

# AB級70W×2 ハイブリッドパワーアンプ

[前編]

柴田 由喜雄 SHIBATA Yukio

最近の筆者パワーアンプの特徴は、初段真空管差動増幅とトランジスターI/V変換（電流-電圧変換）による1段増幅アンプを組み合わせ、出力段をドライブする構成で、真空管と半導体のそれぞれ得意とする動作をさせている。今回は低能率の現代スピーカーを充分に駆動すべく、出力段の電源電圧を高くし、かつアイドル電流を大きくして10W程度までA級動作するAB級70Wクラスのアンプとした。DCオフセットおよびドリフトを効果的に低減する回路、出力段温度補償回路も新しい方式を採用した。

## はじめに

ハイブリッドアンプは真空管とトランジスターのそれぞれの優れた長所を拾い上げ、それらを調和させてあらたなアンプの世界を作り立たせようとする試みで、ノスタルジックな真空管の音質とトランジスター特有の回路技術の融合を試みるものである。

これまでの一連のハイブリッドアンプでは、1段増幅構成をとっていることから、すなわち初段差動増幅の電圧-電流変換（V/I変換）と引き続くI/V変換回路によってすべての必要ゲインを稼ぐので、必然的に、キーとなる初段の増幅素子に真空管を使用し、真空管では実現できないI/V変換回路にトランジスターを使用することになった。

それらハイブリッドアンプ回路方式においては、初段が真空管であるが故に、現時点では出力オフセット電圧変動の対処方法にいま

だ工夫する余地がある。ここに本機製作の大きな狙いがある。すでに紹介したハイブリッド1段増幅ヘッドフォンアンプの製作では「DCバランス補正回路」を採用して完全DCアンプとした。今回の製作は、その技術をパワーアンプに適用しようとするものである。もともと、前記ヘッドフォンアンプの製作は、ある意味で先行応用的な意味合いもあった。DCバランス補正回路の本命はパワーアンプへの適用（本機）である。

## 従来のDC負帰還回路

初段に真空管を用いたハイブリッドパワーアンプでは初段差動増幅用真空管のグリッド電圧差 $\Delta V_g$ （2つの真空管ユニットのグリッド電圧差）の変動によって出力オフセット電圧変動が発生する。このグリッド電圧差 $\Delta V_g$ 変動は不可解な、ある種気まぐれ的な挙動をする。小さな変動が続くときもあれば、急に大きくなったりもする。実

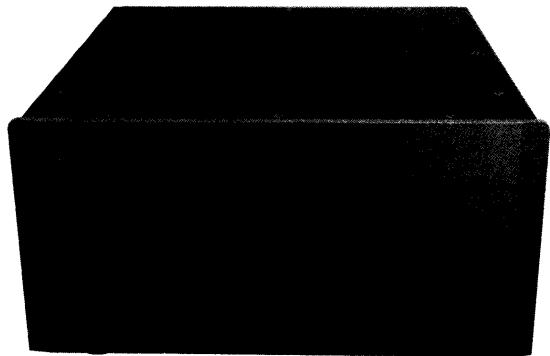
験によれば、グリッド電圧差 $\Delta V_g$ 変動は短時間±2mV程度から長時間±15mV程度の変動である。

仮に、グリッド電圧差 $\Delta V_g$ 変動が±15mV程度発生した場合、仕上がりゲインを16倍とすると、スピーカー出力には±240mV程度の出力オフセット電圧変動が発生する。許容できる出力オフセット電圧を±10数mV以内とすれば、出力オフセット電圧変動をおよそ1/20以下とする必要がある。

A級35Wハイブリッドパワーアンプ（MJ2014年1月号発表）では、出力オフセット電圧変動を小さくするために「DC負帰還」を用いている（図1）。

## DCバランス補正回路の採用

しかし、本稿のハイブリッドパワーアンプではDC負帰還を用いず、新たに考案した「DCバランス補正回路」を用いている。DCバランス補正回路の発想の原点は、



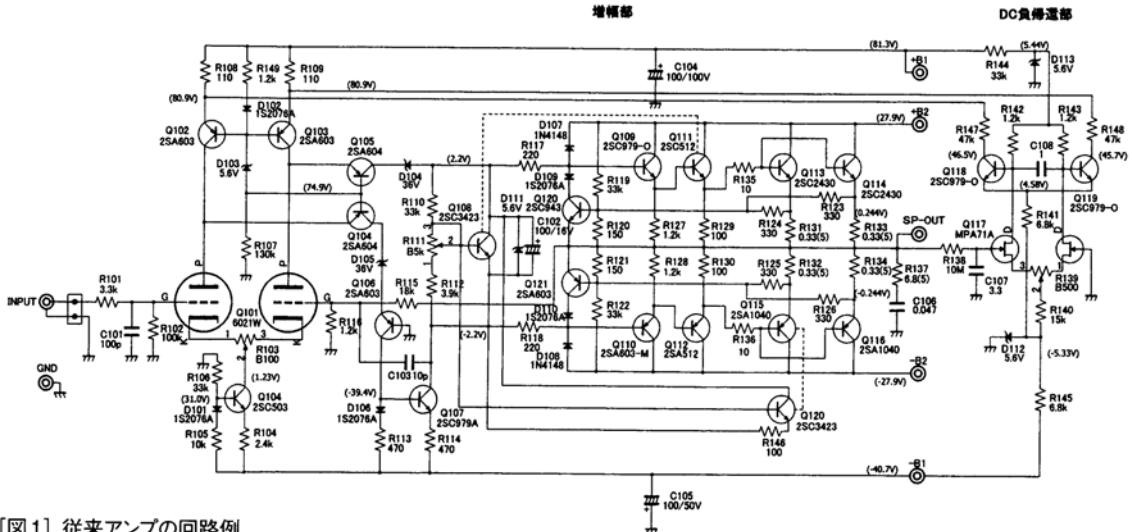


図1 従来アンプの回路例

出力オフセット電圧変動の主要因が初段真空管のグリッド電圧差 $\Delta V_g$ 変動であることに着目したものである。すなわち、2つの真空管ユニット間のグリッド電圧差 $\Delta V_g$ が発生した場合、2つの真空管ユニットそれぞれの電流値を初期設定値からわずかにずらし、新たに「初段真空管グリッドのDC電圧差 $\Delta V_g = 0$ となるように2つの真空管ユニットの電流値を制御してバランスさせる」のである。 $\Delta V_g = 0$ であれば、グリッド電圧差 $\Delta V_g$ による出力オフセット電圧変動は抑圧される。

図2に、前記従来アンプのDC負帰還回路と対比して、DCバランス補正回路の模式図を示す。図2(a)の前記従来アンプのDC負帰還回路では直接的にスピーカー出力ポイントで出力オフセット電圧のみを拾っているので、増幅部のすべての出力オフセット電圧発生要因に対応できる。詳しくは、2014年1月号の記事を見ていただきたい。

図2(b)のDCバランス補正回路では、2つの初段真空管(サブミニチュア管)それぞれのグリッ

ド-GND間電圧のDC成分を拾い、DCバランス補正回路によって電流出力に変え、その出力電流を増幅部初段の定電流回路に注入する。初段真空管に続くI/V変換回路の入力電流差は結果的にほとんど変化しないので、定電流回路の電流変化分は真空管のプレート電流変化となる。

すなわち、グリッド電圧差 $\Delta V_g = V_{g1} - V_{g2}$ のDC成分によって真空管のプレート電流を変化させ、真空管のプレート電流は $\Delta V_g$ に見合った動作点でバランスする( $V_g$ の添字1, 2は2つの真空管ユニットを表す)。DCバランス補正回路のDC領域における必要なゲインを $g_{m2}'$ とすれば、 $g_{m2}'$ は $g_{m2}$ のG倍であるので、おおむね $g_{m2}' = (A-1) \cdot g_{m1}$ となる。

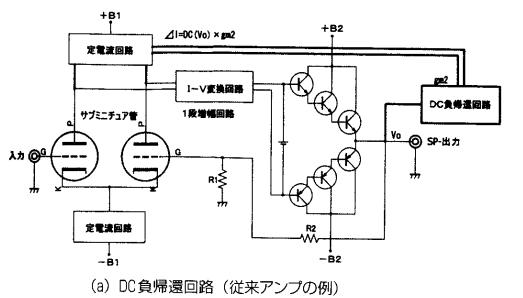
再び $A = 20$ ,  $g_{m1} = 2\text{mS}$ とすれば、 $g_{m2}' = 38\text{mS}$ と計算される。したがって、この大きなゲインを得るために、概して $g_m$ の低い1チップデュアルFETを用いる場合には差動2段増幅構成採用が適当となる。接合型FET差動1段増幅構成ではゲインがやや不足する。

具体的に図2(c)のように、DC

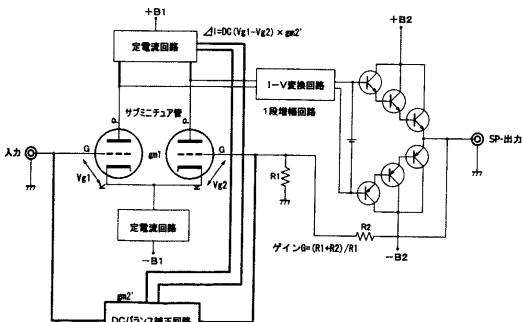
バランス補正回路を構成するFET入力差動2段増幅回路とトランジスターからなる定電流負荷回路を具体的に書いてみると、その動作はより明瞭になるであろう。FET入力差動2段増幅回路の出力電流はFET入力電圧に対して増減が反転されるので、その出力電流を真空管のプレート電流に合流させるポイントでは入力側とフィードバック側で入れ替えられる。

その点を考慮して、もう一度マクロ的に図2(c)を見てみると、あたかも、初段真空管差動増幅回路とDCバランス補正回路が並んで接続されていることがわかるであろう。全帯域で真空管が増幅作用を行い、真空管と並んで設けられたDCバランス補正回路が高ゲインかつ超低域(DC成分)のみで増幅作用を補っているのである。

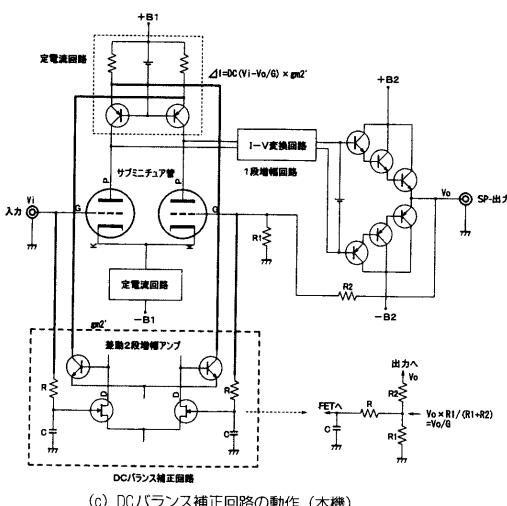
前記 $g_{m2}'$ の式は、真空管に並んで設けたDCバランス補正回路の $g_{m2}'$ を真空管の $g_{m1}$ の $(A-1)$ 倍にすれば、出力オフセット電圧変動をおよそ $1/A$ に下げられることを意味している。この場合、初段のDC領域におけるゲインは、DCバランス補正回路の無い場合の



(a) DC負帰還回路（従来アンプの例）



(b) DCバランス補正回路（本機）



[図2] 出力オフセット電圧変動低減方法

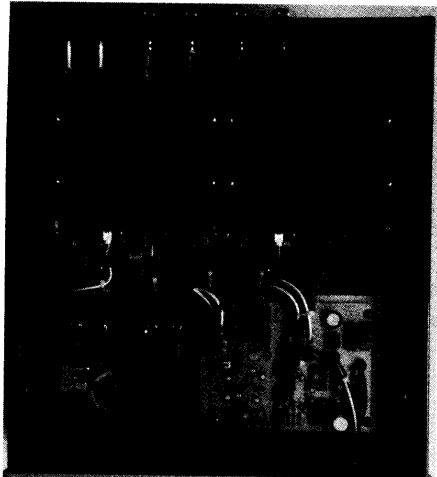
$g_{m1}$ から、初段のゲイン=真空管のゲイン + DCバランス補正回路のゲイン= $g_{m1} + g_{m2}'$

$$= g_{m1} + (A-1) \cdot g_{m1}$$

$$= A \cdot g_{m1}$$

に増大している。例えば、 $A = 20$ （倍）の場合、25.6dB増大する。

DCバランス補正回路は、基本的には初段の真空管のみにしか作



[写真1] 前側に電源部、後側に放熱器とアンプ基板を配置

用していないので、DCバランス補正回路によって初段以外におけるほかの出力オフセット電圧発生要因の影響を大きく減らすことはできない。それらは、通常のFET差動入力アンプの場合とまったく同じように影響する。必要な箇所は、しっかりとした熱結合などが必要である。また、初段真空管のグリッド電流も出力オフセット電圧に影響する。

パラに増幅作用をする初段真空管とDCバランス補正回路はともに直流成分を増幅可能であり、本機のすべての負帰還は純抵抗のみで行われるので、直流までフラットな周波数特性のアンプとなる。よって、DCバランス補正回路を採用したアンプはカップリングコンデンサーを有しない、かつ直流まで増幅可能ないわゆる「完全DC

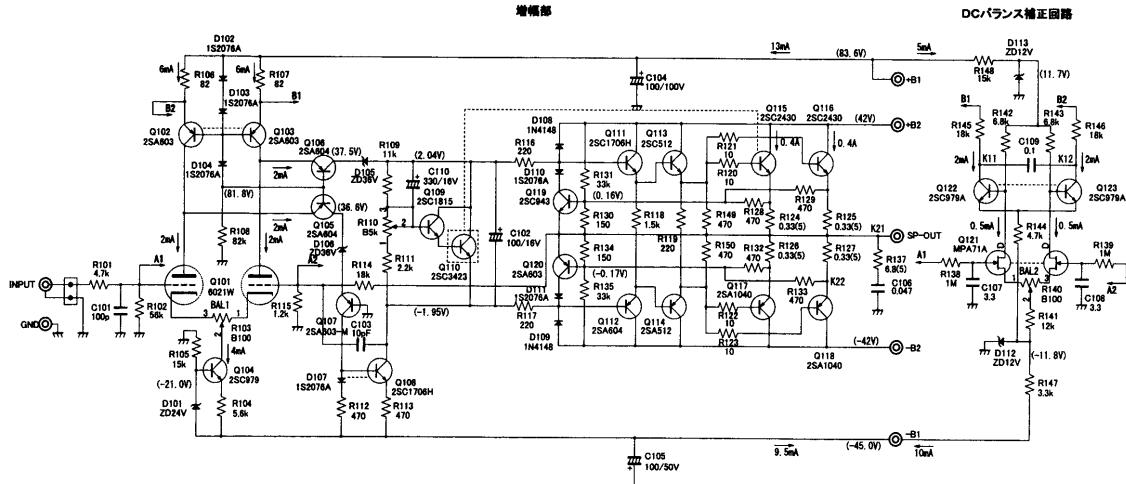
パワーアンプ」を可能とする。前記DC負帰還回路方式ではDC成分検出フィルターによる低域再生限界が発生する。

ここで、DCバランス補正回路の直流増幅作用は出力に現れるので、ややもすれば低域にて真空管の味を損なう危険性がある。そのようにならないように、DCバランス補正回路のゲインは必要最小限とするべきであり、また、DC成分を検出するフィルター周波数域の影響を可聴帯域に食い込ませないようにすることが重要と考えられる。

## アンプ部の回路構成

図3に本機のアンプ部回路図を示す。前記従来アンプがA級35W×2に対し、本機ではAB級70W×2としており、終段の電源電圧を±28Vから±42Vに引き上げている。出力をA級35WからAB級70Wに上げたのは、パワー不足の心配なく音楽をより安心して楽しむためと、低能率のスピーカーを駆動するときに必要となると思ったからである。AB級として、無理なく消費電力（発熱）も抑えられる。

パワートランジスターのアイド



[図3] 本機のアンプ部回路

リング電流を0.8A (0.4A×2) として10W (8Ω) まではA級動作とした。アイドリング電流を変えたときの歪率変化を図4に示す(試作実験回路で測定、本機と類似回路)。1kHz/8Ωでの歪率である。アイドリング電流が0.2A (0.6WまでA級) ではB級に近いAB級独特の歪率カーブであるが、アイドリング電流を0.4A (2.6WまでA級)、0.8A (10WまでA級) と増すにつれA級領域が広がり、アイドリング電流を0.8A以上とすることで低～中出力の歪率がほぼA級に近いカーブになる。必要ないかもしれないが、20～50Wの歪率をさらに下げるにはA級とする必要がある。アイドリング電流が各0.2A、0.4A時の中出力での歪率増加は、NPNおよびPNPパワートランジスターがカットオフする近傍で非線形性動作が相対的に大きくなることによるものである。

增幅部は初段差動增幅用真空管Q101にサブミニチュア管(双3極管6021W)を用い、I/V変換部にトランジスターQ105 (2SA604), Q106 (2SA604), Q107 (2SA603-M), Q106 (2SC1706H)を用いている。一連のハイブリッドアンプ

の特徴はI/V変換部を設け、素子としてトランジスターを用いることである。トランジスターを用いることで初段真空管の負荷が高いインピーダンスに維持することができ、真空管の動作を線形性のある狭い範囲としつつ、適量なゲインと負帰還量を確保できるので、純真空管アンプと比較して、容易に低歪率アンプとすることができます。

I/V変換部の電圧出力はNPNトランジスターQ111 (2SC1706H), Q113 (2SC512), Q115 (2SC2430), Q116 (2SC2430) およびPNPトランジスターQ112 (2SA604), Q114 (2SA512), Q117 (2SA1040), Q118 (2SA1040) からなる3段ダーリントン接続トランジスターで受け、出力する。全体構成は初段真空管差動1段増幅ハイブリッドアンプである。

初段真空管Q101の動作電流は2mA + 2mAとし、I/V変換部の電流もそれに合わせて2mAとしている。この電流値2mAは適度なスルーレートを得るのに必要な電流値である。初段真空管Q101のプレート電流とI/V変換部Q105あるいはQ106のエミッター電流の和4mAが定電流負荷Q102 (2SA603)

あるいはQ103 (2SA603) のコレクタ電流から供給される。

初段真空管Q101のプレート電圧は、前記従来アンプの74Vから本機の81Vへと約7V引き上げている。これは、Q101のグリッド電流が出力オフセット電圧に影響するため、グリッド電流の影響を小さくすべくプレート電圧を上げるものである。

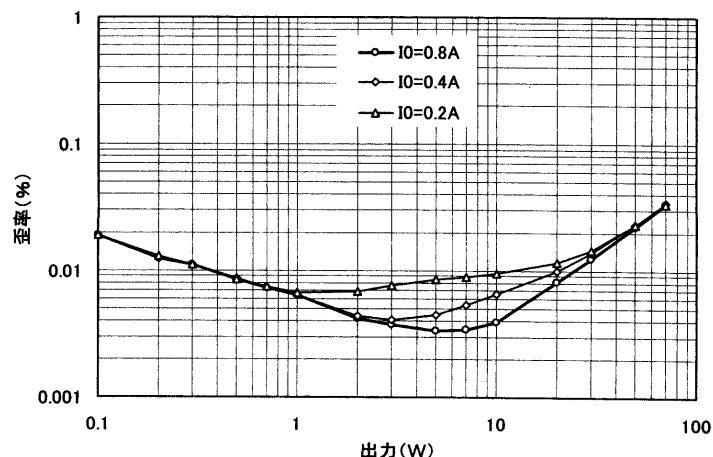
増幅部のトランジスターにはメタルキャントランジスターを多く用いている。メタルキャントランジスターは古いので概して耐圧が低いものが多い。本機でのI/V変換部のトランジスターはある程度の耐圧が必要であり、2SA604(規格 $V_{CEO}120V$ , 実測 $V_{CEO}163V$ ), 2SA603(規格 $V_{CEO}60V$ , 実測 $V_{CEO}85V$ ), 2SC1706H(規格 $V_{CEO}200V$ , 実測 $V_{CEO}230V$ 以上)を用いている。概して、同じ型名であっても $h_{fe}$ の低いランクのトランジスターに耐圧が高いものが多い。特にトランジスターQ105, Q106は130V以上の耐圧が必要である。2SC1706Hは三重拡散構造のものである。

3段ダーリントンの初段に用いたQ111 (2SC1706H), Q112 (2SA604) はコンプリではないが、 $h_{fe}$

が同程度のものを使っている。この部分の電流変化はきわめて小さいので、あえてコンプリと称するものを使用する必要はなく、耐圧が高く、動作点近傍で  $h_{fe}$  が近いものであれば十分である。増幅部のいずれの小信号トランジスターも、耐圧を満足し、トランジション周波数  $f_T$  が数10MHz以上、コレクター出力容量  $C_{ob}$  が10pF以下程度であれば特別な支障はないであろう。

3段ダーリントンの中段トランジスター  $Q_{113}, Q_{114}$  のエミッターと出力ポイントの間に入れてある抵抗  $R_{149}$  ( $470\Omega$ )、 $R_{150}$  ( $470\Omega$ ) は、パワートランジスターが完全にカットオフしたとき（電源ON直後など）でも負帰還を維持するためのものである。 $R_{149}, R_{150}$  は基板裏側に取り付けてある。

$2SA1040/2SC2430$  は、多數の高周波小電力トランジスターを並列集積した構造の富士通製リンゲエミッタートランジスターである。最大出力70W ( $8\Omega$ ) のピーク電流は4.2A (2.1A × 2パラ) であるので、最大出力ピーク電流では  $2SA1040$  の  $h_{fe}$  は半分近くに下がる。 $2SC2430$  の  $h_{fe}$  の落ち方は小



[図4] アイドル電流と歪率の変化（試作実験回路にて測定）

さい。

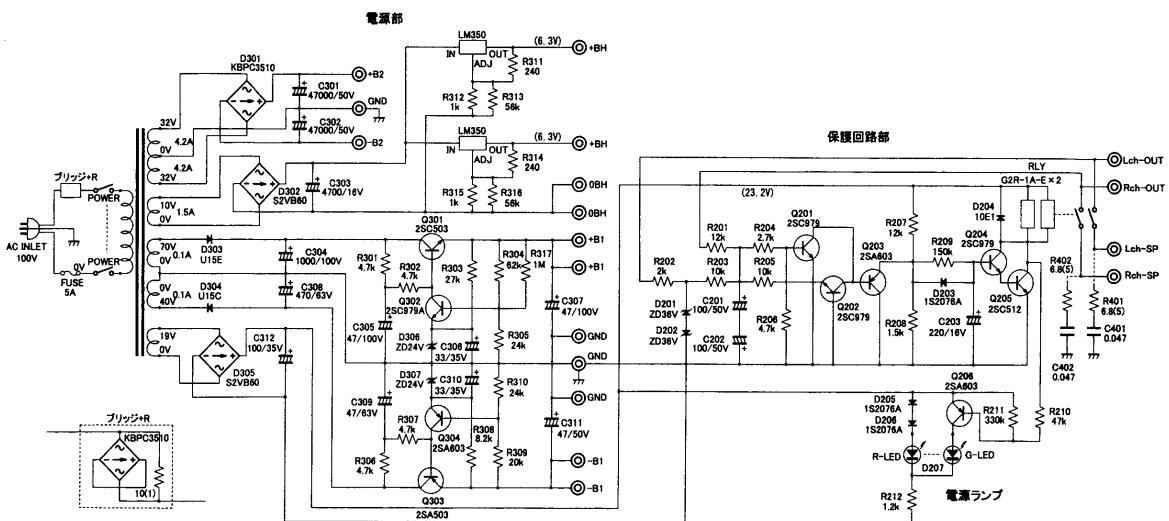
$2SA1040/2SC2430$  のトランジション周波数  $f_T$  は60/80MHz ( $V_{CE}10V, I_c1A$ )、コレクター出力容量  $C_{ob}$  は350/200pF ( $V_{CB}10V$ ) である。なお、 $f_T$  が低目で  $C_{ob}$  が大き目の大電流パワートランジスターを用いれば  $h_{fe}$  の落ち方を小さくできる。

## DCバランス補正回路の回路構成

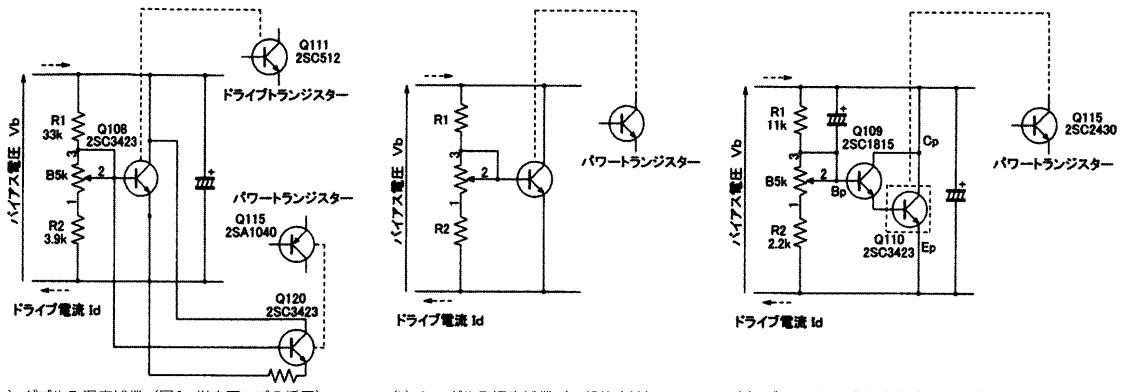
DCバランス補正回路の回路構成は、基本的には前記従来アンプのDC負帰還回路の回路構成と同

じである。DCバランス補正回路では入力のFET  $Q_{121}$  ( $\mu PA71A$ ) のゲートの配線先を変更し、設定電流／電圧を若干変更している。DCバランス補正回路の動作は、入力にDC成分がない場合、初段真空管に起因する出力オフセット電圧に対する動作はおおむねDC負帰還回路の場合と同じであり、出力オフセット電圧を低減するように作用する。そして入力にDC成分がある場合は、初段真空管  $Q_{101}$  と協同してそのDC成分を增幅する。

DCバランス補正回路ではゲイン  $g_{m2}'$  を上げるために、 $Q_{121}$  の電



[図5] 本機の電源部と保護回路



(a) ダブルTr温度補償（図1、従来アンプの採用）

(b) シングルTr温度補償（一般の方法）

(c) ダーリントン温度補償（図3、本機に採用）

## [図6] 温度補償方式

流を前記従来アンプの  $0.2\text{mA} \times 2$  から  $0.5\text{mA} \times 2$  に引き上げ ( $g_m$  の増大),  $Q_{121}$  の負荷抵抗  $R_{142}$  ( $6.8\text{k}\Omega$ ) と  $R_{146}$  ( $6.8\text{k}\Omega$ ) の値を前記従来アンプの  $1.2\text{k}\Omega$  より大きくしている.  $Q_{122}$ ,  $Q_{123}$  のコレクター電流, すなわち, DCバランス補正回路動作電流は  $2\text{mA} \times 2$  としている. また, DCバランス補正回路では入力中のDC成分も增幅する必要があるので, DCバランス補正回路の電源電圧(ツエナー電圧)を若干高めにしている. コンデンサー  $C_{109}$  ( $0.1\mu\text{F}$ ) はDCバランス補正回路で発生する高域ノイズを除去するものである.  $C_{109}$  と  $R_{145}$ ,  $R_{146}$  の時定数で高域ノイズを低減している.

なお, 抵抗  $R_{145}$ ,  $R_{146}$  は  $Q_{122}$ ,  $Q_{123}$  の動作点でのコレクター損失(発熱量)変化, すなわち  $Q_{122}$ ,  $Q_{123}$  の温度変化を最小にすることを目的としているが, DCバランス補正回路の出力可能電流を最大  $4\text{mA}$  強に制限する役目ももたせている.

## 電源部と保護回路の回路構成

図5に電源部と保護回路を示す. 電源トランジスタには  $300\text{W}$  クラスのRコアトランジスタを用いている. 同クラスのEIコアトランジスタと比較する

と, Rコアトランジスは商用電源の重畠DC成分の影響は受けやすいが, 大電流時のトランジスのうなりを小さくできる. 商用電源  $100\text{V}$  ラインにはブリッジを入れて商用電源のDC成分対策をしている.

增幅部初段およびL/V変換回路用電源  $\pm B_1$  はフィードバック量の少ない簡素な安定化電源としている. ヒーター用電源  $+B_H$  は  $3\text{A}$  可変ICレギュレーターLM350Tを2つ用い, Lch, Rchそれぞれに  $6.3\text{V}$  を供給している.

保護回路も簡素な実績のある構成としている. 出力オフセット電圧がおよそ  $3\text{V}$  以上あるいは  $-3\text{V}$  以下でしばらく続くと(0.数秒程度)保護回路が作動する. スピーカーを遮断するリレーは Lch, Rch 独立してオムロンG2R-1A-Eを用いた. G2R-1A-Eの定格通電電流は  $16\text{A}$ , 接触抵抗(規格)は  $30\text{m}\Omega$  以下である. 電源ON時ミューティング時間は約  $30\text{秒}$  である.

## 温度補償回路

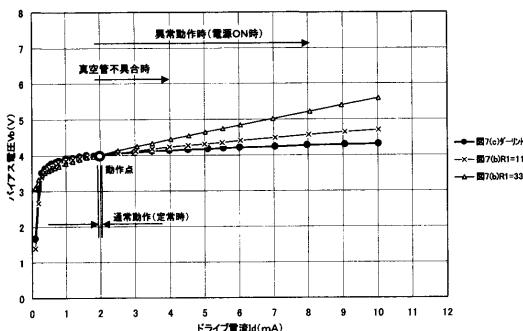
本機では図3に示すように,  $Q_{109}$  (2SC1815) と  $Q_{110}$  (2SC3423) のダーリントン接続からなる温度補償回路を採用している. 温度補償回路はB級アンプでは問題が起きにくいかが, 発熱量の多いA級アンプ

やAB級アンプではきわめて重要な

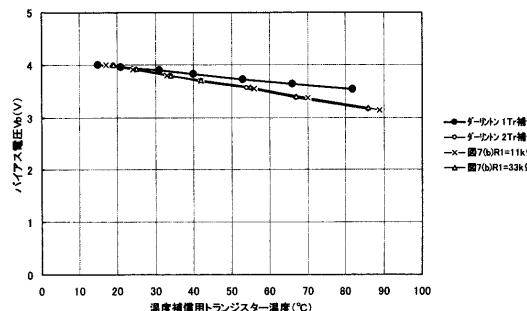
になる. 温度補償回路が弱いと周囲温度の上昇とともにパワートランジスターのアイドリング電流が増大してさらに発熱を招き, アイドリング電流が増大するといった危険な状態になる可能性がある. 逆に, 温度補償回路が利きすぎると, 定常時(発熱時)にアイドリング電流値を定めるため, 電源ON時(冷却時)などに過大な電流が流れる. 過大な電流はトランジスのうなりなどを招き, フィーリングも著しく損なう. このため, 前記従来アンプでは図1の  $Q_{108}$  と  $Q_{120}$  あるいは図6(a)に示すようなダブルTr温度補償回路を考案/採用した. これによって優れた経過時間-アイドリング電流変化特性を得た.

しかし, 本機ではダブルTr温度補償回路(図6(a))あるいは一般的なシングルTr温度補償回路(図6(b))では問題が残る. それは, DCバランス補正回路の出力可能電流を大きくしたことによる.

定常時の出力段をドライブする電流(ドライブ電流)は, 前記のように  $2\text{mA}$  近傍のきわめて狭い範囲でしか変化しない. しかし, 正常動作であっても, 過渡的に2つ



[図7] ドライブ電流とバイアス電圧



[図8] 温度補償用トランジスター温度とバイアス電圧

の初段真空管のバランスが大幅に崩れた場合、ドライブ電流は $2\text{mA} \pm 2\text{mA} = 0 \sim 4\text{mA}$ に振れる可能性があり、さらに、それにDCバランス補正回路の出力電流 $0 \sim 4\text{mA}$ が加わって、ドライブ電流は合計 $0 \sim 8\text{mA}$ に振れる可能性がある。特に、電源ON直後には数秒後、2つの真空管ユニットのいずれかが急に機能し始めた時点でドライブ電流が大きく振れる状態になる。

図7の実測結果より、例えば、シングルTr温度補償回路(図6(b))において $R_1 = 33\text{k}\Omega$ の場合、パワートランジスターの $V_{BE}$ 増を $0.1\text{V}$ 程度と見込んで、ドライブ電流 $8\text{mA}$ では本来のアイドリング電流 $0.8\text{A}$ によよそ $(5.2\text{V} - 4\text{V} - 0.1\text{V} \times 2) / (0.33\Omega + 0.33\Omega) \times 2 = 3\text{A}$ が加わり、アイドリング電流はおよそ $3.8\text{A}$ にも達する(異常電流)ことになる。さらに、温度補償の特性から低温時にはさらに増える可能性がある。消費電力も過渡的ではあるものの大幅に増大する。数10秒待てば真空管が完全に機能し始めるが、その過渡的な電流が大きすぎることは好ましくない。

シングルTr温度補償回路(図6(b))における $R_1 = 33\text{k}\Omega$ の場合の定電圧性を改善するために $R_1 = 11\text{k}\Omega$ と小さくすると、バイアス電圧 $V_b$ の定電圧性がよくなり異常電流も下がるが、限界もある。本機

ではその定電圧性を改善するためには、および後述の適度な温度補償量を得るためにダーリントン接続温度補償回路(図6(c))としている。

これによって、ドライブ電流 $8\text{mA}$ 時の異常電流もおよそ $(4.25\text{V} - 4\text{V} - 0.05\text{V} \times 2) / (0.33\Omega + 0.33\Omega) \times 2 = 0.5\text{A}$ 程度の小さい電流増に抑えができる(図7参照)。ダーリントン接続温度補償などというものはほとんど見かけないが、かなり昔のオンキヨーIntegra M-955N II(MJFAX 263, 1975年12月号参照)の回路を思い出したものである。同アンプはA級/B級切り換えアンプである。ダーリントンではなくインバーテッドダーリントンの温度補償回路も、何かで見た記憶がある。

上記のような定電圧性のよいダーリントン接続温度補償回路としても、肝心の温度補償はさらに吟味を要する。図8は温度補償用トランジスター温度とバイアス電圧 $V_b$ の関係を実測したものである(ドライブ電流 $I_d = 2\text{mA}$ )。仮に、ダーリントン接続した2つのトランジスターの両方を温度補償用トランジスターとした場合は一般的なシングルTr温度補償回路(図6(b))と同程度である。その場合、低温時から定常時に移行したときの3段ダーリントンの各トランジ

スター温度上昇を $10 \sim 15 \sim 30^\circ\text{C}$ 程度と見込むと、バイアス電圧 $V_b$ の必要温度補償量は概算 $(10^\circ\text{C} + 15^\circ\text{C} + 30^\circ\text{C}) \times (-2\text{mV}/^\circ\text{C}) \times 2 = -0.22\text{V}$ である。

ダーリントン接続した2つのトランジスターの両方をパワートランジスター用放熱器に取り付けた場合は、図8にて温度補償トランジスター温度は例えば $20^\circ\text{C}$ から $50^\circ\text{C}$ に上昇するので、バイアス電圧変化量は約 $-0.35\text{V}$ であり、過度な温度補償となる。この場合、低温時に電源ONとしたときなどに過度なアイドリング電流となる可能性があり、その大きなアイドル電流は放熱器温度が上昇しきるまで長く続く。

しかし、幸いにも、ダーリントン接続した2つのトランジスターの片方のみを温度補償用に用いれば、図8に示すようにバイアス電圧変化量が約 $-0.25\text{V}$ となり、ほぼ適切な温度補償量となる。本機では1つのトランジスターによるシングルTr温度補償回路(図6(b))では適切な温度補償量を得るのが難しく、ダーリントン接続の1つのトランジスターを温度補償に用いる方法が本機に適した温度補償方法である。  
(続く)

# AB級70W×2 ハイブリッドパワーアンプ [後編]

柴田由喜雄 SHIBATA Yukio

前号では、新しく考案した「DCバランス補正回路」、AB級70Wの電源部と保護回路、温度補償について解説した。今号では、製作について解説。プリント基板は表面をシールド面とした両面パターンとした。アンプ基板は、出力トランジスターを取り付けた放熱器と一体化している。アイドリング電流調整、オフセット電圧調整などについても詳説。出力オフセット電圧はほぼ±5mVで推移し、実使用で問題のないレベル。周波数特性はDC～180kHzで、総じて柔らかい音質のアンプに仕上がった。

前号では、ダーリントン接続温度補償回路(前号図6(c))を採用し、温度補償トランジスター温度とバイアス電圧の変化について解説した。ここで、周囲温度(夏季～冬季)の影響を考えてみる。周囲温度変化にかかわらず、アイドリング電流が常時一定であると発熱量は一定で、定常状態にて周囲温度の上昇とともにパワートランジスターの温度、ひいては筐体内的の温度が大きく上昇する。筐体内的の温度が過度に上昇することは好ましくない。

筐体内的温度上昇を緩和するために、周囲温度の上昇とともに定常状態のアイドリング電流を下げるようになると、周囲温度が高いときのA級動作の出力範囲が狭まる(低下する)。

したがって、最終的には、筐体内の温度上昇を見ながら、周囲温度の上昇とともに定常時のアイドリング電流を少し低下傾向にしておくのがベストであろう。この場合、周囲温度の上昇とともにA

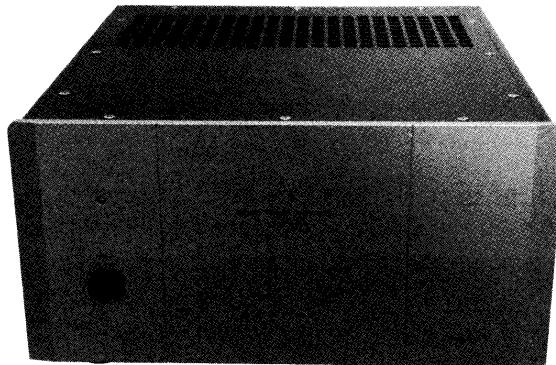
級動作状態の出力は若干下がる。

前号の図3にて、温度補償部分に設けたコンデンサーC<sub>110</sub>(330μF)は、電源ON時ののみにパワートランジスターのアイドリング電流を下げるためのものである。前記のように、温度補償の基本的な回路構成によって異常電流を抑えているが、このC<sub>110</sub>によつても電源ON後、約10秒間異常電流を抑えている。

温度補償方法には、温度補償用トランジスターを適度な温度の場所を探して配置する方法も考えられる。しかし、発熱する半導体に直近して配置するほうが温度伝導(温度伝播)もよく、安全であろう。本機では、場所探しの方法はとらなかった。

## 製 作

本機に用いた筐体寸法/形状は、前記従来アンプ(本誌2014年1月号掲載)とほぼ同じであり、特注したものである。鋼板t2の曲げ加工によるもので、寸法/形状

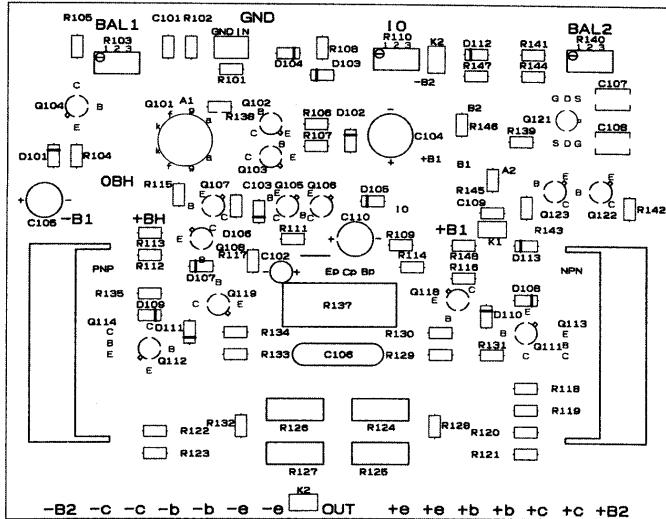


あるいは防振方法などの詳細は前記アンプ記事を参照していただきたい。プリント基板以外の主要レイアウトも、前記アンプを踏襲している。

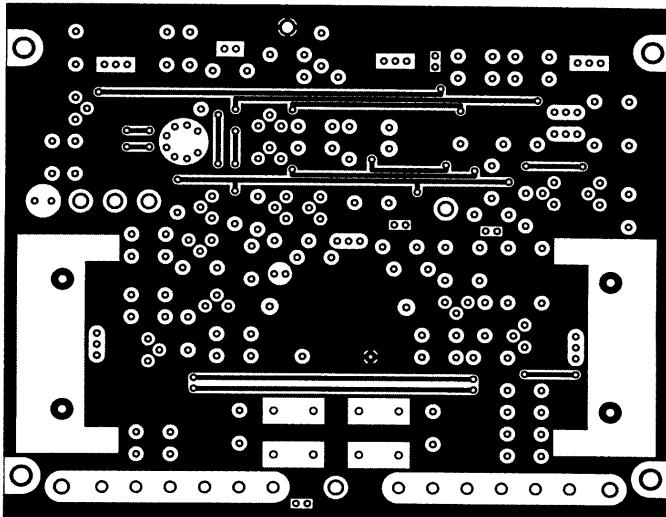
図9に、(a)アンプ部プリント基板部品配置、(b)表面パターン、(c)裏面パターンを示す(いずれも表面より見る)。同図は修正後のもので、写真の実機とは一部相違している点はご了承願いたい。

表面をシールド面とした両面プリント基板である。熱の影響を受けやすいDCバランス補正回路は、発熱量の大きい初段真空管Q101から離すように右端に配置した。

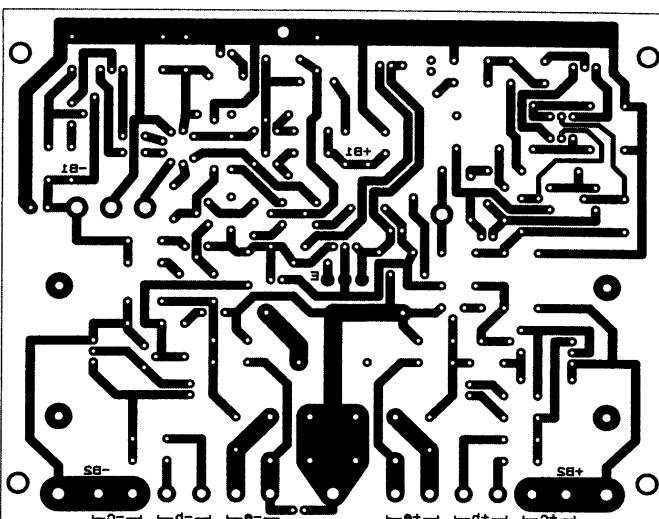
パワートランジスターへの配線は、上側から下側に向かって入力側から出力側に流れている点は前記従来アンプと同じである。前記従来アンプでは、組み上げた後に調整用半固定抵抗の回転ネジを回しにくい欠点があったので、半固定抵抗R103, R110, R140は組み上げた後に手の届く基板の最上部に配置している。この配置はやや



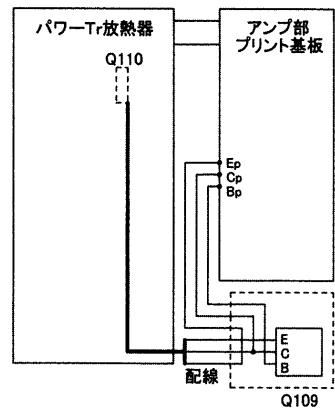
[図9 (a)] アンプ部プリント基板（部品配置、60% 縮小図）



[図9 (b)] アンプ部プリント基板（表面パターン、60% 縮小図）



[図9 (c)] アンプ部プリント基板（裏面パターン、60% 縮小図）



[図10] 温度補償トランジスターの配線方法

冗長配線となつたが、特性への影響はなかった。

半固定抵抗R<sub>110</sub>周辺はインピーダンスが高いものの、表面のシールドが効果的に効いていると思われる。なお、半固定抵抗は、いずれも25回転ポテンショメーターである。

温度補償トランジスターは図10に示すように、ダーリントン接続した2つのトランジスターの一方Q<sub>110</sub>(2SC3423)をパワートランジスター用放熱器に取り付け、他方のQ<sub>109</sub>(2SC1815)は、Q<sub>110</sub>への配線途中(プリント基板下方の低温雰囲気中)に配置している。

アンプ部プリント基板の温度は、初段真空管の発熱やパワートランジスター用放熱器の放散熱によってやや高い温度になるので、プリント基板に直接Q<sub>109</sub>を配置するのは好ましくない。温度変化が最も小さい位置に配置するのが好ましい。

定電流負荷用トランジスターのQ<sub>102</sub>とQ<sub>103</sub>、カレントミラーアンプ回路のQ<sub>108</sub>とD<sub>107</sub>(1S2076A)、DCバランス補正回路のQ<sub>120</sub>とQ<sub>121</sub>はアルミニウム(自作)を介して熱結合している。

I/V 変換部のQ<sub>105</sub>、Q<sub>106</sub>は、

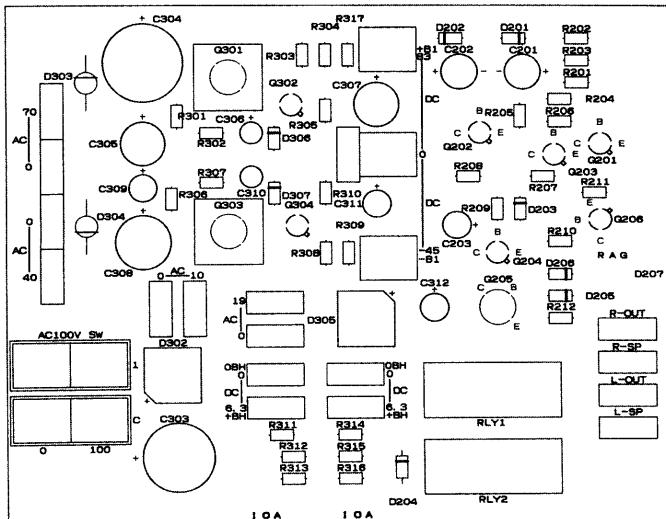
コレクター損失の余裕が少ないので銅パイプ製簡易放熱器（自作）を取り付けている。ドライバートランジスター Q<sub>113</sub> (**2SC512**)、Q<sub>114</sub> (**2SA512**) は、市販汎用小型放熱器に正確な φ5.2mm の孔とスリット（自作）を設け、トランジスターをその孔に圧入することによって固く取り付けてある。

アンプ部は、パワートランジスター用放熱器(TF1314-2×2)にアンプ部基板を六角スペーサーと防振用シリコンゴムワッシャーによって背負うように取り付けて、アンプAssy(アッセンブリ)としている。アンプAssyするとコネクターが必要となるものの、アンプAssy単体の調整や回路変更時の部品追加／交換がきわめて容易になる。

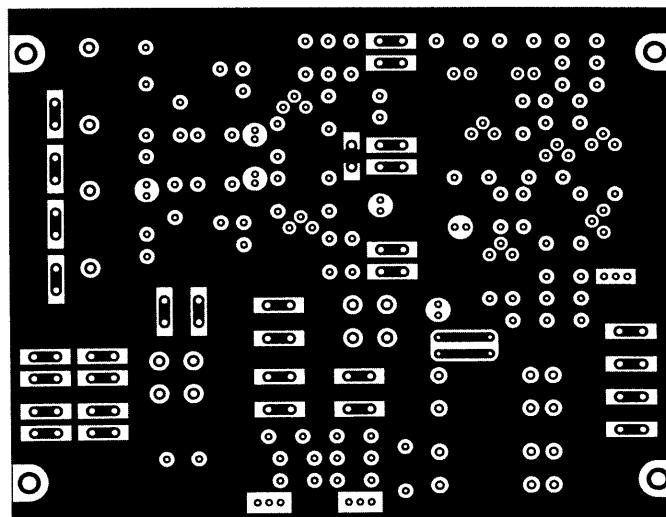
小電力抵抗のほとんどはニッコーム RP-24C を用い、パワートランジスターのエミッター抵抗は福島双羽電機の金属板抵抗 MPC74 シリーズを用いている。

本機で使用した2SA604は、  
タカヒロ電子に在庫があり、そ  
のほか、2SA603、2SC1706H  
など多くのトランジスターは若  
松通商で入手できる。メタル  
キャントランジスターは、エポ  
キシモールドトランジスター  
でも代替可能である。たとえ  
ば、2SA1015(2SA603の代替),  
2SC1815(2SC943, 2SC979  
の代替), 2SA1145(2SA604の  
代替), 2SC2705(2SC1706H,  
2SC979Aの代替)などである。

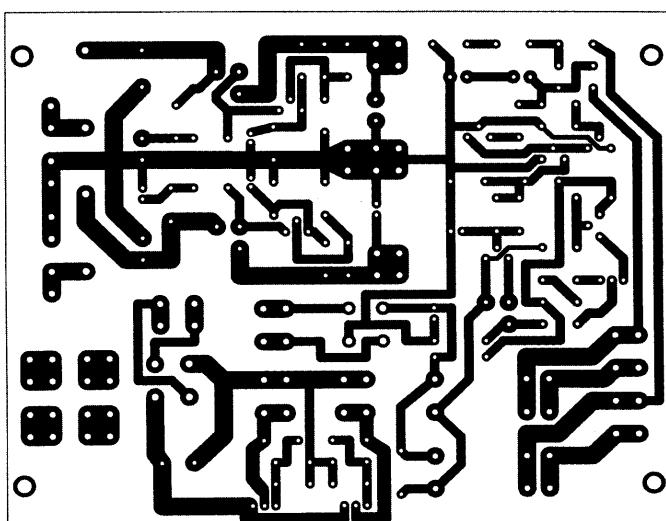
図11に、(a)電源部プリント、  
 (b)基板部品配置、(c)表面パター  
 ン、裏面パターンを示す(いずれ  
 も表面より見る)。電源部も両面  
 プリント基板としている。今回は、  
 基板用ファストン端子を多用した  
 ので、簡素な電源部がやや埋もれ



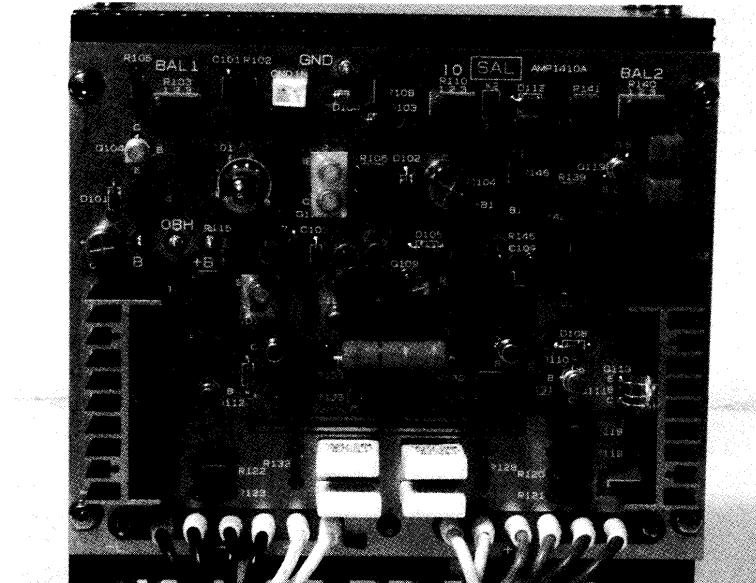
[図 11 (a)] 電源部プリント基板（部品配置、60% 縮小図）



[図 11 (b)] 電源部プリント基板（表面パターン、60% 縮小図）



[図 11 (c)] 電源部プリント基板（裏面パターン、60% 縮小図）



サブミニアクチュア管 6021W を左上に配置したアンプ基板、左右下の小型放熱器には 2SA512、2SC512 を取り付けてある

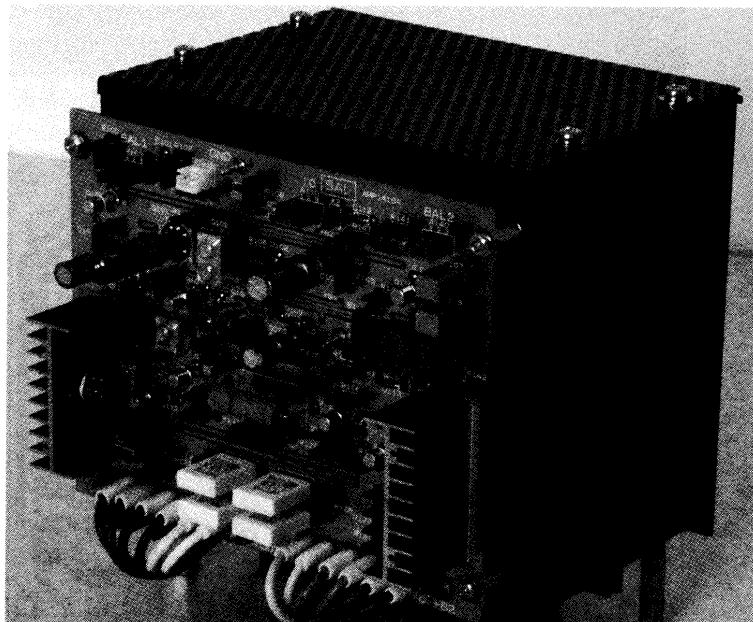
て、あたかもファストン端子用基板のようになった。

電源部プリント基板のリレーまわり(スピーカー出力配線)は、インピーダンスを下げるために基板裏のパターンに銅線で裏打ちをする。銅箔パターンに大電流が流れると、そのインピーダンスが無

視できない。そのほかの気になる銅箔パターンも、適宜裏打ちをしておくと安心できるであろう。

ヒーター用電源+B<sub>H</sub>に用いた  
LM350Tの放熱は、電源部プリ  
ント基板を下部で支えるトランス  
カバー(t<sub>1</sub> 鋼板)で行っている。

スピーカー出力端子には、絶縁



アンプ基板と2個の大型放熱器を一体化したアンプAssy部。1つの放熱器には、2個のコンプリメンタリー出力トランジスターを取り付けてある。

チューブをかぶせた R<sub>137</sub> (6.8Ω) + C<sub>106</sub> (0.047μF) を左右チャネルに付けてある。スピーカー端子に小容量(数100pF程度)の容量性負荷のみがあるときに、その容量と内部配線などのL成分によって稀に生じる超高域共振を抑えるためのものである。使用するケーブルおよびスピーカーが特定(接続)されれば不要である。

コストダウンと加工性を優先させたせいであろうか、市販の汎用箱型シャシーには頑丈なものがほとんどない。市販の箱型シャシーでは剛性（共振周波数）がかなり低く、特に重量級のパワーアンプでは補強は欠かせない。また、中には、ケースシャシーの一部がビビるなどオーディオ用途からかけ離れたものもある。

そういうことで、本機は特注筐体シャシーを用いている。しかし、剛性が許容範囲内と感じられる場合は、市販の汎用ケースシャシーを用いても製作可能である。その際留意すべき点は、

- ① 発熱量が多いので放熱性のよい構造とすることと、
  - ② パワートランジスターとアンプ部プリント基板を極力近接してコンパクトにまとめることであろう。アンプ Assy がコンパクトにまとまっていれば、ほかのレイアウトの自由度はかなり高いと思われる。

本機の主要な使用部品一覧を表  
1 に示す。

調 整

本機の調整は、次のようにして行う。最初に

### ① 正常動作確認をする

プリント基板単体にて、 $\pm$ 電源端子-GND 間の抵抗をテスターで測り、ショート状態がないこと

[表 1] 部品表

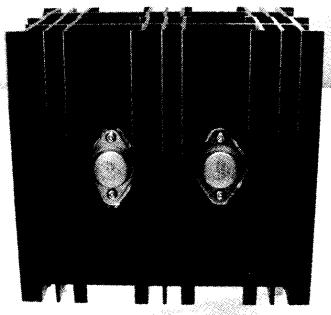
使用箇所	部品	記号	型番・値	個数	メーカー	備考
アンプ部	抵抗	R101他	RP-24C	82	ニッコーム	
		R124-R127	MPC74/0.33Ω 5W	8	福島双羽電機	
		R137	6.8(5W)	2	—	融化金属皮膜
		R103,R140	B100Ω	4	—	25回転ボテンショメーター
		R110	B5kΩ	2	—	25回転ボテンショメーター
	コンデンサー	C101	100pF	2	—	ディップドマイカ
		C103	10pF	2	—	ディップドマイカ
		C106	0.047μF/250V	2	—	フィルム
		C107,C108	3.3μF/50V	4	ニッセイ	複層フィルム
		C109	0.1μF/100V	2	—	フィルム
真空管	トランジスター	C102	100μF/18V	2	—	ケミコン
		C110	330μF/16V	2	—	ケミコン
		C104,C105	100μF/100V	4	—	ケミコン
		Q101	6021W	2	フィリップスECG	双3極管
		Q102,Q103,Q120	2SA603	6	NEC	
		Q104	2SC979	2	三菱	
		Q107	2SA603-M	2	NEC	
		Q105,Q106,Q112	2SA604	6	NEC	
		Q108,Q111	2SC1706H	4	日立	
		Q109	2SC1815	2	東芝	
ダイオード	トランジスター	Q110	2SC3423	2	東芝	
		Q113	2SC512	2	東芝	
		Q114	2SA512	2	東芝	
		Q119	2SC943	2	NEC	
		Q115,Q116	2SC2430	4	富士通	
		Q117,Q118	2SA1040	4	富士通	
		Q121	μPA71A	2	NEC	
		Q122,Q123	2SA979A	4	三菱	
		D101	24V	2	—	ツェナー
		D102-D104,D107,D110,D111	1S2076A	12	—	
電源関係	保護回路部	D105,DD106	36V	4	—	ツェナー
		D108,D109	1N4148	4	—	
		D112,D113	12V	4	—	ツェナー
		パワーTr放熱器	—	TF-1314A-2	4	—
		ドライバーTr放熱器	—	46×25×17	4	—
		熱結合アルミ板	—	2-φ5穴	4	—
		プリント基板	—	—	2	注文製作品
		六角スペーサー	—	M3,L10	8	—
		シリコンゴムワッシャー	—	Φ6,Φ3穴,t1	16	注文製作品
		シリコンゴムスペーサー	—	10×66.2-Φ4穴,t1	4	注文製作品
電源関係	保護回路部	入力コネクター	—	2P	2	—
		R201,R301他	RP-24C	27	ニッコーム	
		R401,R402	6.8(5W)	2	—	融化金属皮膜,SP端子取付
		C301,C302	47000μF/50V	2	—	ケミコン
		C303	4700μF/16V	1	—	ケミコン
		C304	1000μF/100V	1	—	ケミコン
		C305,C307	47μF/100V	2	—	ケミコン
		C306,C310	33μF/35V	2	—	ケミコン
		C308	470μF/63V	1	—	ケミコン
		C309	47μF/63V	1	—	ケミコン
電源関係	保護回路部	C311	47μF/50V	1	—	ケミコン
		C312	100μF/35V	1	—	ケミコン
		C201,C202	100μF/50V	2	—	ケミコン
		C203	220μF/16V	1	—	ケミコン
		C401,C402	0.047μF/250V	2	—	フィルム,SP端子取付
		トランジスター	—	R-コア	1	注文製作品
		Q301	2SC503	1	東芝	
		Q302	2SC979A	1	三菱	
		Q303	2SA503	1	東芝	
		Q304,Q203,Q206	2SA603	3	NEC	
筐体関係	筐体関係	Q201,Q202,Q204	2SC979	3	三菱	
		Q205	2SC512	1	東芝	
		ダイオード	D301	KBPC3510	1	—
		D302,D305	S2VB60	2	新電元	プリッジ
		D303	U15E	1	日立	
		D304	U15C	1	日立	
		D306,D307	24V	2	—	ツェナー
		D201,D202	36V	2	—	ツェナー
		D203,D205,D206	1S2076A	3	—	
		D204	10E1	1	—	
電源ランプ	電源ランプ	D207	—	1	—	2色LED(赤/緑)
		リレー	G2R-1A-E	2	オムロン	
		LEDコネクター	3P	1	—	
		小型放熱器	—	2	—	TO5
		プリント基板	—	1	—	注文製作品
		六角スペーサー	—	M3,L10	4	—
		ファストン端子	—	250タイプ	31	—
		筐体シャシー	—	—	1	—
		ダイオード	—	KBPC3510	1	—
		抵抗	—	10Ω 1W	1	—
電源スイッチ	電源スイッチ	ヒューズホルダー	—	SB25	1	オムロン
		ヒューズ	—	—	1	サトーパーツ
		入力端子	ON-24	2	音	RCA
		スピーカー端子	—	4	アム	トランス
		100Vインレット	3P	1	—	
		アルミ脚	—	—	4	注文製作品

をチェックする。アンプ部プリン  
ト基板(アンプ Assy)のみを電

源に接続しない状態で電源スイッ  
チを入れて、電源関係の電圧を

チェックする。

その後、いったん電源を切って

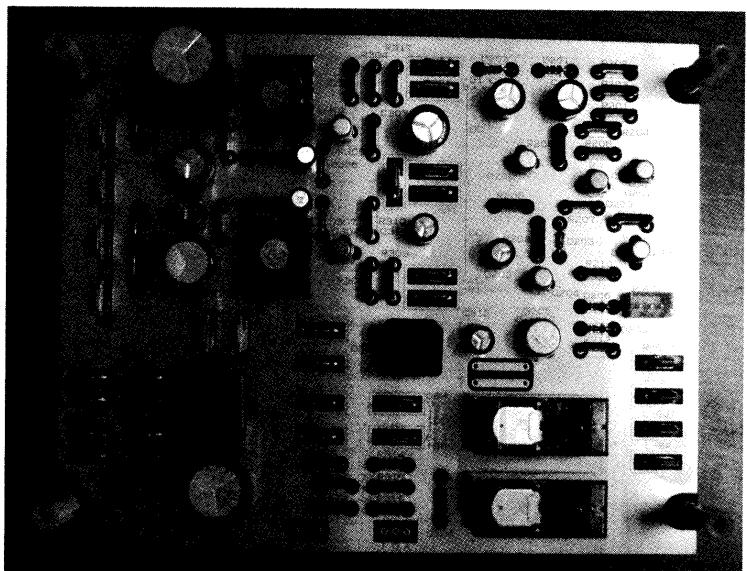


大型放熱器(TF1314)に取り付けた2SC2430(左)と2SA1040(右)。このブロックを2つ作り、放熱器を一体化する。

$\pm B_2$ 用電解コンデンサーの残留電荷を十分に放電したのち、電源配線をアンプ部プリント基板電源端子に接続する。この際、安全のために、調整時のみ $\pm B_2$ ラインに $10\Omega /20W$ のセメント抵抗(もしくは $2 \sim 3A$ ヒューズ)を入れておく。正常動作が確認できたら取り外す。

また、入力に発振器を接続し、オシロスコープでプリント基板スピーカー出力での波形を直ちに観測できる状態にスタンバイしておくと、なおよい。

電源を入れる前に、初段真空管電流バランス調整用半固定抵抗R<sub>103</sub>の2番端子を中点に、アイドリング電流調整用半固定抵



電源部の基板。左上の2SA503, 2SC503には小型の放熱器を取り付ける。右下のリレーは保護回路用。

抗R<sub>110</sub>の2番端子を3番端子寄り(最大抵抗)に、出力オフセット電圧調整用半固定抵抗R<sub>140</sub>の2番端子を中点にしておく。

そして、電源を入れ、直ちに再度諸電源電圧をチェックし、出力オフセット電圧とパワートランジスターに流れている電流を抵抗R<sub>124</sub>～R<sub>127</sub>(0.33Ω)にて確認する。電流値は、抵抗R<sub>124</sub>～R<sub>127</sub>の両端電圧から逆算する。出力オフセット電圧(前号図3のK21)が $\pm 3V$ 以内、アイドリング電流

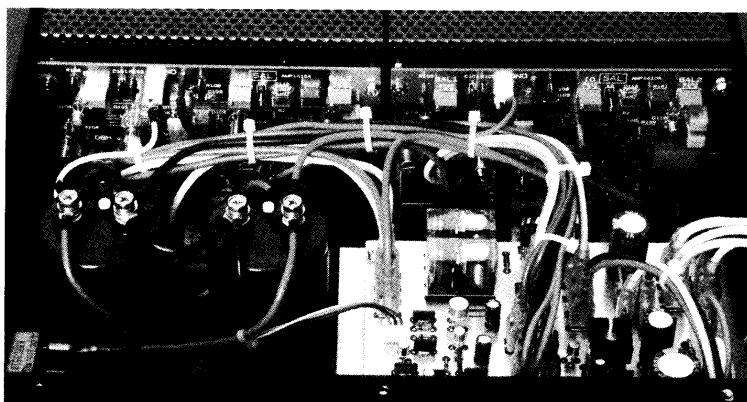
が0mAであれば正常である。

異常があれば直ちに電源を切って、部品の付け間違いなどの問題点がないか、入念に探す。この時点(瞬間)でパワートランジスターの破壊などのトラブルが起こりやすい。ここまでが順調であれば、以後は余裕をもってゆっくり行える。次に、

## ②出力オフセット電圧を0mVに調整する

調整はまず、入力をGNDに短絡し、半固定抵抗R<sub>103</sub>を回してDCバランス補正回路のQ<sub>122</sub>とQ<sub>123</sub>のコレクター間(図3のK11-K12)電圧差を $\pm 2V$ 以内(0V目標)にする。この調整によって、初段真空管それぞれの電流がほぼ2mAに揃う。

I/V変換部が動作電流2mAで正常動作しているにもかかわらず、上記コレクター間電圧差が $\pm 2V$ 以内にできない場合は、もともと入手した初段真空管のグリッド電圧差 $\Delta V_g$ が大きいことが考えられる。本機では、半固定抵抗R<sub>103</sub>によってグリッド電圧 $V_g$



右下が電源基板。左側には大型電解コンデンサー、ブリッジダイオード。上部には、放熱器にパンチングメタルをかぶせた2組のアンプAssyが並ぶ。

のアンバランスを $\pm 0.2V$ 以内で修正して初段真空管電流を揃えることができる。

グリッド電圧 $V_g$ のアンバランスが大きい場合は、無理に $R_{103}$ を大きくするなどして電流を揃えるのではなく、まずは初段真空管の交換を考えるのが無難であろう。本機は、前記のように真空管の劣化に強い回路ではあるものの、最初から不揃いの真空管を使用することは好ましくない。

初段真空管の電流調整は、DCバランス補正回路から電流を注入するポイントB1, B2(前号図3)の配線を外して( $R_{145}, R_{146}$ を外して),  $R_{106}, R_{107}$ の抵抗値( $82\Omega$ )を $120\Omega$ 程度に変更した状態で、半固定抵抗 $R_{103}$ によって出力オフセット電圧を $0mV$ 付近にすることでも行える。

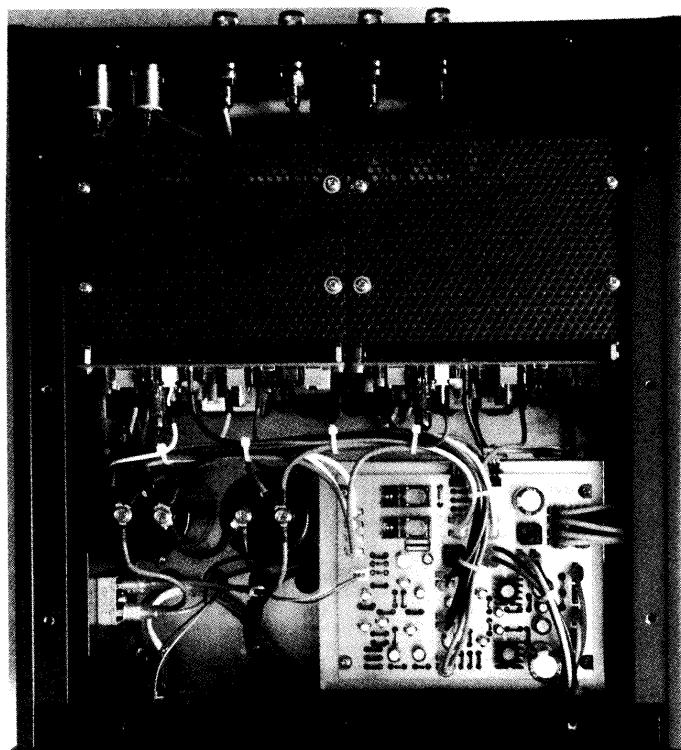
調整した後は、配線と抵抗値を元に戻す。DCバランス補正回路自体のオフセット電圧が大きい場合はこの方法による。

初段真空管の電流を $2mA$ に揃えた後、半固定抵抗 $R_{140}$ によって出力オフセット電圧を $0mV$ にする。 $R_{140}$ の調整で、上記コレクター間電圧差が大きくずれた場合は、上記コレクター間電圧差を調整し、再度出力オフセット電圧を $0mV$ にする。出力オフセット電圧は、その都度 $\pm 10mV$ 以内( $0mV$ 目標)に調整できれば正常である。出力オフセット電圧調整と並行して、

### ③アイドリング電流の調整

半固定抵抗 $R_{110}$ によって、パワートランジスターのアイドリング電流を片チャンネル計 $0.8A$ ( $0.4A \times 2$ )にセットする。

アイドリング電流は、パワートランジスターの温度上昇とともに(時間の経過とともに)下がる



特注のケースに収めたセット内部のようす。中央が放熱器と一体化したアンプAssy。手前には電源基板、大型電解コンデンサー、ブリッジダイオードを配し、基板用ファストン端子などを多用して配線

ようにしてあるので、十分に時間が経過してパワートランジスターの温度が安定した状態でセットする。パワートランジスターの発熱は、放熱器に手で触って熱く感じられる程度である。

### ④長期間の動作チェック

最後に、仕上げとして数日～1週間後、同様の調整を行えば出力オフセット電圧の調整は完了である。

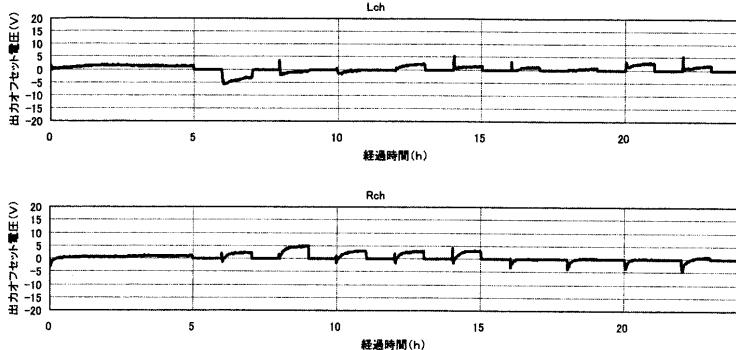
調整に関して、まずアンプAssy単体(ブラックの状態)で、前記のように $\pm B_2$ ラインに保護用セメント抵抗もしくはヒューズを入れて正常動作を確認し(①)、その後、それら保護用セメント抵抗もしくはヒューズを取り外して上記調整(②, ③)を行い、最後にアンプAssyを筐体に取り付けて、再度微調整(④)を行うとスムー

ズにできる。

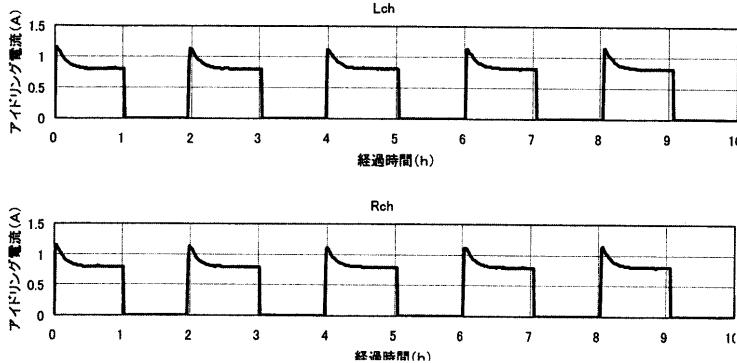
## 本機の特性

図12に出力オフセット電圧の推移を示す。出力オフセット電圧を $0mV$ に調整した後、5時間連続して通電し、その後1時間ごとにOFF/ONを繰り返し、経過時間に対するスピーカー端子での出力オフセット電圧変化を測定した。 $0mV$ の水平直線部分がOFFしている期間である。

出力オフセット電圧は、時間の経過とともに上下しながらほぼ $\pm 5mV$ 以内で推移している。出力オフセット電圧には、真空管のグリッド電圧差に起因するオフセット電圧だけではなく、半導体類の温度特性に基づくオフセット電圧も含まれている。図12は調整後の最良データであるが、その後の



[図 12] 出力オフセット電圧の推移



[図 13] アイドリング電流の推移

実使用でもほぼ問題ない出力オフセット電圧レベルで推移している。

図13は、1時間ごとにON/OFFを繰り返した場合のアイドリング電流の推移である。0Aの水平直線部分がOFFしている期間である。電源ON時のアイドリング電流最大値はおよそ1.2Aであり、定常時のアイドリング電流は設定値の0.8Aである。

アイドリング電流は、電源ON後30分程度で安定する。電源

ON時のアイドリング電流増がやや大きく、温度補償がやや強めになっているのは、Q<sub>109</sub>(前号図3)のわずかな温度上昇が影響しているためである。ただ、パワートランジスター用放熱器には十分な余裕を持たせているので、熱的にはまったく問題ないアイドリング電流レベルであろう。

図14に、本機のオープンループゲインを示す。オープンループゲインの測定は図15によっ

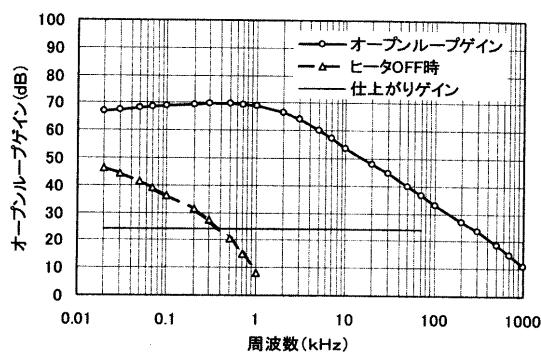
た。オープンループゲインは、以下のすべての特性に関与している。500Hzあたりで最大となり、およそ70dBである。1kHz以上では、素直な1次減衰特性となっている。

本機の仕上がりゲインは24dB(16倍)であるので、最大46dB程度の負帰還量となる。図中、仕上がりゲインの直線を周波数の高いほうに延長すれば本機の周波数特性の実力上限となり、およそ300kHzである。

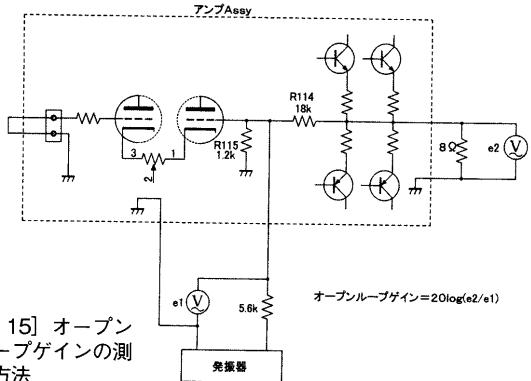
図14は、真空管のヒーターを切ってDCバランス補正回路のみを動作させた場合のオープンループゲイン特性もプロットしてある。ヒーターを切った場合、可聴下限周波数20Hzで46dBのゲインがあるものの、トータルのオープンループゲイン67dBに対しては、-21dB(0.09倍)と十分に低い値であり、DCバランス補正回路が可聴帯域にて真空管動作に影響を及ぼす程度は低いと思われる。

参考までに、真空管のヒーターが切れた場合は、図14より周波数特性がDC～400Hzのパワーアンプになるはずである。

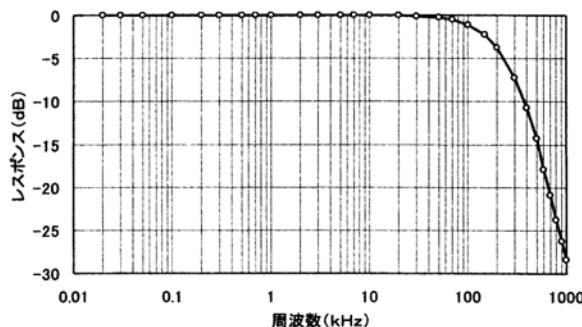
図16に、本機の周波数特性を示す。およそDC～180kHz(-3dB)である。本機の低域再生限界はない。初段に真空管を用いた



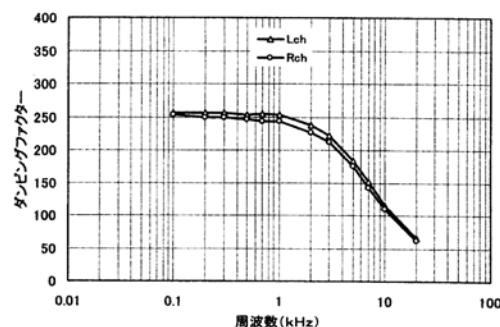
[図 14] オープンループゲイン



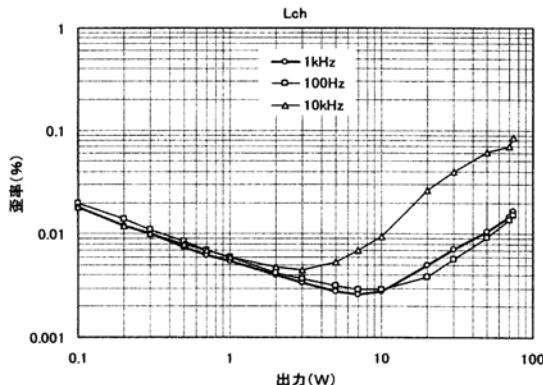
[図 15] オープンループゲインの測定方法



[図16] 周波数特性



[図18] ダンピングファクター特性



[図17] 歪率特性 (100Hz, 1kHz, 10kHz. 左チャンネルと右チャンネル)

ハイブリッドパワーアンプでありながら、DC領域まで素直に伸びた周波数特性は特筆すべきことである。

高域再生限界の180kHzの設定は高域補正が目的ではなく、意図的に帯域を狭めたことによる。図3のR<sub>101</sub>(4.7kΩ)とC<sub>101</sub>(100pF)の入力フィルター、およびC<sub>103</sub>(10pF)によって高域を減衰させている。それらがなくとも、アンプAssyの状態ではきれいな方形波応答波形であり、発振もしない。さらに、配線類による減衰が若干加わって図16の周波数特性となっている。現時点では、適当な周波数特性にしたと思っている。

図17に本機の歪率特性を示す。負荷は8Ω純抵抗である。100kHzのLPFを入れて測定している。低出力時の歪率は残留ノイズの影響が大きく、出力の低下

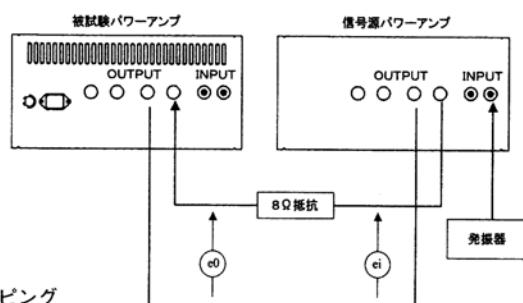
に伴ってその影響が大きくなる。低出力時には、ランダムな低域ノイズも若干あるので歪率が変動する。ランダムなノイズをかいくぐって、基本性能として妥当な値を読み取っている。本機の低出力時の歪みは、主として初段真空管の非線形性によって発生する。

初段真空管は差動増幅であるので、歪みは、2次成分がキャンセルされて3次成分が主体となっている。出力が10Wを超えると

A級からAB級に移行するので、出力の増加とともに歪率がやや多めで推移する。

10kHzの歪率がやや高いのは、1kHzに対し負帰還量が15dB程度少なくなるからである(図14参照)。本機では全般的に0.1%以下の低歪率であり、問題ないであろう。

図18に、本機のダンピングファクターを示す。図19に、ダンピングファクター測定方法を示

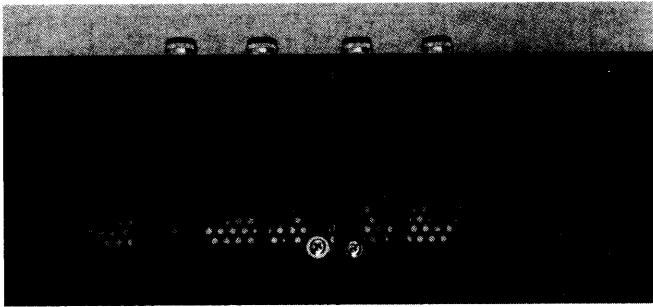


[図19] ダンピングファクターの測定方法 (電流注入法)

$$\alpha = e_0 / e_i$$

$$\text{出力インピーダンス} r_o = 8 \alpha / (1 - \alpha)$$

$$\text{ダンピングファクター} = 8 / r_o = (1 - \alpha) / \alpha$$



出力端子には、抵抗とコンデンサーを直列接続し、絶縁チューブをかぶせたものを挿入している

す。この測定方法は「電流注入法」と呼んでいるもので(本誌1991年2月号参照), ON-OFF法と比べて高い値のダンピングファクターが正確に測定できる。本機のダンピングファクターは、アンプAssy出力からスピーカー端子への配線および電源グランド配線に $1.25\text{mm}^2$ の銅線を用いている点が大きく関与していると思われる。おおむね250(1kHz以下)であり、トランジスター式アンプとほぼ同等レベルの値になっている。

## ヒアリング

DC領域まで伸びた周波数特性と聞けば、「迫力ある重低音」が期待されるかもしれない。だが、実際には必ずしもそうはならない。すでに、従来アンプでも相当程度まで重低音は再生できる。迫力ある重低音を出すことも重要であるが、平凡には中低域と重低音のバランスが濁りなくまとまって出せ

るか、あるいは高度には真空管の特徴がうまく引き出されているかがポイントであろう。

まず、よく聴くレコード『恋はみずいろ'77』(フィリップスBT-8501)B面2曲目「可愛いラブ・バード」の大太鼓で重低音をチェックした。ふやけた感じはなく、ストリングスとの調和も絶妙に良いようだ。レコードをヒアリングに使うと、擦れたような(荒々しい)音と低音との調和チェックがわかりやすい。同レコード他曲でのストリングスにおいても、高域における付帯音も特に感じられないようだ。

次は、CDの小澤征爾指揮フランス国立管弦楽団『ビゼー カルメン(全曲)』(フィリップス422366-2, DISC1~3)である。ほんのわずかこもり気味の声楽、台詞、コーラスも雰囲気を聴き取れる。子供らしきコーラス(DISC1, 6Tr)が素直である。張りのある

声楽も落ち着いている(DISC2, 2Tr)。

一方、一幕(DISC1, 1Tr)や終幕近く(DISC3, 17Tr)では豪放に鳴り放つ。CDの『ベルリオーズ 幻想交響曲』(ロンドンF35L-50194)第5楽章などの派手な管弦楽演奏でも、無難ともいえる響きとなっているようだ。

そのほか、いろいろと試聴してみた感じでは、どちらかというと柔らかい音である。これがハイブリッドパワーアンプの音かと思いたくなる。とかくきれいな音がする場合は、何かが(問題が)あるものではある。本機は、そういうことがない。

## 終わりに

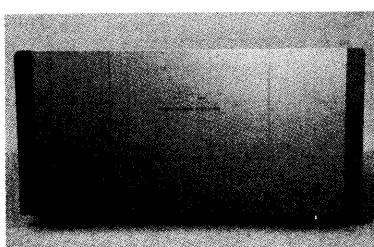
比較的容易に高性能スペックが得られるFET差動入力パワーアンプではなく、あえてハイブリッドパワーアンプの製作を試みているのは、真空管の音色をトランジスター式アンプに少しでも取り入れたいという思いからである。

そして、DCバランス補正回路は、ハイブリッドパワーアンプの出力オフセット電圧変動といった問題をあたかも吹き飛ばすかのようである。

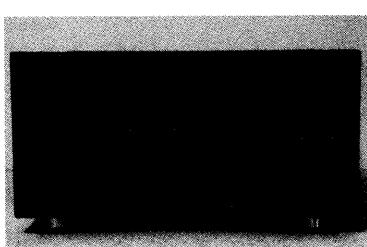
ひとつ間違えば、DCバランス補正回路に使うFETが真空管の味を抹殺してしまう危険性をはらんではいるものの、うまく設計すればハイブリッドパワーアンプの音を余すことなく楽しむことができるであろう。

本機のプリント基板は、業者に依頼して製作したものである。複数枚製作したので、若干の余りがある。なお、アンプ部プリント基板は修正前のもので図9と一部異なる。

入手をご希望の方には、実費で頒布可能である(問い合わせは、shibata\_lab@ybb.ne.jp)。



左に丸型電源スイッチと、その上にLEDランプを配したシンプルなデザインのフロントパネル



背面は左より、ヒューズホルダー、ACインレット、出力端子、入力端子。出入力部は白枠で囲っている