電源はもはや不要となる。実際、ドライブ段の電流は、出力パワーが変わってもドライブ段電流はほぼ一定であるので、図3にて、横軸の電圧変化は温度変動などによるもののみで、変動周期の長い1～2%以下（推測）となる。

保護回路部にはリレーを用いている。電源投入時に初段のサブミニチュア管6021を用いている。この6021はギターアンプなどで定評のある真空管である。6021のほかに、類似特性の6111、6DJ8（ECC88）も試したが、特性的には大差はなかった。ハンダ付けが可能であり、耐振動面で定評がある点から6021を採用した。

リレーの接点による音質劣化の心配、あるいは他の保護方法も考えられたが、後述のダンピングファクター特性にも見られるように、リレーを用いても低出力インピーダンスは維持されており、また、本機ではリレー接点による音質劣化は確認されなかったことにより、結局リレー方式を採用することに

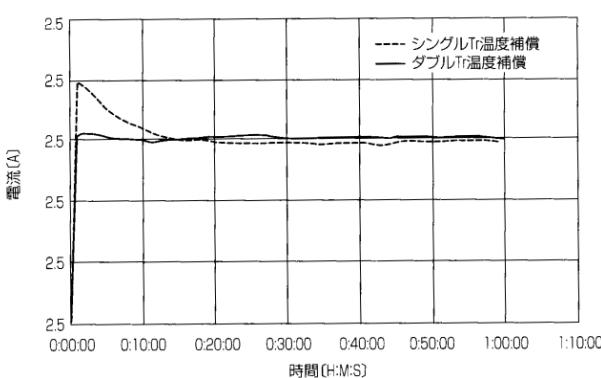
した。大電流用のパワーリレーの使用、あるいは接点パラ接続などもあえてやめ、単純な形で汎用のリレー（G2R-2A）を用いている。本機の電源投入時の遅延時間はおよそ15秒である。そして保護回路自身の確実性を高めるために、ここでも複雑な回路は避け、私が昔（大昔）採用していた実績のあるシンプルな回路構成とした。±数V程度のDCオフセット電圧（異常時）にて保護回路が作動する。

図4にアンプ部回路を示す。初段にはサブミニチュア管6021を用いている。この6021はギターアンプなどで定評のある真空管である。6021のほかに、類似特性の6111、6DJ8（ECC88）も試したが、特性的には大差はなかった。ハンダ付けが可能であり、耐振動面で定評がある点から6021を採用した。

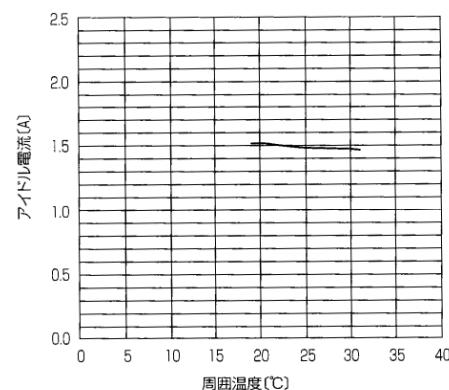
初段6021のプレート電流はトランジスターQ<sub>102</sub>、Q<sub>103</sub>（2SA603）の定電流回路で受け、I-V変換用のベース接地トランジスターQ<sub>104</sub>、Q<sub>105</sub>（2SA604）のエミッターリード線に接続される。Q<sub>102</sub>とQ<sub>103</sub>は熱結合されている。Q<sub>104</sub>、Q<sub>105</sub>のコレクター出力電流は、カレントミラーリード線トランジスターQ<sub>107</sub>（2SC979A）で合成されてパワードライブ用

の3段ダーリントントランジスターに供給される。Q<sub>106</sub>（2SA603）はQ<sub>104</sub>、Q<sub>105</sub>のコレクター損失P<sub>c</sub>を揃えるためのトランジスターである。Q<sub>107</sub>とダイオードD<sub>106</sub>（1S2076A）は熱結合されている。ツェナーダイオードD<sub>104</sub>、D<sub>105</sub>（36V）はQ<sub>104</sub>、Q<sub>105</sub>の消費電力を低く抑えるために入れてある。

6021のg<sub>m</sub>と出力段の3段ダーリントントランジスターの入力インピーダンスr<sub>i</sub>によってアンプの裸ゲインがほぼ決まる。半固定抵抗R<sub>103</sub>（B100Ω）を考慮した実質の値をg<sub>m'</sub>とすると、裸ゲインA = g<sub>m'</sub> × r<sub>i</sub>である。3段ダーリントントランジスターの初段NPN側Q<sub>109</sub>（2SC979-O）、PNP側Q<sub>110</sub>（2SA603-M）はコンプリメンタリペアではないが、動作電流範囲が小電流領域で限られているので、本機ではコレクター・エミッタ間の耐電圧余裕面からこれらのトランジスターを選択した。3段ダーリントントランジスターの2段目はコンプリメンタリーのQ<sub>111</sub>（2SC512）、Q<sub>112</sub>（2SA512）である。このトランジスターは汎用の小型放熱器に正確なφ5.2mmの孔とスリットを設け、圧入によって放熱器に固く取り付けてある。3段ダーリントントランジスターの出力段は、コン



[図5] パワートランジスター温度補償方法とアイドル電流の変化



[図6] 周囲温度とアイドル電流の変化

プリメンタリー NPN 側 Q<sub>113</sub>, Q<sub>114</sub> (2SC2430), PNP 側 Q<sub>115</sub>, Q<sub>116</sub> (2SA1040) をパラ接続している。ここでも、やはり、シンプルさから A 級 35W としては必要最低限のパラ数としている。これらは富士通製のかなり  $f_T$  の高い高速スイッチング用トランジスターである。ここで、NPN 側と PNP 側のコンプリメンタリートランジスターはもともと諸特性が異なるので、NPN 側と PNP 側の  $h_{fe}$  は多少異なってもよいが、NPN 同士と PNP 同士の  $h_{fe}$  は電流を均等化するために揃える必要がある。なお、意外に見落としがちなのはエミッター抵抗 0.33 Ω をも実測して揃える必要がある。テスターでは直接測れないので、適度な既知電流をエミッター抵抗単体に流し、その発生電圧から抵抗値を逆算し、測定後に同程度の抵抗値のものを使用する。

本機では少し変わったパワートランジスター温度補償方法（ダブル温度補償）を用いている。出力段トランジスターの放熱器に取り付けた単に1つのトランジスター Q<sub>122</sub> (2SC3423) のみでは、電源投入直後と定常動作時（本機では20分程度）のアイドル電流（設定値 1.5A）が時間的に大きく変動するため、比較的温度上昇の小さいドライブ段 Q<sub>111</sub> (2SC512) の温度

を併用利用してアイドル電流を温度補償している。このようにすることで、図5のように、電源投入直後から安定したアイドル電流となっている。温度変化の大きいパワートランジスターによってアイドル電流が過度に温度補償されるのを防いでいるのである。

電源投入直後では温度補償として Q<sub>108</sub> (2SC3423) が大きく作用し、パワートランジスターの温度上昇につれ Q<sub>120</sub> が作用するように働く。もともとパワートランジスターの温度を下げるために十分に大きな放熱面積をもった大型の放熱器を用いればよいことではあるが、現実には物理的に限界がある。なお、図6のように、周囲温度の上昇によってわずかアイドル電流を下げるようしている。

初段がサブミニチュア管であるので、熱結合やオフセット電圧調整をこまめにしても、いきおい ±200mV 程度の DC オフセットは覚悟しなければならない。そこで、本機では完全 DC アンプではなく、DC 負帰還を併用したアンプとしている。出力端子に接続された R<sub>138</sub> (10MΩ) と時定数をもたせる C<sub>107</sub> (3.3 μF) からなる超低域フィルターを通して、DC オフセット電圧を Q<sub>117</sub> ( $\mu$ PA71A), Q<sub>118</sub>, Q<sub>119</sub> (2SC979 - O) からなる差動2段増幅の出

力電流に変え、それを初段の定電流トランジスター Q<sub>102</sub>, Q<sub>103</sub> のエミッターに注入している。Q<sub>118</sub> と Q<sub>119</sub> は熱結合する。この DC 負帰還回路はかなりゲインがあるので、DC アンプ本体のノイズ特性に若干影響する。Q<sub>118</sub> と Q<sub>119</sub> のベース間に接入した C<sub>108</sub> (1 μF) はノイズ減少用のコンデンサーである。

D<sub>111</sub> (5.6V) は I/V 変換回路側要因によるパワートランジスターの過電流を抑えるために入れてあり、一方、Q<sub>120</sub> (2SC943), Q<sub>121</sub> (2SA603) からなるパワートランジスター電流制限回路をも入れている。後者の電流制限設定値は 2 パラでおよそ 9Aあたりに設定してある。正弦波の場合、電流が異常に大きくなると頭がなまってつぶれた波形に移行するようにしてある。

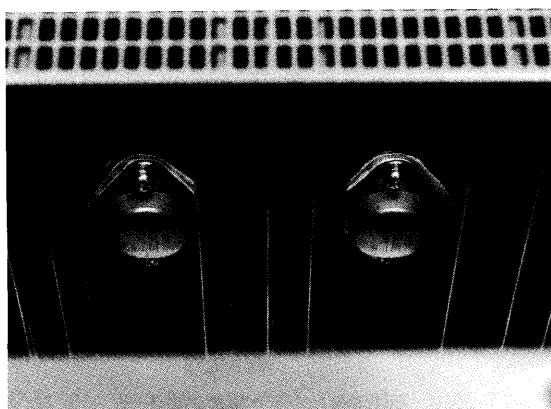
外部コンデンサーによる高域補正是 C<sub>103</sub> (10pF) のみであり、5 ~ 10pF が最適である。出力には R<sub>137</sub> (6.8Ω) とシリーズのコンデンサー C<sub>106</sub> (0.047 μF) を入れてある。入力には、R<sub>101</sub> (3.3kΩ) と C<sub>101</sub> (100pF) からなる高域フィルターを入れてある。いずれも、アンプを超高域の信号 (=トランジスターの熱暴走要因) から守るのに有効なものである。小容量コンデンサーはいずれも総合周波数特性に関与している。

本機の動作電流は、初段 Q<sub>101</sub> (6021) がそれぞれ 1.9mA, I/V 変換 Q<sub>104</sub>, Q<sub>105</sub> (2SA604) が 1.3mA, 出力段パワートランジスター Q<sub>113</sub> ~ Q<sub>116</sub> がそれぞれ 0.75A である。

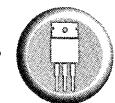
## メタルキャントランジスターの互換性

本機では温度補償用トランジスター以外はすべてメタルキャントランジスターを用いている。

これは以前に、不用意にも、試



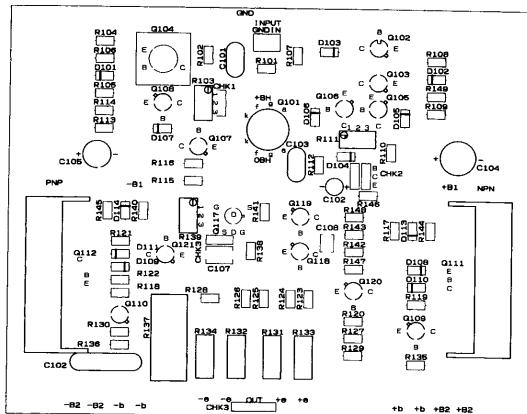
出力段にはメタルキャントランジスターを起用



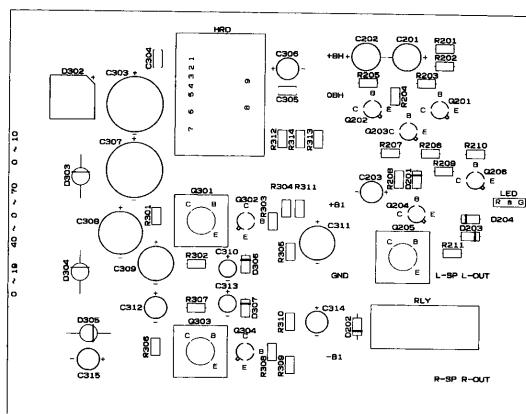
作中の入力フィルターのない高速  
パワーアンプの入力端子に、電源  
を入れたまま（ホット側が先に接  
触する）RCAピンジャックを挿し  
てしまったときのみじめなトラブル

ルが脳裏から離れないことがある。3パラすべてのパワートランジスター（合計6個）が、一瞬にして、ちょうど3本の足を挟んだエポキシモールド接合部面から、大きな

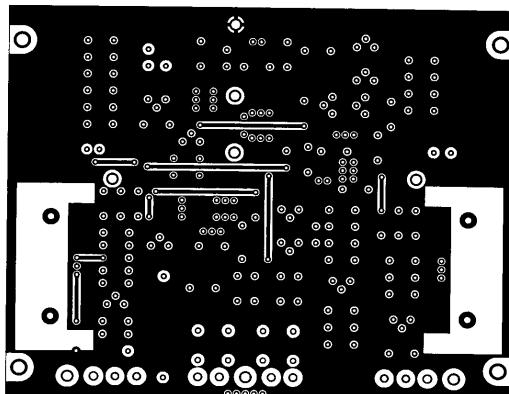
音を立てて割れたのである。何とももろいものである。超高域ノイズによってパワートランジスターが熱暴走したと推測している。その旨、メタルキャントランジスター



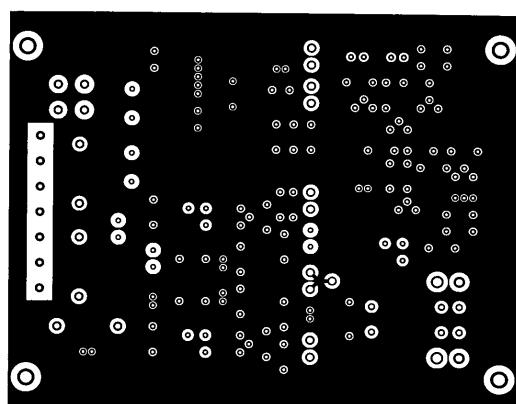
[図7a] アンプ基板の部品配置（45.6%縮小）



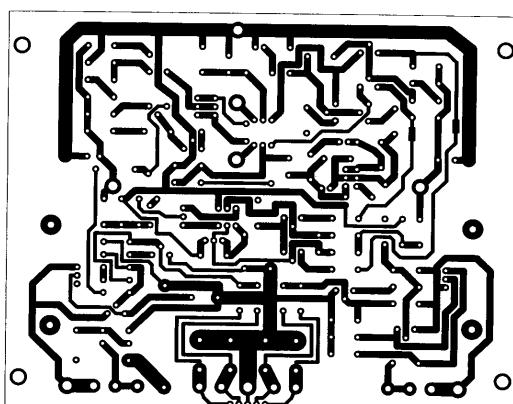
[図 7d] 電源および保護回路基板の部品配置 (45.6%縮小)



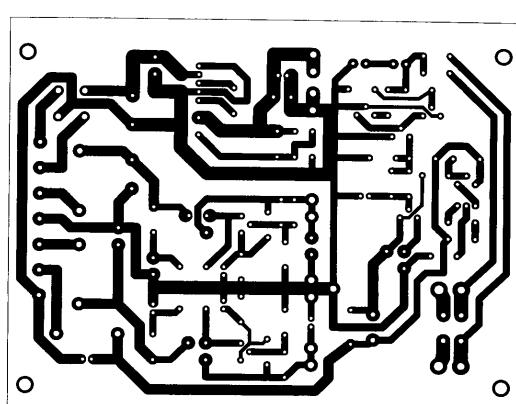
[図7b] アンプ基板の表面パターン



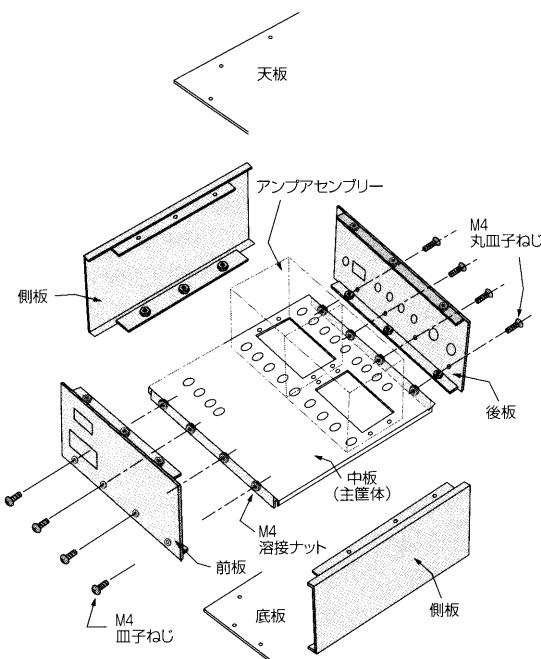
[図 7e] 電源および保護回路基板の表面パターン



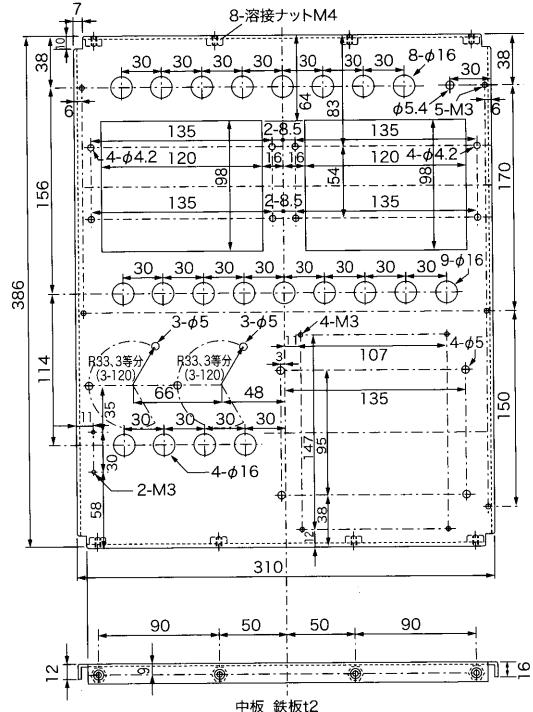
[図7c] アンプ基板の裏面パターン



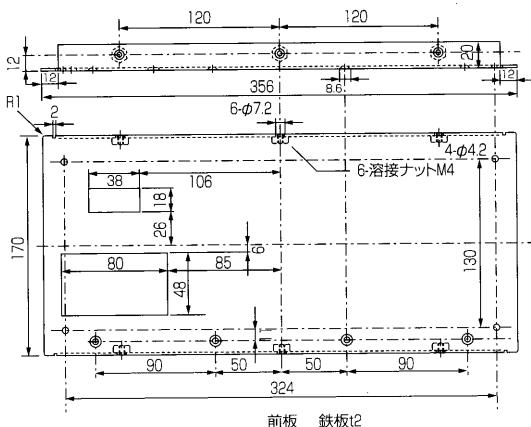
[図7f] 電源および保護回路基板の裏面パターン



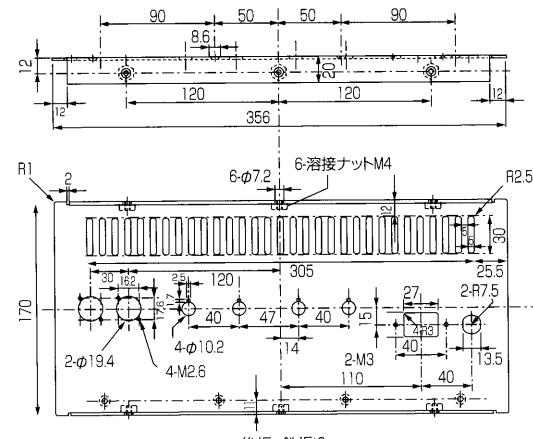
[図8a] 筐体組み立て概念



[図8b] 中間シャシーの加工寸法



[図8c] 前側パネルの加工寸法



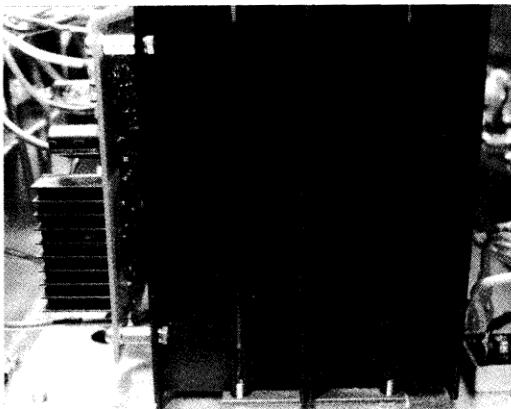
[図8d] 後側パネルの加工寸法

では鉄兜の内部で静かに壊れてくる。これが、メタルキャントランジスターを大幅に採用した隠れた理由でもある。

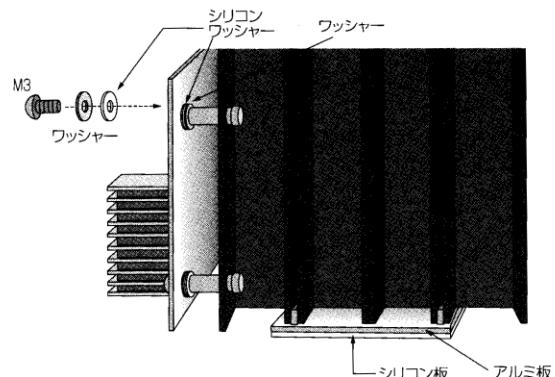
したがって、本機に用いているメタルキャントランジスターは、すべてエポキシモールドトランジスターに置き換えることも可能である。たとえば、初段Q<sub>102</sub>, Q<sub>103</sub>は

2SA1015, I/V変換段のQ<sub>104</sub>, Q<sub>105</sub>, Q<sub>106</sub>は2SA872A, Q<sub>107</sub>は2SC1775Aなど、あるいは、2SA1360/2SC3423などを用いてもよい。それらの多くは低C<sub>ob</sub>のトランジスターになるが、本機では確認はしていないものの、C<sub>103</sub>(10pF)以外の追加の特別な高域補償コンデンサーが必要になるとは考えに

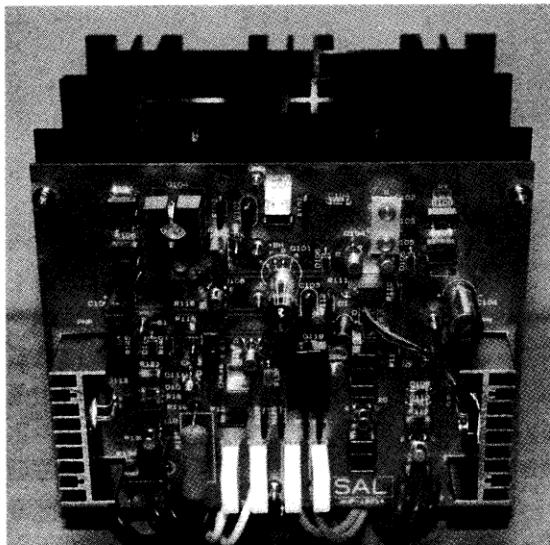
くい。出力段トランジスターは本機のような高f<sub>T</sub>のものでなくとも通常のものでも使用可能である。ある程度以上のf<sub>T</sub>であれば特別な支障はない。本機で使用したトランジスターのうち、2SA604と2SC979Aはほとんど入手困難な状況にある。ただ、エポキシモールドトランジスターまで視点を広



基板はシリコンワッシャーを介して放熱器に、放熱器はシリコン板を介してシャシーに取り付けられている



[図9] アンプ部基板と放熱器の取り付け方法



中央にサブミニチュア管6021を配置、初段差動回路を構成。そのほかはメタルキャップトランジスターを起用。基板表面はベタアースで金メッキ処理。

ければ、半導体類は、たとえば若松通商などから入手できるものが多い。

## 本機の製作

本機はユニバーサル基板でまず試作実験を行い、次にプリント基板製作に移行している。私の場合、表面ベタアース方式を主にし、昨今では銅箔面に金メッキを施していたところが、身近にプリント基板に金メッキをお願いできる人がついに見いだせなくなつたため、

止むを得ず、プリント基板業者に発注することにした。業者にガーバーデータを送付して製作したところ、かつてないほどきれいに（精度よく）仕上がった。

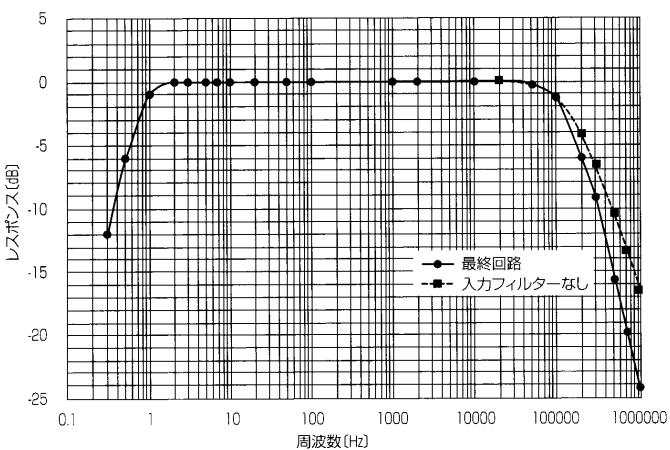
図7(a)～(f)にプリント基板の部品配置、表面、および、裏面のアートワーク例を示す。なお、図7は、凡ミスなどを修正した後のもので、実機とは番号付けなどが若干相違している点はご了承願いたい。

なお、本機を参考にしてみよう

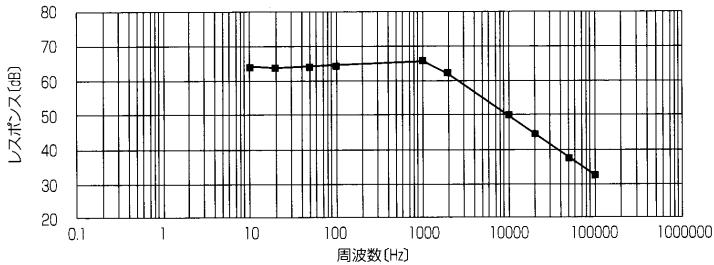
と思われた方は、サンハヤトのベタアース付き高周波用ユニバーサル基板などを利用すると便利である。本機の部品配置は参考程度であり、アートワークが多少異なつても、1段増幅回路とベタアースの効果とが相まって、コンパクトに製作さえすれば、重大トラブルはまず発生しないであろう。唯一留意すべきことは、アンプの出力に数MHzの超高域発振止めの負荷（無負荷時の高域ゲインの上昇防止）、つまり、低抵抗値のR<sub>137</sub> (6.8



入力端子は音の抜き差しショックノイズ対策品、出力端子はWBT製の大型品。シャシーはエヌテクノロジー特注品



[図10a] 周波数特性



[図10b] 裸ゲイン周波数特性

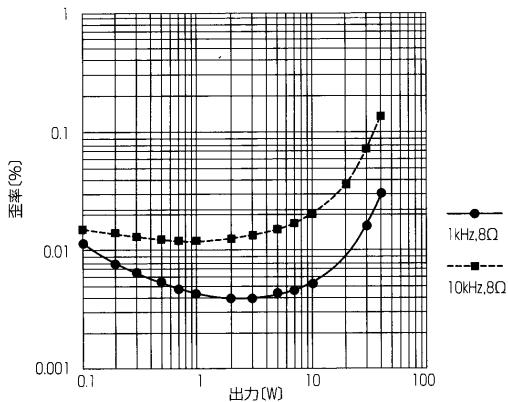
$\Omega$ ) とシリーズのコンデンサー  $C_{106}$  ( $0.047 \mu F$ ) を必ず付けることと、3段ダーリントランジスターのベースに適度なダンピング用抵抗をとりあえず入れておくことである(結果的に不要であれば外す)。コンデンサー  $C_{106}$  の一端はプリント基板

の表面ベタアース部を使用して GND に落としている。超高域負帰還関連ループを最短とするためである。

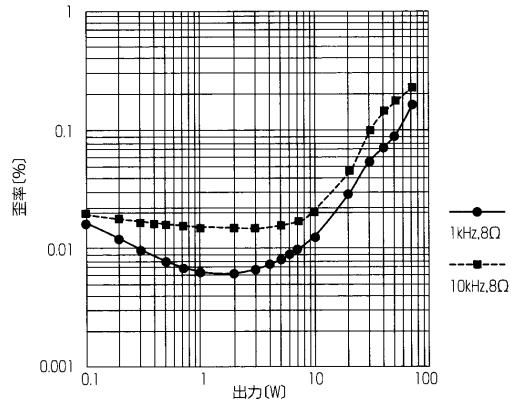
真空管には予期できない寿命があると想定しなければならない。そこで、2個の放熱器 (TF1314A

-2) に1つのアンプ基板を付けた状態で「アンプアセンブリー」として独立するように製作し、アンプ部としては2つのアンプアセンブリー構成(ステレオ)とした。アンプアセンブリーのみを取り外せば容易に真空管を交換できるようにするためである。アセンブリー構成とするとコネクターが必要になる。本機では、プリント基板の電源ラインにバナナプラグを2まわりほど小さくしたもの( $\phi 2\text{mm}$ )を入手して使用している。実際、10A程度流してみたが何ら問題は発生しなかった。もちろん通常のバナナプラグが使えれば(スペースがあれば) それに越したことはない。

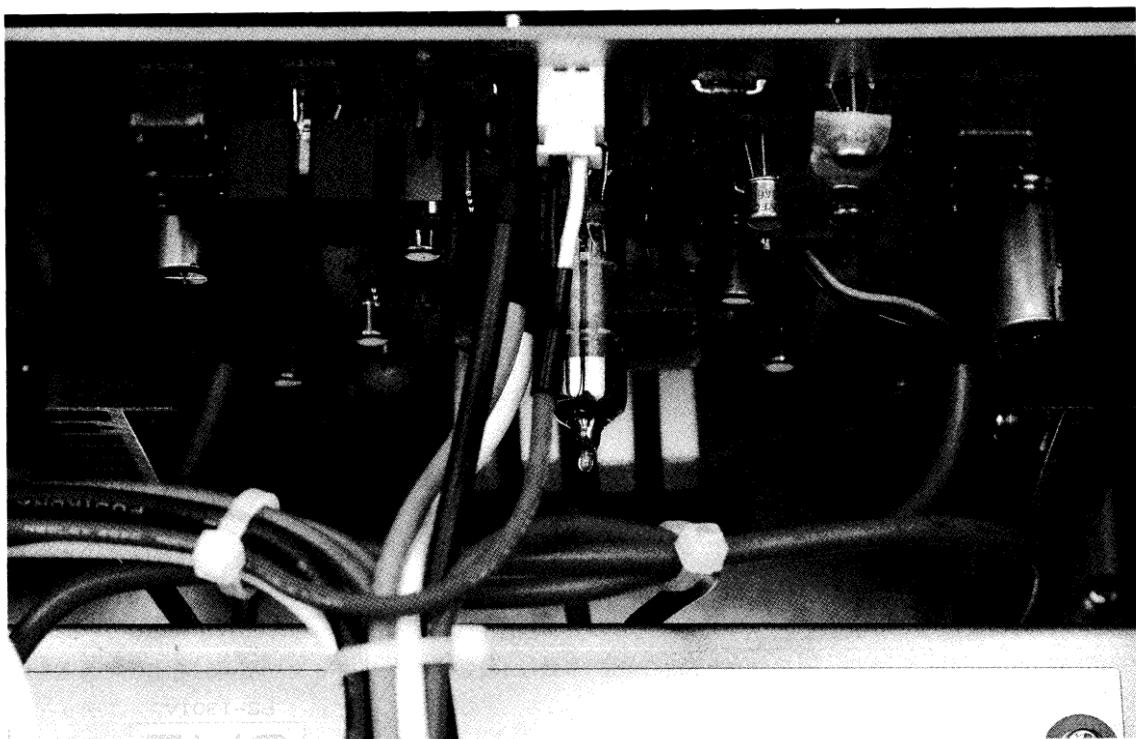
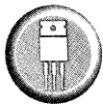
本機の筐体関連の概要と主なものの詳細を図8(a) ~ (d) に示す。Lch, Rch それぞれのアンプアセンブリーの2個の放熱器はそれを支える筐体の中板にt1のシリコングム板とスペーサーを介して搭載し、放熱器にはシリコングムワッシャーを介してアンプ部プリント基板を取り付ける。真空管は振動を嫌うので、本機では図9のように主筐体(中板) ~ プリント基板間に二重にシリコングム(弾性材)を介在させている。



[図11a] 出力電力対歪率特性(8Ω負荷)



[図11b] 出力電力対歪率特性(4Ω負荷)



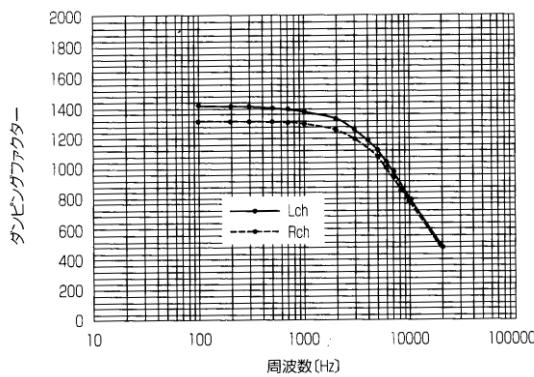
初段はサブミニチュア双3極管、次段以降はメタルキャップ型トランジスターで構成。抵抗器はスヌムとニッコームの平角形金属皮膜抵抗を、半固定抵抗は多回転型を使用。部品面はベタアースとした。

筐体はt2鋼板を用い、曲げ加工による接合部にM4溶接ナットを溶接してM4ビスで強固に結合している。すなわち、M4ビスで前板-中板-後板、その後、側板-天板-底板の各板を結合している。t2鋼板とすることで、音波自体によるアンプ筐体表面の微小変形が抑えられ、真空管を用いたアンプではとりわけ効果が大きいと思わ

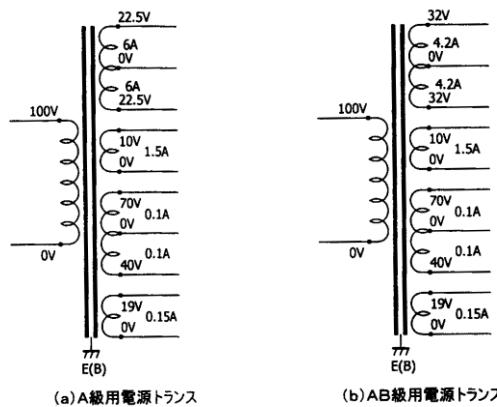
れる。このA級アンプの筐体製作の大半はエヌステクノロジーに発注した。大胆な筐体設計にもかかわらずていねいにご対応くださり、誌面をお借りしてお礼を申し上げたい。

本機では6021のペア特性をある程度選別したので、完成時の動作点の調整は簡単である。予備の25回転半固定抵抗R<sub>103</sub> (100ΩB)

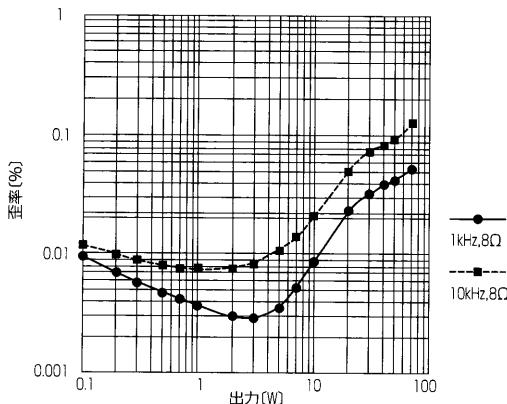
は中点としておき、25回転半固定抵抗R<sub>139</sub> (500ΩB) によってスピーカー端子でのDCオフセット電圧を0mV付近に調整し、25回転半固定抵抗R<sub>111</sub> (5kΩB) によって無信号時のアイドル電流を設定値 (1.5A) に合わせるのみである。DCオフセット電圧は±10mV程度以内となるようにする。DCオフセット電圧が0mV付近に調整しき



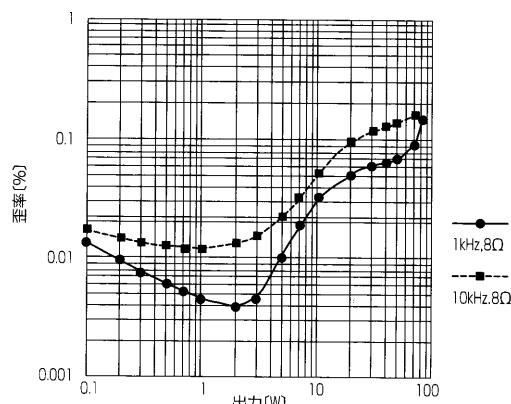
【図12】周波数対ダンピングファクター特性



【図13】A級動作用電源トランスと、AB級動作用電源トランス



[図14a] AB級アンプの出力電力対歪率特性（8Ω負荷）



[図14b] AB級アンプの出力電力対歪率特性（4Ω負荷）

れなかった場合に  $R_{103}$  を使用する。アイドル電流は、あらかじめ電源を投入する前に半固定抵抗  $R_{111}$  の 2~3 番間を  $0\Omega$  付近にしておき、アイドル電流を徐々に上げて設定電流にセットすると安全である。

## 本機の特性と音質

本機の周波数特性を図10 (a) に示す。周波数特性は、およそ  $0.7\text{Hz} \sim 130\text{kHz}$  ( $-3\text{dB}$ ) である。裸ゲインを図10 (b) に示す。本機の仕上がりゲインが  $25\text{dB}$  であるので、 $1\text{kHz}$  以下ではおよそ  $40\text{dB}$  の負帰還量である。低域限界は DC 負帰還回路のフィルター時定数と同差動アンプのゲインにより決まり、高域限界は高域補正コンデンサー  $C_{103}$  ( $10\text{pF}$ ) と入力フィルターである  $R_{101}$  ( $3.3\text{k}\Omega$ ) +  $C_{101}$  ( $100\text{pF}$ ) によって変わる。

歪率特性を図11 (a), (b) に示す。およそ  $35 \sim 40\text{W}$  まで  $0.1\%$  以下 ( $1\text{kHz}$ ) である。低出力側での上昇は、サブミニチュア管を中心とした入力周辺回路および DC 負帰還回路のノイズによるものだ。中出力から大出力への歪み増加は、アンプの非線形性によるもののが主である。数字的には問題ないレベルである。0.数%以下の歪み

は音質にそれほど影響しないともいわれているが、個人的にはサブミニチュア管の歪みを若干期待する側面もある。本機は  $4\Omega$  負荷では AB 級となるものの、連続出力  $70\text{W}$  にも対応できる。

ダンピングファクター特性を図12に示す。測定は外部パワーアンプから  $8\Omega$  を介して既知電流を注入し、スピーカー端子での電圧 (= 注入電流 × 出力インピーダンス) よりダンピングファクター ( $8 \div$  出力インピーダンス) を逆算している。測定結果は低域にて  $1300 \sim 1400$  であり、ハイブリッドアンプとはいえ、出力段がトランジスターであるので高めの値となっている。数値的には、スピーカーの制動といった観点から見ると、明らかにトランジスターアンプに近い特性となっている。低  $f_0$  で振動系の重いウーファーなどでも余裕をもって駆動できる。

本機を試聴してみると、自分でいうのもおかしな話ではあるが、刺激的な音がしない、実に自然な音のするアンプに仕上がったようだ。本機はどちらかというと高功率スピーカーを対象にした低出力アンプの部類に入るが、比較的大音量にて長時間聴いていても疲れ

を感じさせないものとなった。おそらく、試聴を重ねるにつれ、クラシックのみならずロックのエレキギター演奏にも追従できるものと思っている。サブミニチュア管と1段増幅の組み合わせは、新たな音の世界を作っていくようだ。

## AB 級 $70\text{W} \times 2$ パワーアンプへの応用

本機は設計当初から電源の平滑コンデンサーを  $50\text{V}$  耐圧とし、使用トランジスターもすべて AB 級に耐えうる耐電圧としていた。能率の比較的低いスピーカーにも対応するためである。実際、A 級アンプと AB 級アンプの2台を同時に製作した。したがって、図13のように単に電源トランスを変更すれば、アンプ部と電源部を何ら変更することなく、アイドル電流を  $0.8\text{A}$  に下げるによって、AB 級  $70\text{W} \times 2$  ( $10\text{W}$  まで A 級) のアンプに変身する。AB 級アンプとしての歪率特性を図14 (a), (b) に示す。パワートランジスターの電流制限回路によって、 $4\Omega$  負荷では  $80\text{W}$  ( $1\text{kHz}$ ) に抑えられている。それ以外の特性は、上記 A 級アンプとほぼ同じである。