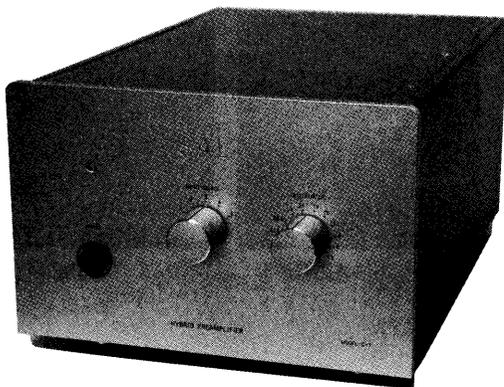


初段にサブミニチュア管6021Wを採用、  
直流カット出力コンデンサー付き

## ハイブリッドプリアンプの製作 (1)

柴田由喜雄 SHIBATA Yukio



筆者は2014年1月号で、初段差動増幅部にサブミニチュア管を採用したA級35Wハイブリッドパワーアンプを発表した。本機は、このコンセプトを応用したプリアンプである。直流増幅可能なパワーアンプに接続する場合、プリアンプの出力オフセット電圧に注意しなければならない。本機では直流カット用の出力コンデンサーを挿入したが、出力コンデンサー直前まではDC領域の素直な増幅作用が完全に維持され、特性的にはきわめて安定している。振動による雑音にも気を配っている。

### はじめに

1段増幅アンプは、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。これまで製作してきたいくつかの1段増幅アンプの初段はFETであった。そして、それをサブミニチュア管に置き換えてパワーアンプに適用したハイブリッドパワーアンプをすでに発表した(本誌2014年1月号)。

パワーアンプ初段へのサブミニチュア管適用は、ノイズや歪みの面では従来の初段FETに軍配が上がるものの問題となるレベルで

はなく、また肝心の1段増幅高域特性も比較的素直なものとなった。試聴では上品な音質ともいえるもので、まずはほぼ成功裡に終わったといえよう。同パワーアンプは、現在約半年以上使用しているが特別なトラブルは発生していない。

本機は、前記ハイブリッドパワーアンプに引き続き、初段サブミニチュア管1段増幅をプリアンプに適用するものである。一般にプリアンプに接続されるものは、プリアンプ入力接続となるレコードやCDの出力、そしてプリアンプ出力に接続されるパワーアンプの入力である。

これらは表面的には、単純に

線形に電圧を受け渡しをするのみと考えることもできる。したがって、プリアンプに要求される性能は、「良い音質で増幅する」ことではなく、「入力された信号の音質を変えない」ことだといえる。

さて、プリアンプでは接続するパワーアンプを意識しなければならない。特に直流を増幅可能なパワーアンプを接続する場合は、諸特性のうち、プリアンプの出力オフセット電圧にどう対処するかが焦点の1つになる。

まず、図1を見ていただきたい。この図は、本機ハイブリッドプリアンプの最終回路のエミッターフォロワー出力ポイントA(後述図4参照)における出力オフセット電圧の測定結果例である。測定は、出力オフセット電圧を0mVに調整した後、まず5時間連続ONし、以降、OFF/ONを1時間ごとに繰り返した。ON直後に大きな正電圧が発生し、ON時の出力オフセット電圧は正負に変

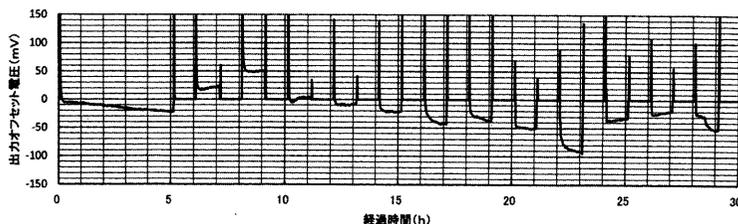
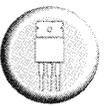


図1 出力オフセット電圧の測定例



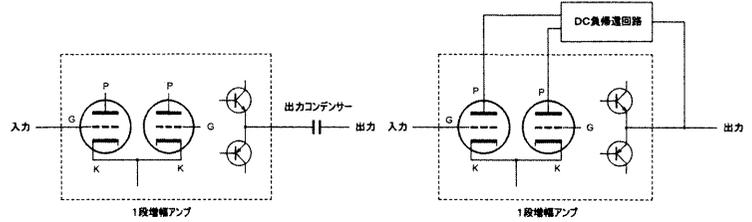
動している。0mVの直線となっている期間がOFFしている状態である。図1からわかるように、出力オフセット電圧はおおむね-100mV ~ +50mVの間で変化する。

この場合、仮に、そのまま直流を増幅可能なパワーアンプに入力すると、そのゲインを20倍(26dB)とすれば、パワーアンプの出力に-2V ~ +1V程度のオフセット電圧が発生することになる。これは非常に大きな値であるので、プリアンプで何らかの対策が必要である。プリアンプのゲインが6.9倍(17dB)であるので、入力換算では-15mV ~ +7mVとなる。すなわち、アンプのON/OFFを繰り返すと、オフセット電圧の支配的要因である初段差動サブミニチュア管のグリッド電圧差 $|V_{g1} - V_{g2}|$ が7 ~ 15mV変化していることがわかる。

図1は、 $|V_{g1} - V_{g2}|$ が25mV以下の選別したサブミニチュア管を用い、十分にエージングした後の結果である。このON/OFF時のオフセット電圧は、温度変化のみでは説明がつかない場合が多い。また、何度も同様の試験を行ったが、ほぼ同じ結果で、-100mV ~ +100mV程度の間で周期的に上下するようであった。推測ではあるが、真空管内部で部材間のスティックスリップがいくらか発生している可能性もある。

この不可避なオフセット電圧に対処する方法として、2つの手段が考えられる(図2)。

1つの手段は、図2(a)に示すように、出力部分にDC成分をカットする出力コンデンサーを入れることである。本機では、この方法を用いている(本稿では出力コ



(a) 出力コンデンサーによるDCカット

(b) DC負帰還による出力オフセット電圧の低減

【図2】 出力オフセット電圧の低減手段

ンデンサー付きのアンプを本機と呼ぶ)。

出力コンデンサーを入れることには時代を逆戻りするようで若干抵抗を感じるかもしれないが、出力コンデンサー直前まではDC領域の素直な増幅作用が完全に維持され、特性的にはきわめて安定している。安易というよりは、賢明な1つの方法である。ただし、出力コンデンサーとして、パワーアンプ入力インピーダンスに応じた容量を持つ良質なものを用いる必要がある。

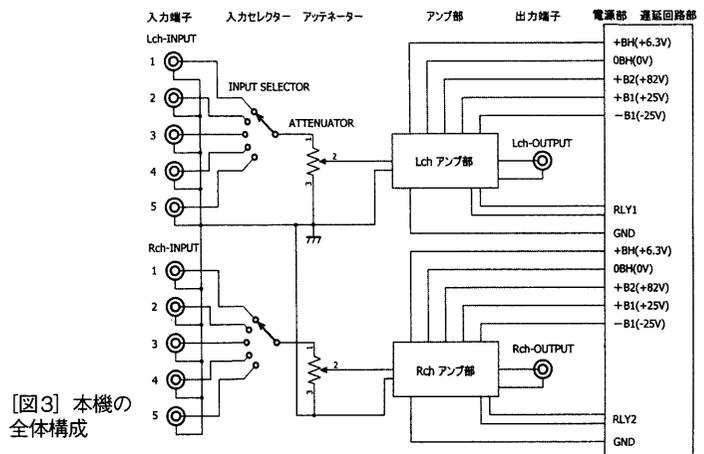
ほかの手段は、図2(b)に示すように、DC負帰還を用いるものである。出力コンデンサーを省略しているので、すべての周波数範囲で出力インピーダンスを下げることが可能となる。出力コンデンサーの音質云々の議論もなくなる。この手段は、次回で紹介する予定である。

## 回路構成

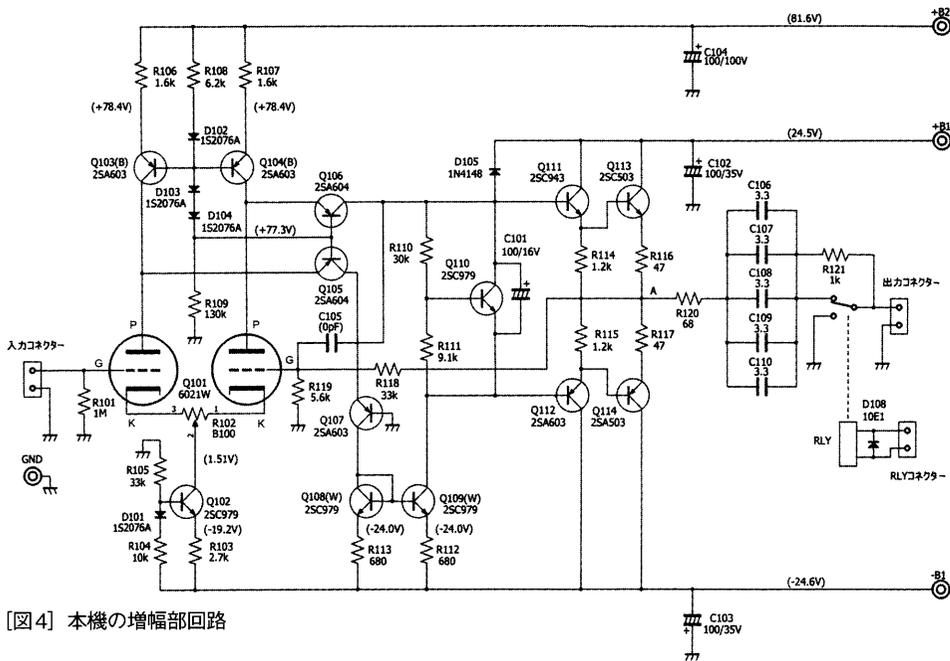
本機の全体構成を図3に示す。本機は入力RCA端子(音製セーフティジャック)、入力セレクター(東京光音電波製4R6)、アッテネーター(東京光音電波製2P65CS, 100kΩ)、L、Rチャンネルアンプ部、出力RCA端子、電源部/遅延回路部からなる。なお、入力セレクターはシャフト長の関係で手持ちの東京光音電波製4R6を用いたが、同社の2R6でよい。

最近では、RIAAイコライザー回路を搭載しないプリアンプが多い。本機でもRIAAイコライザー回路は搭載せず、フラットアンプのみのきわめて簡素な構成としている。入力セレクターに、ボリュームとアンプが付属したものであるともいえるかもしれない。

図4にアンプ部の回路を示す。



【図3】 本機の全体構成



【図4】 本機の増幅部回路

回路において、記号Qは能動素子番号を、記号Rは抵抗番号を、記号Cはコンデンサー番号を、そして、記号Dはダイオード番号を表している。

入力から出力に向かってその動作を説明する。アッテネーターからプリント基板の入力コネクタを経て、入力信号はサブミニチュア管Q101(6021W)の入力側3極管のグリッドに入る。他方の3極管のグリッドにはR118(33kΩ)、R119(5.6kΩ)によってネガティブフィードバックがかかる。入力コネクタ部に入っている抵抗R101(1MΩ)はアッテネーター接点の開放を想定して入れているが、なくてもよい。また、アッテネーターの規格減衰量を正確に反映させたい場合は、10MΩ以上のハイメガ抵抗を使用することができる。

Q101のそれぞれのプレート電流は定電流負荷用トランジスタQ103(2SA603)、Q104(2SA603)で受け、定電流負荷の余った電流を2段目のベース接地トラン

ジスターQ105(2SA604)、Q106(2SA604)のエミッターに注入している。Q106のコレクターは直接Q111(2SC943)のベースに接続され、終段を駆動する。

Q105のコレクターは、いったんQ107(2SA603)を通り、Q108(2SC979)、Q109(2SC979)からなるカレントミラー回路に接続され、Q112(2SA603)のベースに接続され、終段を駆動する。Q107は、Q105の発熱を抑えるために入れてある。カレントミラー回路のQ108は単なるダイオードとして機能させている。

Q105～Q109はI/V変換回路である。終段は2段のダーリントン接続で構成されている。Q111とQ112、およびQ113(2SC503)とQ114(2SA503)はコンプリメンタリーである。

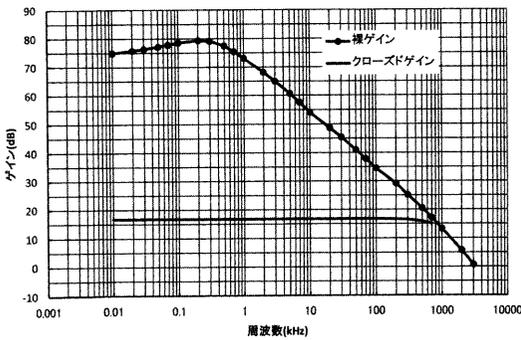
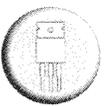
本機に用いた能動素子は、真空管を除きすべてメタルキャン形である。初段の半固定抵抗R102(多回転Bカーブ100Ω)は前記のようにオフセット電圧測定用に設けたものであり、通常(最

終状態)は中点位置にしておく。本機では、出力コンデンサーC106～C110(3.3μF×5)があるので、仮にグリッドの電圧差 $|V_{g1} - V_{g2}|$ が0.1V程度あっても特別な問題はない。その場合、出力にはゲイン倍(6.9倍)の0.69V程度のオフセット電

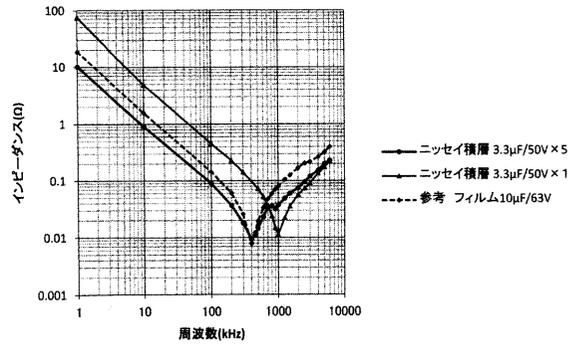
圧が出るが、電源電圧±25Vと比較するとほとんど無視できる電圧である。したがって、本機ではあらためてサブミニチュア管を選別する必要はない。

半固定抵抗R102を含めた初段の実質の $g_m$ を $g_m'$ とすると、アンプの裸ゲインは $g_m' r_o$ で表される1段増幅となっている。 $r_o$ は終段ダーリントン接続入力部のインピーダンスであり、Q106とQ109のコレクター出力抵抗、終段ダーリントントランジスタの入力抵抗、および各トランジスタ帰還容量 $C_{ob}$ などのインピーダンスから構成される。

図5にアンプ部のオープンループ特性(裸ゲインとクローズドゲイン)の測定結果を示す。裸ゲインは700Hzあたりにカットオフ周波数を持つ-20dB/decのほぼ1次の特性を持っている。図5より裸ゲインはおよそ75dB(5600倍)、クローズドゲインが17dBであるので、約58dBの負帰還量である。超高域にて、図でははっきりとは現れてはいないが、



【図5】 オープンループ特性



【図6】 出力コンデンサーのインピーダンス

2MHzあたりから傾斜がやや大きくなる点が従来の初段FETの場合と相違する点と思われる。

初段の $g_m'$ を2mS程度とすると、低周波数域の $r_o$ はおよそ $2.8M\Omega$ と算出される。1段増幅アンプでは低周波数域で $r_o$ がかなり大きな値となり、終段ダーリントントランジスタのベースまわりは低周波数域のノイズを拾いやすいので注意が必要である。

参考までに、ドライブ段であるQ106とQ109の負荷を抵抗負荷とさせた場合、たとえば帰還用抵抗R118をQ106とQ109の負荷とさせた終段無帰還などの場合は、 $r_o$ は下がり、低周波数で裸ゲインの下がった同一カットオフ周波数の1次減衰特性となる。

本機のクローズドゲイン17dB(6.9倍)は昨今ではやや大きめかもしれない。1V出力に対して150mV入力を想定したものである。クローズドゲインを下げるにはR119(5.6k $\Omega$ )をたとえば10k $\Omega$ に変更すればよく、クローズドゲインが13dB(4.3倍)に下がる。

その場合、出力にわずかのオーバーシュートが観測されるので、C105(容量5pF)を付ける必要がある。同様に、さらにゲインを下げることもできるが、C105容量をさらに増やす必要がある。

このあたりの高域補正は、差動2段増幅の場合と比べるとかなり簡単で透明性が高いのが特徴である。有り余るゲインをひたすら技で弄ぶということがない。

動作電流は、初段差動真空管Q101がそれぞれ1mA、定電流回路Q103、Q104がそれぞれ2mA、Q105～Q109のI/V変換回路が1mA、終段Q113、Q114が5mAである。I/V変換回路を1mAとしたのは、ある程度のスルーレートを確保するためである。本機のスルーレートは、約50V/ $\mu$ sである。

初段差動真空管Q101の電流値は、I/V変換回路電流値と同じにすればよい。終段の5mAは負荷を余裕をもって駆動するための電流値であり、本機の場合、Q113、Q114に小型放熱器を付けているのでR110(30k $\Omega$ )あるいはR111(9.1k $\Omega$ )を調節して10mA程度まで増やすことが可能である。

出力コンデンサーC106～C110(3.3 $\mu$ F $\times$ 5=16.5 $\mu$ F)には日精電機積層フィルムコンデンサーMMT(50V)を用いている。図6にインピーダンス特性測定結果を示す。測定は発振器の50 $\Omega$ 出力から抵抗75 $\Omega$ を介してコンデンサーに電圧を印加し、コンデンサー電極両端の電圧値からインピーダンスを算出したものである。

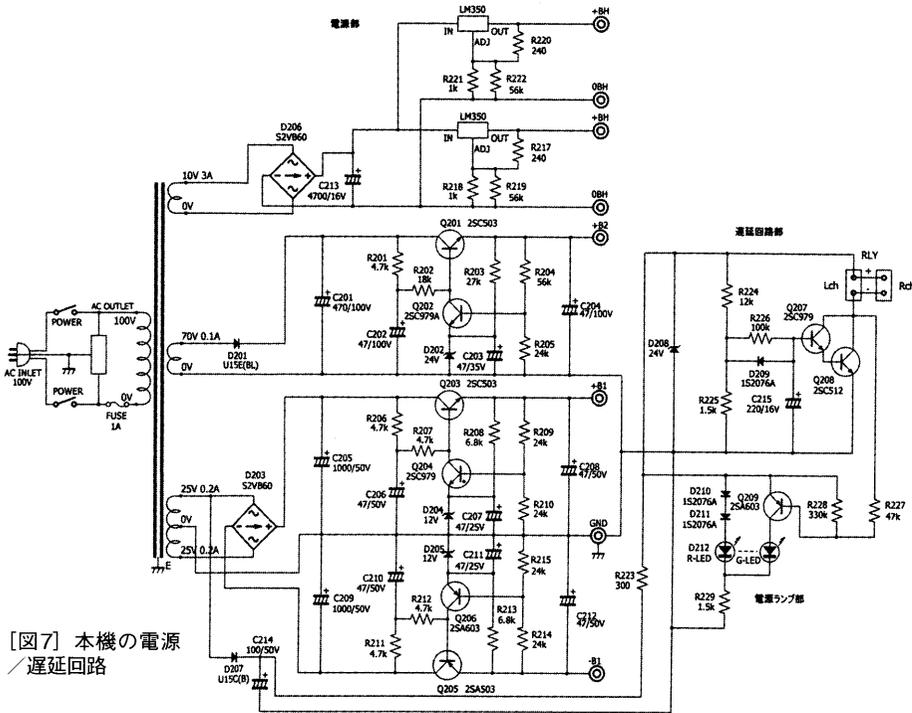
図6より、単一の3.3 $\mu$ F/50Vでは1MHzあたりに共振点を有し、パラにすることによって共振点が下がり、分散することがわかる。

図6には、通常的小型フィルムコンデンサー10 $\mu$ F/63V(大きさ20 $\times$ 15 $\times$ 8mm)の特性も併せてプロットしてある。積層フィルムコンデンサーをパラレルにした場合、ほぼ通常のフィルムコンデンサーと同じ特性である。多分にリード線の長さが影響していると思われる。可聴帯域内では低いインピーダンスを保持している。念のため歪みも測定したが、測定限界以下であった。数値的には問題ないようである。

次に、図7に電源/遅延回路を示す。電源は、初段真空管用高圧電源+B2(82V)、ヒーター用電源+B<sub>H</sub>(6.3V)、終段用電源+B1(+25V)、-B1(-25V)からなる。

+B2の電圧値82Vはサブミニチュア管6021Wとしてはやや低めであるが、I/V変換回路のトランジスタQ105、Q106の耐電圧 $V_{CBO}$ (-120V)とコレクター損失 $P_c$ (300mW)を考慮し、トランジスタの安全面を優先してやや低めの電圧としている。

本機の場合、Q106のベース・コレクター間は最大102Vがかかる。終段用電源+B1、-B1の



〔図7〕本機の電源  
遅延回路

電圧値は普通の電圧値としている。本機のようなプリアンプでは入力にアッテネーターがあるので、基本的には1V出力を確保するのみでよい。+B<sub>1</sub>、-B<sub>1</sub>の電圧を下げることによってトランジスタQ<sub>107</sub>～Q<sub>112</sub>が耐電圧(60～70V)内に収まる。

±B<sub>1</sub>、+B<sub>2</sub>の電源回路は、きわめて簡素な回路構成としている。これは、可能な限りフィードバックを少なくするためである。強いといえば、リップルフィルタに軽いフィードバックをかけた程度

のものである。この程度のリップル除去能力、定電圧特性でも、本機ではまったく問題は生じない。

また、コンデンサーの容量も必要最低限としている。簡素でコンパクトな電源は意図したものであり、大容量のコンデンサーを用い、かつ多量のフィードバックをかけた電源とは一線を画したつもりである。

なお+B<sub>2</sub>電源のR<sub>201</sub>(4.7kΩ)、R<sub>202</sub>(18kΩ)は電流制限抵抗としても機能させている。Q<sub>201</sub>の最大出力電流値は、 $V_{CB}/(R_{201} +$

$R_{202}) \times h_{fe}$ である。±B<sub>1</sub>電源も同様である。

電源+B<sub>H</sub>は、2つの3A可変レギュレーターLM350Tを用いL、Rチャンネル独立にヒーター電流を供給している。LM350Tは内部に4.5Aの過電流保護回路、消費電力の内部保護回路が内蔵されている。

電源ON時には、瞬間的に1.7A程度のヒーター電流が流れるが、電圧ドロップするまでには

は至らない。負荷がヒーターのみで、あるので保護ダイオードは特別必要ではないが、配線が長い場合は小容量のコンデンサーを必要とする。

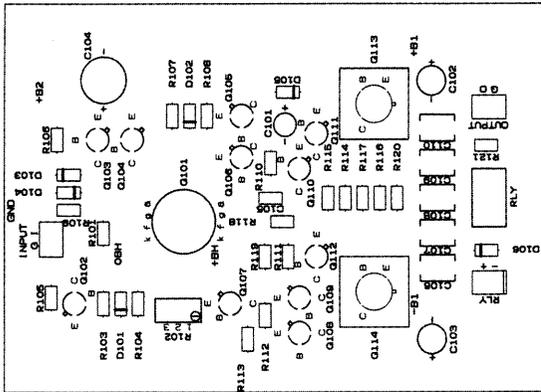
遅延回路は、電源ON時のヒーターが加熱され始める際のミュートング用であり、遅延時間はおよそ15秒に設定してある。プリアンプ出力は電源ON時にリレーRLY(オムロンG5V-1, 24V)によって遅延時間だけ遮断される。

表1に使用したトランジスタ

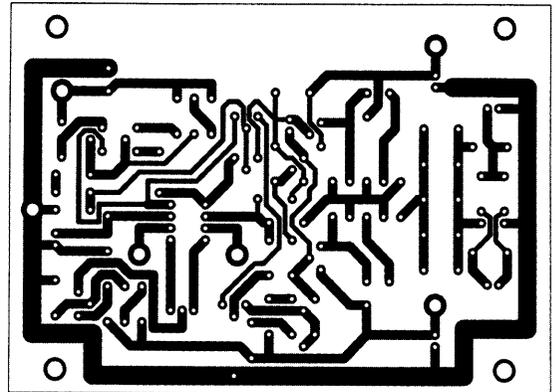
〔表1〕使用トランジスタの一覧

使用回路	トランジスタ	型番	ランク	放熱器	実測hfe	V <sub>ceo</sub> (V)	I <sub>c</sub> (mA)	P <sub>c</sub> (mW)	f <sub>T</sub> (MHz)	C <sub>ob</sub> (pF)	入手先
アンプ部	Q103, Q104	2SA603	M	(○熱結合)	110	-80	-200	300	250	7.5	若松通商 タカヒロ電子
	Q105, Q106	2SA604	K		100	-120	-30	300	170	3	
	Q107	2SA603	M		110	-80	-200	300	250	7.5	
	Q108, Q109	2SC979	Y	(○熱結合)	170	70	100	300	250	3	
	Q110	2SC979	Y		170	70	100	300	250	3	
	Q111	2SC943	K		210	60	200	300	250	3.4	
	Q112	2SA603	K		210	-80	-200	300	250	7.5	
	Q113	2SC503	GR	○	170	100	600	800	80	13	
	Q114	2SA503	GR	○	170	-100	-600	800	80	22	
	Q201	2SC503	GR	○	160	100	600	800	80	13	
電源部	Q202	2SC979A	Y		170	100	100	300	250	3	若松通商
	Q203	2SC503	GR	○	160	100	600	800	80	13	
	Q204	2SC979	Y		180	70	100	300	250	3	
	Q205	2SA503	GR	○	200	-100	-600	800	80	22	
	Q206	2SA603	M		110	-80	-200	300	250	7.5	
	Q207	2SC979	Y		180	70	100	300	250	3	
遅延回路部	Q208	2SC512	O	(○)	70	100	1.5A	800	60	25	
	Q209	2SA603	M		110	-80	-200	300	250	7.5	

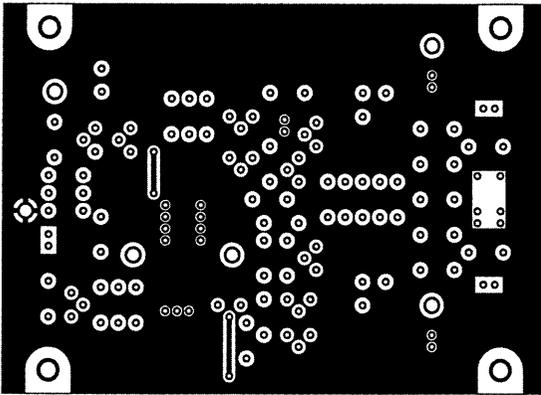




【図9-a】増幅部のプリント基板（部品配置，60%縮小）



【図9-b】増幅部のプリント基板（裏面パターン，60%縮小）



【図9-c】増幅部のプリント基板（表面パターン，60%縮小）

写真1に、上部から見た内部構造とアンプ部、写真2に電源部を示す。筐体はt8 アルミフロントパネルを除き、すべてt2鋼板の曲げ加工からなっている。鋼板の

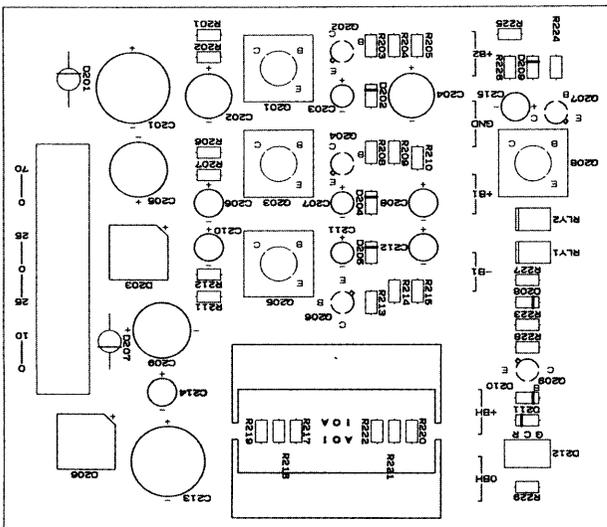
厚みをt2とすることで板材としての剛性は著しく高まる。

板材の曲げ剛性は板厚の3乗で大きく、また板材の固有振動数は板厚に比例する。筐体を叩くとわか

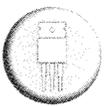
るが、板厚を厚くすることで板材の共振点が高周波数側に移行する。これによって中低域以下の音圧に対してもかなり強くなるはずである。

ただ、共振点が高周波数側に移行すると筐体がカンカンといった音色で鳴くようになるので、複雑な孔を有するリアパネルと底板を除き、すべての鋼板の片面側に防振材（本機ではt0.3鉛板）を貼り付けている。防振材の効果は顕著である。カンカンといった共鳴音がコンコンといった鈍い共鳴音に変化する。やや大きな筐体ともとれるが、トランジスターアンプと比較すると振動に弱いハイブリッドアンプの実使用ではこれぐらいの剛性とダンピングは必要であると考えている。

本機では、大きなクリック音とそれによる鳴きが気になる入力セレクターおよびアッテネーターのケースにも防振材を貼り付けている。本機の筐体は剛性を高めたばかりでなく、パワーアンプ並みに大きく重たい。アンプ部をかなりコンパクトにまとめたので一見余裕のある内部空間を確保している。余裕があるので、プリント基板の取り付け



【図10-a】電源部のプリント基板（部品配置，60%縮小）



け、あるいは将来的なプリント基板交換もスムーズとなる。

アンプ部および電源部はプリント基板を使用している。アンプ部のプリント基板(120×84mm)を図9-aから図9-cに、電源部のプリント基板(134×120mm)を図10-aから図10-cに示す。

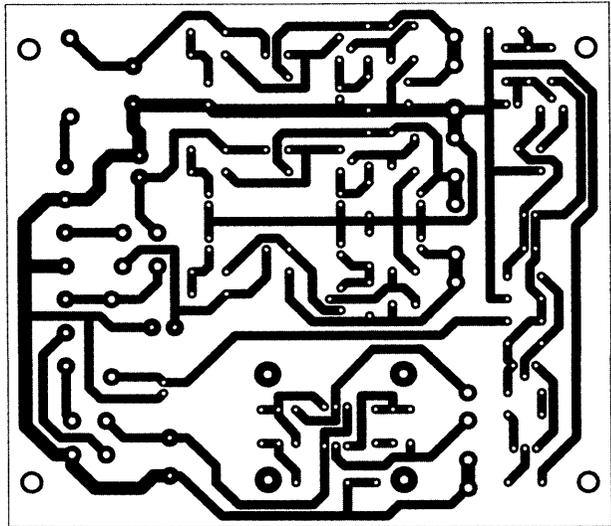
プリント基板は両面とし、表面はベタアース風としている。ベタアース風とは、銅箔面に直接的な信号電流は流さず、銅箔面を単なるシールドとして用いているという意味である。

銅箔面には金メッキを施して銅箔表面の酸化劣化を防いでいる。金メッキの別の効用として、銅箔面に金メッキを施すとハンダの流れが良いためハンダ付け作業が確実になる。銅箔パターンは必要に応じて、より線で裏打ちする。

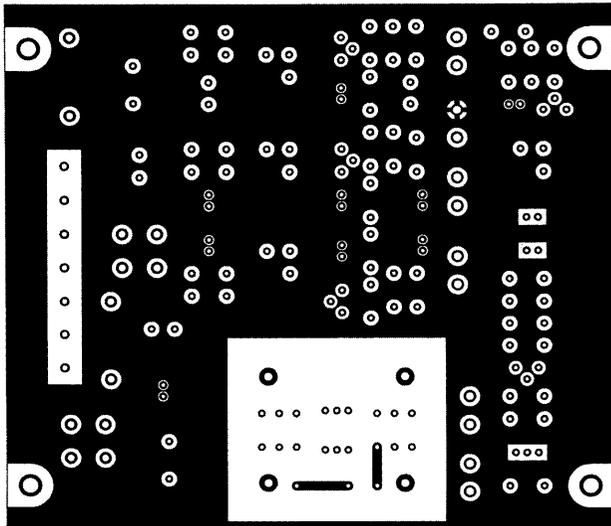
本機では両面基板を使用しているが、表面の信号パターン(アンプ部2か所、電源部2か所)をジャンパー線とした片面プリント基板としても製作可能である。今回は製作はしていないが、特性的にも問題なく動作すると思われる。

その場合、サンハヤトのポジ感光基板を用いるとかなり早くできる。焼き付けパターンは、たとえば、本誌掲載パターンをスキャナーを用いて画像ファイルにし、パソコンによって画像(ビットマップ)を修正したのち、プリントアウトすればよい。プリント基板の使用は、ユニバーサル基板の配線に比べて配線ミスが少ないため、結果的に確実に製作できる。

なお、初めてトランジスタアンプを製作する方には、プリント基板による配線をお勧めしたい。トランジスタアンプは、ちょっとした配線ミスで貴重なトランジスタが破壊される可能性が非常



【図10-b】電源部のプリント基板(裏面パターン, 60%縮小)



【図10-c】電源部のプリント基板(表面パターン, 60%縮小)

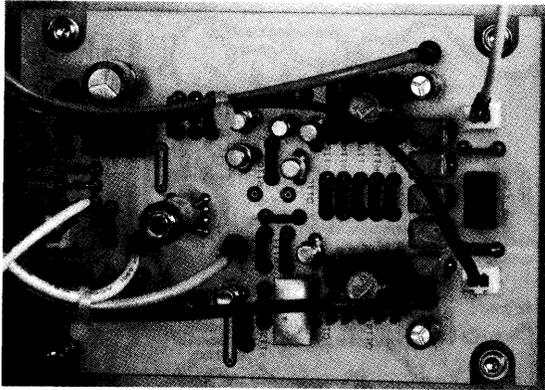
に高いからである。プリント基板を用いると、配線を事前に十分にチェックすることができる。

アンプ部のパターン設計で特に留意すべき点は、サブミニチュア管の脚をプリント基板にハンダ付けしているの、サブミニチュア管周辺のプリント基板温度が上昇することである。サブミニチュア管周辺2cm程度までは熱に影響される部品を配置しないことが賢明な方法である。

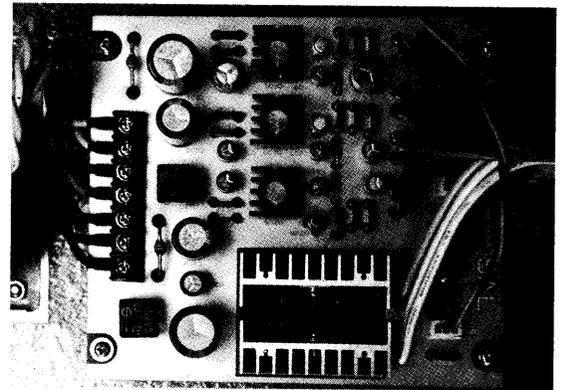
一方、本機ではトランジスタ

Q103とQ104およびQ108とQ109は一応熱結合しているが、出力コンデンサーがあるので熱結合の必要性は低いかもしれない。

アンプ部のプリント基板に実装するサブミニチュア管は振動を嫌う。たとえば、歪率測定時などにおいて、プリント基板を叩くと歪率計のメーター指示が大きくピンピンと跳ね上がる。そして、歪み波形出力において振動状態が観測される。実際、ヒアリング途中で、ケースの蓋を外してプリント



[写真3] 増幅部の基板。出力段の2SC503と2SA503には小型放熱器を取り付けた。直流カット用のコンデンサーは $3.3\mu\text{F}$ を5つ並列接続してインピーダンスの低減を図っている

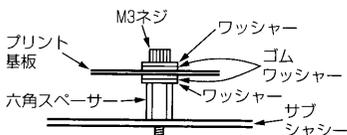


[写真4] 電源部の基板。真空管用の82V高圧電源 $B_2$ 、トランジスター用の $\pm B_1$ は簡易な安定化回路とした。また、ヒーター用の $B_H$ は3端子レギュレーターLM350Tを使用して安定化した

基板を叩くとスピーカーから共鳴音が聴こえる。叩くまででもないが、音圧による筐体振動の影響を受けやすい。

対策として、本機ではプリント基板とプリント基板支持用六角スペーサーとのネジどめ部に、さらに、プリント基板を両側から挟む形でシリコンゴム製のt1のゴムワッシャーを介在させている(図11)。一応念のため、完成後筐体外表面のあちこちを叩いてはみたが、大きな問題はないようだ。

また、プリント基板への配線は、線材を通してプリント基板に振動が伝達しないように、プリント基板上面で大きく弧を描くようにして配線する。電源関係配線のプリント基板への接続は、小型の $\phi 2$ バナナプラグを用いている。万一、サブミニチュア管が不良になった場合に、容易にプリント基板を交換できるようにするためである。プリント基板に接続するシールド線も、同様の理由からコネクター

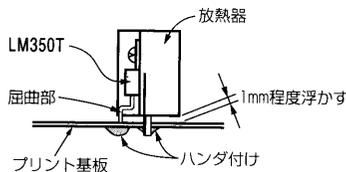


[図11] プリント基板の支持方法

を用いて接続している。

プリント基板に接続するシールド線は振動を伝達しないように柔軟な細径のモガミ2520を用いている。併せて、シールド線はすべてモガミ2520を用いたが、入力RCA端子から入力セレクターに至るラインはもう少し太いシールド線を用いてもよい。なお、モガミ2520の中心絶縁体は柔らかい半面、きわめて熱に弱い。ハンダ付けの際のコテ先の引き加減や、熱収縮チューブの熱風の当て加減はかなり微妙なところがあり、熟練を要する。以前、モガミ2520の中心絶縁体が溶けて中心線がシールド側の線とショートしたことがある。目視だけではなく、面倒ではあるがハンダ付け後、その都度テスターで絶縁を確認しておく、後で配線し直しといったトラブルは起きない。

電源部プリント基板で留意すべき点は、ヒーター用電源LM350T



[図12] LM350Tの実装方法

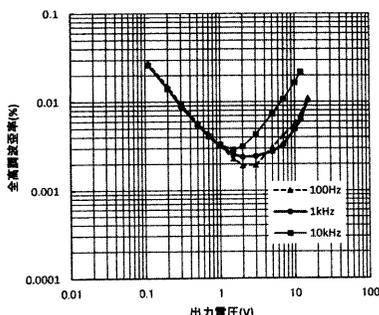
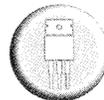
の実装方法である。LM350Tとその放熱器はかなり高温になる。したがって、放熱器はプリント基板から1mm程度浮かせて、取り付けピン部をプリント基板にハンダ付けする。そして、LM350Tの3本の脚根元付近に屈曲部を設ける(図12)。

電源ON後、次第にLM350Tと放熱器は温度上昇するが、その過程で発生する微小熱膨張応力を脚の屈曲部によって軽減させるのである。放熱器が手で触れなくなるほど熱くなる場合は、必ずこの脚の曲げ加工を必要とする。脚の曲げ加工がない場合は、プリント基板の脚挿入孔付近でハンダ疲労(数年後に顕在化)が発生する確率が高くなる。

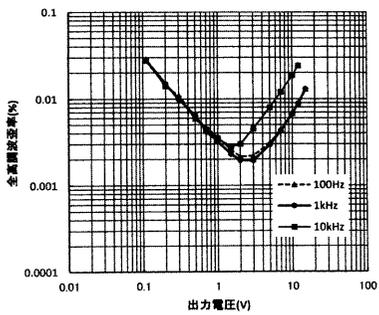
本機では特別な調整箇所はないが、念のため、

①まず $+B_2 \sim \text{GND}$ 間および $\pm B_1 \sim \text{GND}$ 間をテスターで抵抗を計り、ショート状態でないことを確認する。

②初の電源ON時には過大な電流が流れないように $+B_2$ および $\pm B_1$ ラインに低抵抗値の保護抵抗(意図的に数ボルト程度の電圧ドロップをさせる)を入れておき、アンプ各部の電圧・電流の正常が

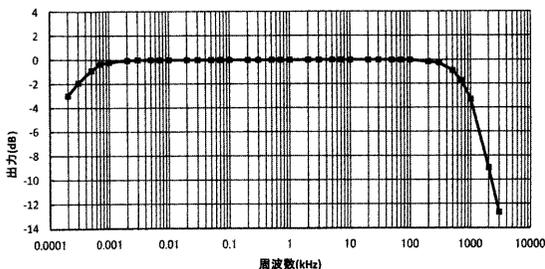


(a) Lチャンネル



(b) Rチャンネル

[図13] 歪率特性



[図14] 周波数特性

確認できたら取り去るようにすれば安全である。最終的に出力ポイント A (図4) の電圧が±1V 以下であれば正常である。可能であれば、

③オシロスコープで100kHz 方形波応答を確認しておくより確実である。

### 本機の特徴

図13に、本機のL、Rチャンネル歪率特性を示す。出力電圧が1V以下の歪みは残留ノイズによるものである。初段FETの1段増幅アンプと比較すると、残留ノイズは約1.5倍となっている。1V以上における歪み増加はアンプの非線形性によるものであり、3次成分が主となっている。

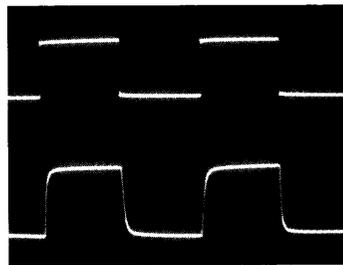
1V以上の1kHz歪み傾向がLチャンネルとRチャンネルで若干相違するのは初段サブミニチュア管の特性バラツキによるものである。実使用の1V以下では問題ないレベルの歪みである。

ハイブリッド1段増幅アンプの増幅主体は真空管ではあるが、一

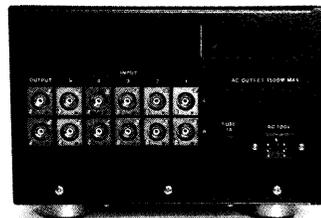
般の真空管アンプと比べると歪率はかなり低い。これは、ハイブリッド1段増幅アンプでは初段真空管の負荷を半導体の高インピーダンスに任せること (I/V 変換) によって安定した大きなゲインが得られ、その結果、歪み発生源となる初段真空管の  $V_g - I_p$  動作範囲が狭くできるため、初段真空管の線形性が向上するためと考えられる。

図14に周波数特性を示す。図14は、負荷を47kΩ純抵抗とした場合のプリント基板単体での測定結果である。およそ0.2Hz ~ 900kHz (-3dB) の実力を持っている。これも問題ない広さである。

実機では、入力にアッテネーター減衰量があるとアッテネーター抵抗値とアンプ入力容量によって高域側再生限界が若干下がる。また、低域側再生限界  $f_L$  は出力コンデンサーCによるものである。負荷  $R_L$  が低抵抗になると低域側再生限界  $f_L$  が上昇する。なお、 $f_L = 1 / (2 \pi C R_L)$  である。



[写真5] 100kHz 方形波応答波形 (上: 入力波形, 下: 出力波形)



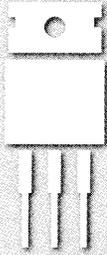
[写真6] 左が出力RCAジャック, 入力端子は5つ設けた

あまり推奨はできないが、極端に低い抵抗の負荷を出力に接続する場合は、出力コンデンサーCと平行にして無極性接続 (+ / - +) した電解コンデンサー (100  $\mu$ F/50V 程度  $\times$  2) を追加すれば、低域側再生限界  $f_L$  の上昇に対処できる。

本機の実機 (アッテネーター 0dB) での 100kHz 方形波応答を写真5に示す。上側が入力波形、下側が出力波形 (2V<sub>p-p</sub>) である。本機では、出力部分に電流制限機能も兼ねて R<sub>120</sub> (68Ω) を入れているので、いかなる容量負荷に対しても安定で方形波応答リングングも発生しない。

出力コンデンサーがあるので、最初に問題としていた出力端子でのオフセット電圧は当然ない。

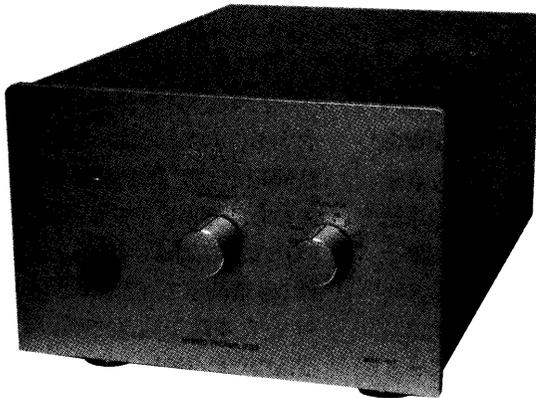
以上、数値的にはまったく問題ないものに仕上がった。本機のヒアリング結果、すなわち「入力された信号の音質を変えない」点の確認結果については、次稿で述べる。



初段管の劣化、破損に対しても強いDC負帰還方式

## ハイブリッドプリアンプの製作 (2)

柴田由喜雄 SHIBATA Yukio



前月号のプリアンプは、直流増幅可能なパワーアンプでも使用できるように、オフセット出力電圧を出力コンデンサーで直流カットする方式とした。本号では、出力コンデンサーを使用しないDC負帰還方式について解説する。極端な場合、初段管6021Wのヒーターが切れても多少のオフセット電圧は生じるものの問題のない回路である。2つのプリアンプの試聴比較では、音質の差はきわめて小さく、また出力コンデンサーの影響やDC負帰還による低域の不自然さは認められなかった。

### はじめに

1段増幅アンプは、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。前回(2014年12月号・その1)では優れた回路方式である1段増幅アンプの初段をサブミニチュア管6021Wに置き換え、その際発生する出力オフセット電圧の問題を提示した。そして、前その不可避な出力オフセット電圧に対処するための手段として、  
(1) 出力コンデンサーを付ける  
(2) DC負帰還を用いる  
の2つの手段を示し、まず出力コンデンサーを付けたプリアンプを製作した。

出力コンデンサー付きではあるものの、増幅部の本体はいわゆる直流アンプ構成であるので、素直な特性を持った安定性のあるプリアンプに仕上がった。

今回は、ほかの手段であるDC

負帰還を用いたプリアンプを製作する。ただし、今回のアンプ(以下、本機と呼ぶ)はまったく新たに製作するのではなく、前回の増幅部分を置き換える形であるので、前回との相違する部分を中心に述べる。

### DC負帰還方式とDC負帰還量

市販アンプではDC負帰還は「DCサーボ」と呼ばれるように、オペアンプを使用するケースが多い。初段にFETやトランジスターを用いたアンプでは、オペアンプの使用は理にかなっていない。オペアンプ自体のオフセット電圧が小さいからである。

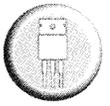
初段をサブミニチュア管に置き換えた1段増幅アンプへの応用を試みれば、たとえば、図1(a)のような回路が考えられる。出力からCRによるフィルターとオペアンプを通してフィードバック抵抗 $R_1$ 、 $R_2$ と並列にDC成分を

負帰還させる方法である。

オフセット電圧の小さいオペアンプを用いれば、オペアンプの入力オフセット電圧レベルまでプリアンプ出力オフセット電圧を小さくできる利点がある。しかし、この方法は、初段に真空管を用いたアンプ回路には向かない。

それは、FETやトランジスターの寿命はほぼ半永久的なものと思ってよいが、真空管の場合は寿命があると思わねばならないからである。万が一、初段真空管Q101(6021W)が不調となった場合、DC負帰還は初段真空管を頼りにしているため、アンプ機能とともにDC負帰還機能も破たんし、出力にかなり大きな出力オフセット電圧を発生させてしまう危険性を秘めている。これは、DC負帰還ループに初段真空管を含んでいることによる。本機では、別の方法を選択する必要がある。

本機で用いたDC負帰還回路を図1(b)に示す。いったん、出



力からCRによるフィルターを通した電圧を、DC負帰還回路で電流  $i_1, i_2$  に変え、その電流を初段の定電流トランジスタ  $Q_{103}, Q_{104}$  のエミッターに注入する方法である。 $Q_{103}, Q_{104}$  のコレクター電流はフィードフォワードの形で、DC負帰還回路の注入電流によって変化する。

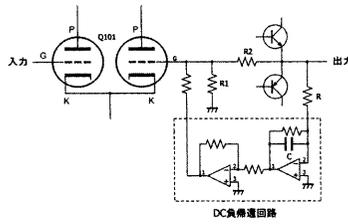
図1(b)の回路では初段真空管の後で、プレートにてDC負帰還が作用する。したがって、初段真空管が不調となった場合でも、DC負帰還回路が初段真空管を外してループを構成しているので、DC負帰還機能が破たんすることはない。DC負帰還回路の注入電流を初段真空管の動作電流以上に設定しておけば、いかなる場合でもDC負帰還回路が機能している。

極端な場合、初段真空管のヒーターが切れても、多少の出力オフセット電圧は生じるものの、大きな問題は起きない。つまり、初段の真空管の劣化、破損に強いDC負帰還回路である。

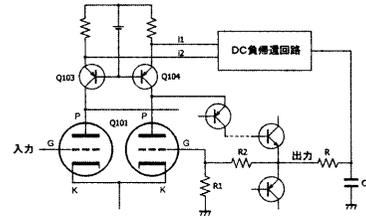
DC負帰還回路の注入電流は、必ずしも  $Q_{103}, Q_{104}$  のエミッターに注入する方法でなくともよい。 $Q_{103}, Q_{104}$  のコレクター側に注入する方法であってもよい。本機では、なるべく信号電流に縁の薄い場所がよいであろうといった理由から  $Q_{103}, Q_{104}$  のエミッターに注入している。

では、図1(b)の回路でどのくらいのDC負帰還量とすべきかを概算してみる。

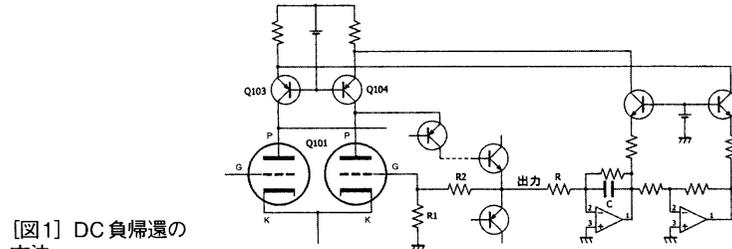
前回、DC負帰還がない場合のプリアンプ出力オフセット電圧はおおむね  $\pm 100\text{mV}$  (プリアンプゲイン  $17\text{dB}$ ) であった。仮に直流増幅可能なパワーアンプを用い、そのゲイン  $A$  を20倍 ( $26\text{dB}$ )



(a) OPアンプを用いたDC負帰還回路



(b) 本機のDC負帰還回路(原理図)



【図1】DC負帰還の方法

(c) ほかのDC負帰還回路

とし、パワーアンプ出力でのオフセット電圧許容値を  $\pm 10\text{mV}$  以下とすれば、プリアンプ出力段階では  $\pm 0.5\text{mV}$  以下としなければならない。

つまり、プリアンプでは  $\pm 100\text{mV}$  の出力オフセット電圧を  $\pm 0.5\text{mV}$  まで、すなわち、 $1/200$  に低減しなければならない(本機の日標値  $1/A$ )。

具体的にDC負帰還量を概算するために、図1(b)をブロック線図の形に書き直してみる。図2(a)に、DC領域でのブロック線図を示す。実際には、増幅部およびDC負帰還部に1次遅れ要素があるが、DC領域のみを考えるということで無視する。

初段真空管の  $g_m$  を  $g_{m1}$  ( $2\text{mS}$ )

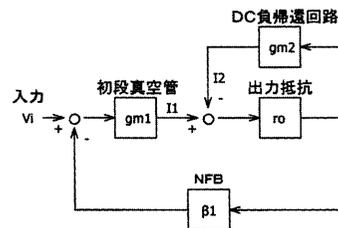
程度)、1段増幅の負荷抵抗となる出力抵抗を  $r_o$  (数  $\text{M}\Omega$ )、DC負帰還回路の  $V/I$  変換のゲインを  $g_{m2}$ 、フィードバック抵抗の減衰量を  $\beta_1$  ( $R_{119}/(R_{118} + R_{119}) = 0.14$ ) としている。

図2(a)において電流  $I_2$  の減算ポイントを入力  $V_i$  側に移動すると図2(b)のようになる。図2(b)から容易に導き出せるように、出力電圧  $V_o$  と入力電圧  $V_i$  の関係は、

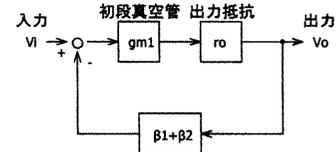
$$V_o = \frac{V_i (g_{m1} \cdot r_o)}{1 + g_{m1} \cdot r_o (\beta_1 + \beta_2)}$$

となる。ここで、 $\beta_2 = g_{m2}/g_{m1}$  である。

いま、裸ゲイン  $g_{m1} \cdot r_o$  が十分大きい(本機では  $75\text{dB}$ ) とすると、通常の  $\beta_1$  では、 $1 \ll$

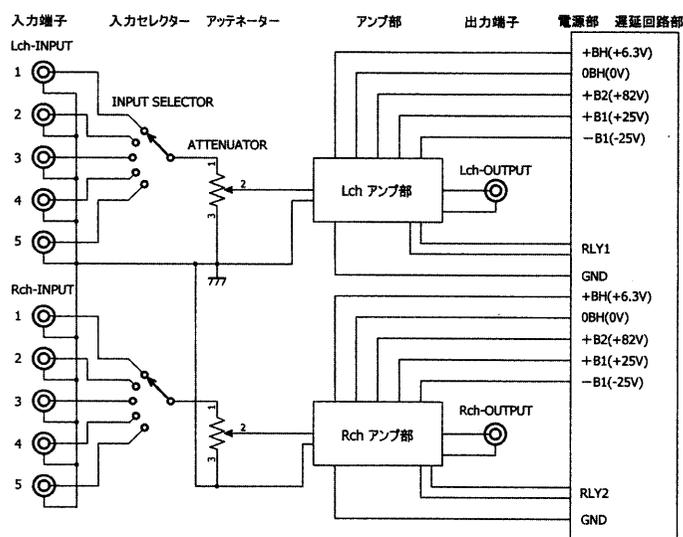


(a) DC領域でのブロック線図



(b) (a) を変形したブロック線図

【図2】DC領域でのブロック線図



【図3】 本機の全体構成

$g_{m1} \cdot r_o (\beta_1 + \beta_2)$  と見なせるので、

$$V_o = V_i / (\beta_1 + \beta_2)$$

となる。

たとえば、DC 負帰還がない場合は  $g_{m2} = 0$ 、すなわち  $\beta_2 = 0$  であるので、 $V_o = V_i / \beta_1$  であり、一般的なフィードバック回路のゲインを表す式となる。

逆に、多量の DC 負帰還をかけた場合は、 $\beta_1 \ll \beta_2$  として、 $V_o = V_i (g_{m1} / g_{m2})$  となり、 $g_{m2}$  を大きくすれば  $V_o$  は  $g_{m2}$  に反比例して小さくなる。

ここで、オフセット電圧は、真空管のグリッド電圧差  $|V_{g1} - V_{g2}|$  が発生したことに起因するものである。オフセット電圧は実質的に入力  $V_i$  にグリッド電圧差  $|V_{g1} - V_{g2}|$  を印加したことに等価である。いま、プリアンプの出力オフセット電圧を DC 負帰還がない場合の  $1/A$  に低減したい場合には、 $V_o = V_i / \beta_1$  を  $1/A$  にすることに相当すると考えることができるので、DC 負帰還回路のゲイン  $g_{m2}$  は、

$$\frac{V_i / \beta_1}{A} = \frac{V_i}{\beta_1 + \beta_2}$$

$$\begin{aligned} \therefore \beta_2 &= g_{m2} / g_{m1} = (A - 1) \beta_1 \\ \therefore g_{m2} &= (A - 1) \beta_1 \cdot g_{m1} \end{aligned}$$

とすればよいことがわかる。

本機の値、 $A = 200$ 、 $\beta_1 = 0.14$ 、 $g_{m1} = 2\text{mS}$  を代入すると、 $g_{m2} = 55\text{mS}$  が得られる。概算されたこの  $g_{m2}$  は、非常に大きい値である。DC 負帰還回路を差動 FET 1 段とした場合、 $g_m$  の大きい FET を用いても  $g_{m2}$  はかなり不足する。

このことから、本機では DC 負帰還回路として FET 差動 + トランジスタ差動からなる差動 2 段増幅回路を採用することにした(後述、図 4 参照)。差動 2 段増幅回路とすれば、低  $g_m$  の 1 チップデュアル FET が使用可能となる。

ややシンプルさから外れるが、DC 負帰還回路は図 1 (a) と図 1 (b) を併せた図 1 (c) のような回路も考えられる。

## 本機の回路構成

本機の全体構成を図 3 に示す。全体構成は、前回(その 1)と同じである。

増幅部/DC 負帰還部回路を図

4 に示す。回路図において、記号 Q は能動素子番号を、記号 R は抵抗番号を、記号 C はコンデンサー番号を、そして、記号 D はダイオード番号を表している。入力から出力に向かってその動作を説明する。

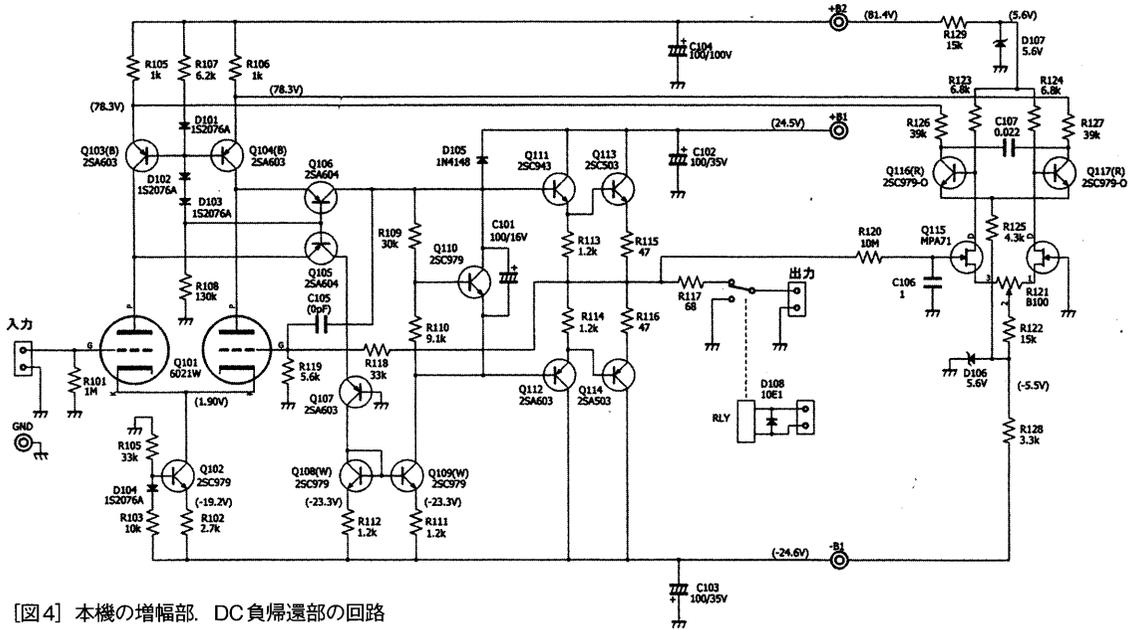
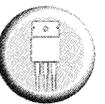
増幅部では、入力信号はサブミニチュア管 Q101 (6021W) の入力側 3 極管のグリッドに入る。他方の 3 極管のグリッドには R118 (33kΩ)、R119 (5.6kΩ) によって、出力からのフィードバックがかかる。アンプのゲインは、前記のように  $1/\beta_1 = (R_{118} + R_{119})/R_{119}$  である。

サブミニチュア管の入力側 3 極管のプレート電流は定電流負荷用トランジスタ Q103 (2SA603) で受け、他方のフィードバック側 3 極管のプレート電流は Q104 (2SA603) で受ける。Q103 と Q104 は熱結合されている。定電流負荷用トランジスタ Q103、Q104 の電流とサブミニチュア管の電流の差が Q105 (2SA604)、Q106 (2SA604) のエミッターに注入される。

Q106 のコレクターは直接 Q111 (2SC943) のベースに接続され、また、Q105 のコレクターはいったん Q107 (2SA603) を通した後、Q108 (2SC979)、Q109 (2SC979) からなるカレントミラー回路に接続され、Q112 (2SA603) のベースに接続されて終段を駆動する。

Q108 と Q109 は熱結合されている。Q105 ~ Q109 は、いわゆる I/V 変換回路である。終段は、2 段のダーリントン接続で構成されている。Q111 と Q112、および Q113 (2SC503) と Q114 (2SA503) はコンプリメンタリーである。

アンプの裸ゲインは初段真空管の  $g_{m1}$  と出力抵抗  $r_o$  の積  $g_{m1} \cdot$



[図4] 本機の増幅部、DC負帰還部の回路

$r_o$  で表される。  $r_o$  は終段ダリントン接続入力部のインピーダンスであり、  $Q_{106}$  と  $Q_{109}$  のコレクター出力抵抗、終段ダリントントランジスタの入力抵抗、および各トランジスタ帰還容量  $C_{ob}$  などのインピーダンスから構成される。

DC 負帰還部では、増幅部の出力に接続された  $R_{120}$  ( $10M\Omega$ ) と  $C_{106}$  ( $1\mu F$ ) で DC 成分を抽出し、1チップデュアル FET の  $Q_{115}$  ( $\mu PA71$ ) と差動トランジスタ  $Q_{116}$  ( $2SC979$ )、 $Q_{117}$  ( $2SC979$ ) によって電流に変換される。

その電流は  $Q_{116}$ 、 $Q_{117}$  のコレクターから電圧調整抵抗  $R_{126}$  ( $39k\Omega$ )、 $R_{127}$  ( $39k\Omega$ ) を通して初段の定電流負荷トランジスタ  $Q_{103}$ 、 $Q_{104}$  のエミッターに注入される。

$Q_{115}$  のゲートから  $Q_{116}$  と  $Q_{117}$  のコレクター電流までのゲインが前記  $g_{m2}$  となる。  $Q_{115}$  の  $g_m$  を  $1mS$  程度、  $Q_{116}$ 、 $Q_{117}$  の  $h_{fe}$  を  $100$  程度とすれば、理想的には  $g_{m2}$  として最大  $100mS$  程度

が得られることになるが、  $R_{123}$  ( $6.8k\Omega$ )、 $R_{124}$  ( $6.8k\Omega$ ) があるので、実際には  $g_{m2}$  は数  $10mS$  に落ちる。逆に、  $R_{123}$ 、 $R_{124}$  の値を変えて  $g_{m2}$  の値を調節することができる。

トランジスタによる差動アンプ  $Q_{116}$ 、 $Q_{117}$  はエミッターに電流帰還抵抗を入れない限り本来安定動作点はないが、本機では  $Q_{116}$ 、 $Q_{117}$  を熱結合して DC 負帰還が正常に機能するという前提でエミッターの電流帰還抵抗を省略した。

$R_{120}$  は  $10M\Omega$  と非常に大きい値であるので、  $Q_{115}$  のゲート電流の影響を避けるために、  $Q_{115}$  の  $V_{DS}$  はゲート電流が小さくなるように低目の電圧に設定する(本機では  $4.6V$  程度)。

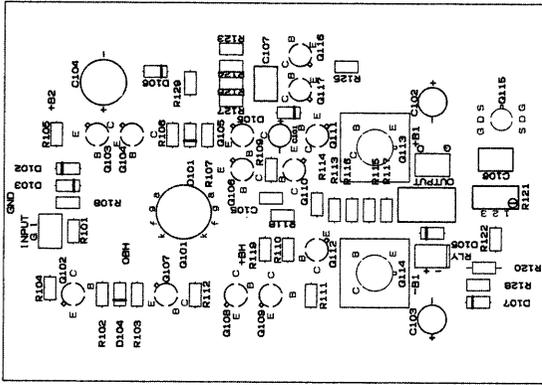
$C_{106}$  は、漏れ電流の少ないフィルムコンデンサーを使う必要がある。本機では、日精電機の積層フィルムコンデンサー MMT を用いている。  $R_{120}$  を  $10M\Omega$  と高くしているのは、  $C_{106}$  に大容量の電解コンデンサーやセラミック

コンデンサーが使えないという理由による。

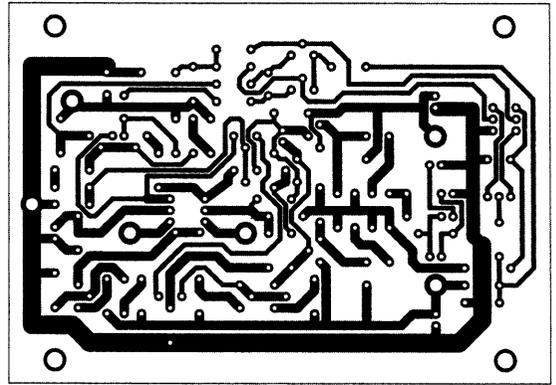
$Q_{115}$  はメタルキャン形の FET であるが、この種のガラス封入された FET はゲートのインピーダンスが高いと、ときに光の影響をかなり受けるようである。本機では、光を遮るために  $Q_{115}$  の脚の根元に黒色絶縁樹脂粉を混入したエポキシ樹脂を塗布している。  $Q_{115}$  は  $\mu PA71$  を選別して  $V_{GS}$  差の小さいものを用いたが、  $2N3954A$  などを用いれば選別の必要はない。

本機の DC 負帰還回路は、  $R_{120}$  と  $C_{106}$  によるフィルターの後で DC 成分を増幅しているので、増幅に伴うノイズが発生する。  $C_{107}$  ( $0.022\mu F$ ) は、そのノイズを減少させるために入れてある。

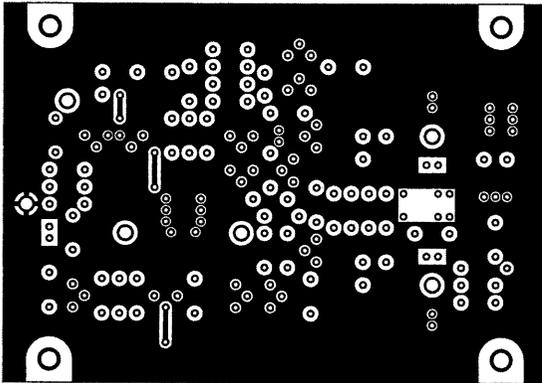
ただし、  $C_{107}$  と  $R_{126}$  ( $39k\Omega$ )、 $R_{127}$  ( $39k\Omega$ ) によって発生する時定数は、前記フィルターの時定数よりもかなり高くしている。時定数が近いと、DC 領域での位相回転の影響が懸念されるからである。  $C_{107}$  はノイズ除去にかなり有用



【図5-a】増幅部のプリント基板（部品配置，60%縮小）



【図5-b】増幅部のプリント基板（裏面パターン，60%縮小）



【図5-c】増幅部のプリント基板（表面パターン，60%縮小）

ではあるが、 $C_{107}$  を  $0.022\mu\text{F}$  以上としてもノイズ除去能力は大きくは改善されない。初段真空管のノイズが支配的になる。

DC 負帰還を用いても、初段真空管のグリッド電圧差  $|V_{g1} - V_{g2}|$  は最小限に抑えておく必要がある。そのためには、初段真空管の選別が不可欠となる。表1にサブミニチュア管 6021W の選別結果例を示す。

$|V_{g1} - V_{g2}|$  は  $0.025\text{V}$  以下とすることが好ましいが、確率はかなり低い。選別はエージングに

【表2】6021W の選別結果例 ( $n=50$ )

$ V_{g1} - V_{g2} $	個数
0.025V 未満	9
0.025 ~ 0.05V	8
0.05 ~ 0.075V	8
0.075 ~ 0.1V	5
0.1V 以上	20

よってかなり変わるので、 $|V_{g1} - V_{g2}|$  の収束具合に応じ、十分な選別のためのエージング（半日～数日）を行う必要がある。エージング中およびエージングの後に、 $|V_{g1} - V_{g2}|$  が小さいものを用いる。

本機では、選別エージング後の  $|V_{g1} - V_{g2}|$  が  $0.025\text{V}$  以下のものを用いている。 $|V_{g1} - V_{g2}|$  が大きいと、DC 負帰還によって、初段真空管の電流がアンバランスになり、ひいては、 $Q_{116}$ 、 $Q_{117}$  のコレクター電流がアンバランスになる。あるいは、 $R_{121}$ （多回転半固定  $100\Omega$  (B)）で出力オフセット電圧を  $0\text{mV}$  に調整しきれないという問題が発生する。

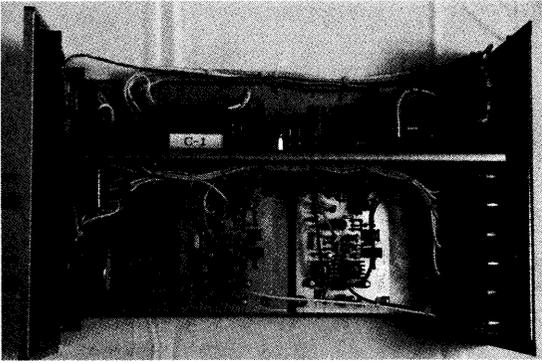
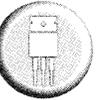
概して選別後の  $|V_{g1} - V_{g2}|$  が小さいものは、その後の実使用中での  $|V_{g1} - V_{g2}|$  の変化が小

さい傾向にある。何日もあるいは何週間も通電したにもかかわらず、出力オフセット電圧が安定しない場合（だだららと変化する場合）は、初段真空管の交換が必要となる。 $R_{122}$ （半固定  $100\Omega$  (B)）の調整で、出力オフセット電圧を  $0\text{mV}$  にすることができるかどうかは1つの目安である。 $R_{121}$  によって、出力オフセット電圧を  $\pm 20\text{mV}$  変化させることができる。

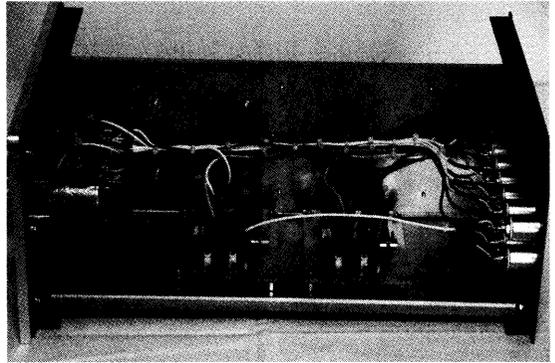
サブミニチュア管 6021W は、6111 でもほとんど問題なく代替できる。これらのサブミニチュア管は、低いプレート電圧で電流を多く流しても  $-V_g$  が大きな値で維持でき、グリッド電流を少なくできる特徴がある。

本機のサブミニチュア管  $Q_{101}$  のプレート負荷は  $Q_{105}$ 、 $Q_{106}$  のエミッターが低インピーダンスであるので、一般的な抵抗負荷の真空管の使い方とは大きく異なっている。単に  $g_m$  を要求しているのみである。

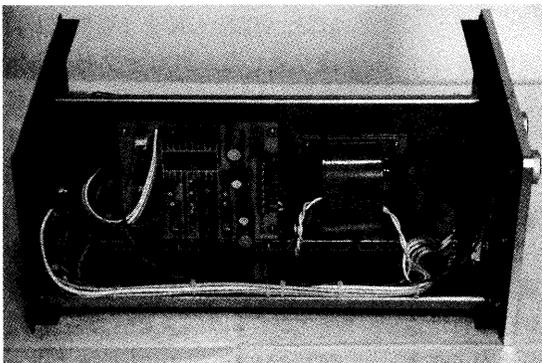
したがって、高  $\mu$  のサブミニチュア管 6112 などでも使用可能と思われるが、グリッド電流を極力少なくするために、もう少しプレート電圧を上げる必要がある。本機の回路そのままでは使用できない。ただ、残留ノイズ面では 6112 の



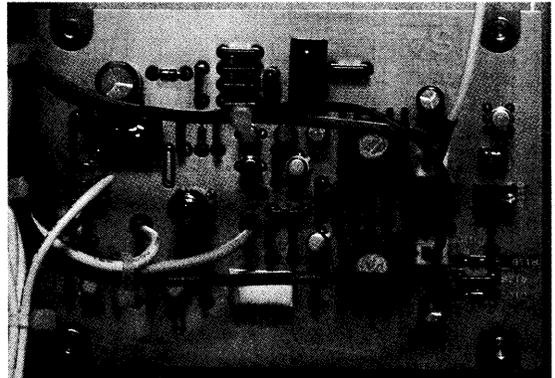
[写真1] プリアンプの増幅部基板は、前回の出力コンデンサー付き基板からDC負帰還方式基板とした本機の内部のようす。電源部、入出力端子などの配置は、前回と同じである



[写真2] 本機を横から見た内部のようす。手前の2枚の基板がDC負帰還方式の増幅部基板



[写真3] 電源トランスと電源部基板は仕切り板に取り付けている。真空管、半導体、ヒーターの電源は安定化して供給



[写真4] DC負帰還方式の増幅部基板。左側にサブミニチュア管6021W、右の出力段Trには小型放熱器を付ける

ほうがわずかによい傾向であった。プリント基板に直接ハンダ付けするという本機の思想から外れるが、サブミニチュア管 6021W は MT 管の ECC88 (6DJ8) などでも代用できる。

本機に用いた能動素子は真空管を除き、すべてメタルキャン形トランジスターである。いずれも入手可能なものである(前回参照)。このうち、いくつかのトランジスターは、エポキシモールド形トランジスターを用いてもよい。たとえば、2SA1015 (2SA603 の代替)、2SC1815 (2SC979、2SC943 の代替)、2SA1145 (2SA604 の代替)、2SC2705 (2SC979-O の代替) などである。

ただし、エポキシモールドトランジスターを用いた場合、プリン

ト基板には脚の配置をひねって入れ替える必要がある。

2SC503、2SA503 に用いた小型放熱器は入手しにくいかもしれない。代替として、適宜大きさの t2 アルミ板に  $\phi 8.3$  の孔をあけて放熱器を作り、トランジスターをエポキシ接着剤で放熱器に固定することで対処できる。コレクター電流を 4~5mA 程度まで下げれば放熱器は不要である。

動作電流は、初段差動真空管 Q101 がそれぞれ 1mA、定電流回路 Q103、Q104 がそれぞれ 2.1mA、Q105~Q109 の I/V 変換回路が 1.1mA、終段 Q113、Q114 がそれぞれ 7mA である。

DC 帰還部は、Q115 が 0.2mA、Q116、Q117 がそれぞれ 1mA である。I/V 変換回路の電流をや

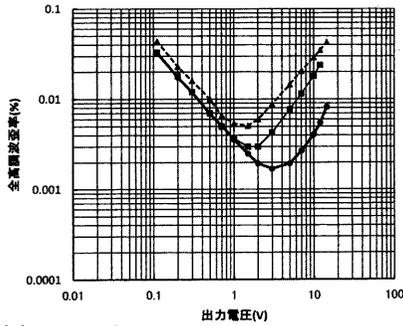
や多めの 1mA 程度としているのは、ある程度のスルーレート (50V/ $\mu$ s) を確保するためである。

本機は終段に 7mA 流しているため、約 100  $\Omega$  以上の負荷であれば A 級駆動できる (1V 出力時)。また、出力コンデンサーがないのでヘッドフォンを直接駆動することも可能である。

## 製作

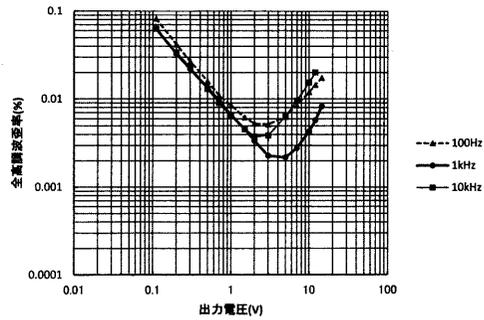
本機は、前回の増幅部のプリント基板のみを置き換えるものであり、筐体や電源部は前回のものを使用するので詳細は割愛する。

増幅部プリント基板は、増幅部に DC 負帰還回路を追加する形であらたに作成した。図 5 にプリント基板の部品配置、裏側パターン、表側パターンを示す。

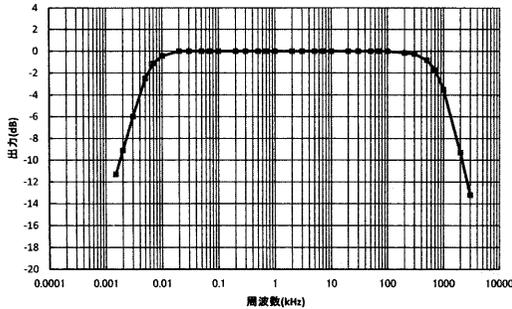


(a) Lチャンネル

【図6】本機の歪率特性



(b) Rチャンネル



【図7】本機の周波数特性

写真1～4は、上部から見た内部構造、増幅部および反対側の電源部、増幅部基板である。真空管やトランジスタの電極配置は、プリント基板部品配置(図5(a))を参照していただきたい。小信号用メタルキャントランジスタの場合、ベースを頂点としたエミッター、コレクターの三角形配置はほとんど同じ電極位置であると思ってよい。

## 本機の特性

図6に、本機の歪率特性を示す。1V以下の歪みは、ほとんどが残留ノイズによるものである。1V以上における歪み増加は、アンプの非線形性によるものである。実使用の1V以下では、ほぼ問題ないレベルの歪みである。

前回の出力コンデンサー付きプリアンプの場合と比較すると、DC負帰還を用いた本機では概して1V以下、特に100Hzにおいて歪みが多めである。

これは、歪み測定のみーター指

示が安定しないため、真空管のランダムノイズ、特に増幅されたノイズ低周波成分がDC負帰還回路を通じて初段に戻されることによるものと考えられる。このノイズは低減が難しい。

図7に周波数特性を示す。この特性図は、プリント基板単体での測定結果である。およそ4.5Hz～900kHz(-3dB)の実力を持っている。実機では、アッテネーターの減衰量に関して高域側再生限界が狭まる。また、低域側再生限界はDC負帰還回路によるものであり、DC負帰還回路のフィルター周波数とDC負帰還回路のゲインに依存する。

DC負帰還回路のフィルター周波数はR120とC106のみでは0.016Hzであるが、その後で増幅されるので、実機では低域側再生限界が4.5Hzまで上昇している。低域側再生限界は出力コンデンサー付きの場合の0.2Hz(負荷47kΩ)と比較すると、やや高い周波数となっている。

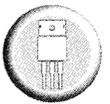
図8に本機出力オフセット電圧測定例を示す。測定は、出力オフセット電圧を0mVに調整した後、まず5時間連続ONし、以降、OFF/ONを1時間ごとに繰り返した。出力オフセット電圧は-0.5mV～+0.1mVで推移している。

その場合、仮に本機に直流増幅可能なパワーアンプを接続することを想定し、そのゲインを20倍(26dB)と見込めば、パワーアンプ出力(スピーカー端子)にて、-10～2mVのオフセット電圧が発生する。

## ヒアリング

今回のヒアリングは、あえてLPレコードを中心に行った。1つは、『恋はみずいろ'77/ポール・モーリア・グランドオーケストラ』(フィリップスレコード、BT-8501)である。このレコードは45回転盤で、一般のLPレコードより溝が深くカッティングしており、フォノ出力レベルもかなり高い。

A面1曲目の「恋はみずいろ'77」は、ストリングスなどの高域の鋭い切れ込みとレコード特有の荒々しさが聴きどころである。B面2曲目の「可愛いラブ・バード」は、大太鼓の重低音が聴きどころである。このような、あからさまな重低音は、普通のLPレコードではめったに聴



くことがない。LPレコードによって、その重低音が生きているようだ。

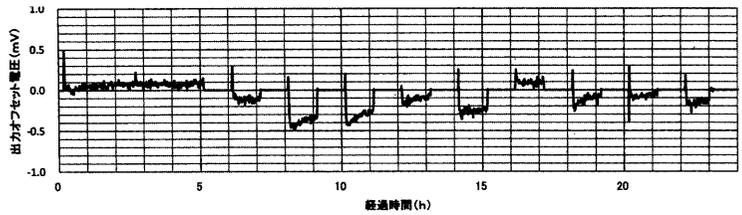
出力コンデンサー付きのプリアンプとDC負帰還を用いたプリアンプの両者とも陰った感じはなく、レコードの傷み具合をうまく出してくれた。満足のいく音(質)であった。

クラシックのレコードもいくつか聴いてみたが、「曲の盛り上がり」がレコード内周側にあるのがほとんどであるので、歪み感が先に強く出てしまい、試聴までには至らなかった。

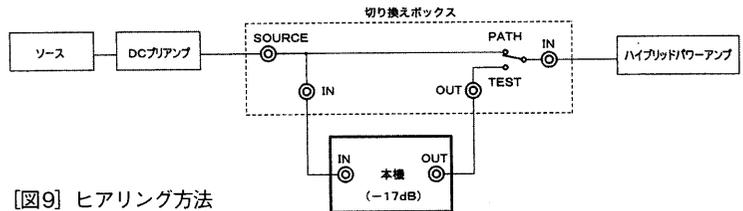
さて、試聴を繰り返しているうちに、疑問点が浮かんだ。それは、もともとヒアリングは、本機をラインに介在させた場合の音質変化を確認しようとするものであった。しかし、どうもその変化が極端に小さいようである。

そこで、にわか作りではあるが、**図9**、**写真5**に示すような簡単な切り換えボックスを製作して、再度ヒアリングを行った。本機のアッテネーターは-17dBとしておく。

使用したDCプリアンプは初段FET、1段増幅アンプである。使用したパワーアンプはハイブリッドパワーアンプ(入力インピーダンス100kΩ)である。このパワーアンプはDC負帰還を用い



【図8】本機のみ出力オフセット電圧の測定例



【図9】ヒアリング方法

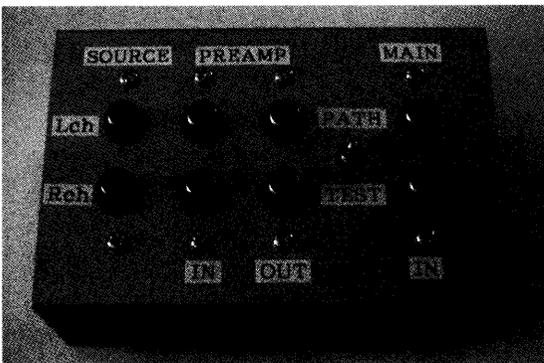
ており、直流を増幅できるパワーアンプではない。

その結果、切り換えボックスでDCプリアンプからパワーアンプへ直結した場合を基準にすると、いずれのテストプリアンプもその直結を鏡に写したようで、音質の差異はやはり極端に小さいことが判明した。

今回のヒアリングでは、パワーアンプが全体の音質を支配していたようである。結論として、プリアンプの音質となると難しいところがあるが、少なくとも出力コンデンサーの影響やDC負帰還による低域の不自然さは認められなかったといえよう。ただ、所詮短時間のヒアリングであるので、今後使用を続けるにつれて、プリアンプでもサブミニチュア管の甘い

香りが出てくるのではないかともしっている。

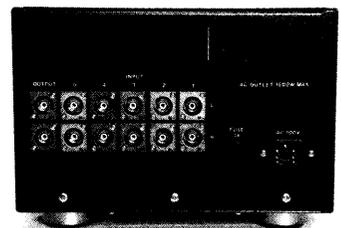
なお、たとえば、『MJ Technical Disc vol.7』(本誌2014年5月号付録)といったCDなどでもヒアリングを行った。しかし、多くのCDは、なぜか高域が甘い(同じような音のまとまりである)傾向にあると感じている。ややもすると、不安定なアンプがかえってよい音に聴こえる恐れもあり、要注意である。



【写真5】プリアンプの有無で音質がどのように変わるか、簡単な切り換えボックスを製作して、再度ヒアリングした



【写真6】入力セレクトと音量ボリュームを配置したシンプルな前面パネル



【写真7】左が出力RCAジャック、入力端子は5つ設けた