

ハイブリッドDCヘッドフォンアンプ

[設計編]

柴田由喜雄 SHIBATA Yukio

SEMICONDUCTOR

初段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、同プリアンプを発表した筆者だが、本機は出力端の抵抗を排除したハイブリッドヘッドフォンアンプだ。出力オフセット電圧を低減するために新しく回路を考案。初段真空管グリッドのDC電圧差を0Vにバランスさせるという意味で「DCバランス補正回路」と名付けた。高域での明瞭感や切れ味があり、それでいてシャリシャリ感が抑えられ、中域でも付帯音を感じさせない完全DCハイブリッドヘッドフォンアンプに仕上がった。

はじめに

真空管とトランジスターのそれぞれの長所を拾い上げ、それらが調和して新たなアンプの世界を作り立たせようとするのがハイブリッドアンプである。真空管のノストラルジックな音質と、トランジスターアンプ最新回路技術の融合を試みるものである。

筆者はかねてより発振対策の少ない、安定に高性能動作を維持する、高周波特性の素直な1段増幅アンプを提起している。アンプを安定的に増幅させるために、シンプルな1段増幅で十分なゲインを稼ぎ、高い遮断周波数を持つほかの増幅素子と連携して十分な位相余裕を持ってトータルNFBを安定にかけようというものである。

1段増幅アンプのキーとなる増幅主体は初段FETであった。そして、そのFETの代替候補に新たに電圧増幅用真空管(サブミニチュア管)が登場することになった。すでにA級35Wハイブリ

ッドパワーアンプ(本誌2014年1月号)、引き続いでハイブリッドプリアンプ(2014年12月号、2015年1月号)を製作し、好結果を得た。今回はハイブリッドヘッドフォンアンプの製作である。

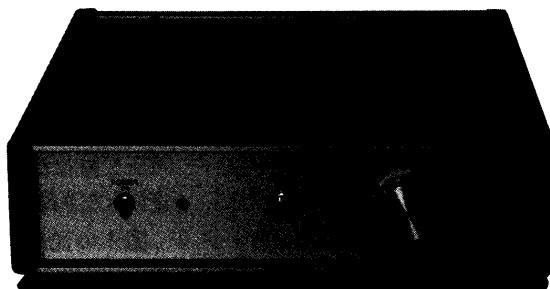
特別に大きな問題ではないかもしれないが、真空管を用いたハイブリッドアンプということで、その歪率は大きいと思われるかもしれない。確かに、純真空管アンプの歪みは多めである。しかし、真空管自体の非線形歪みがとりわけ大きいわけではない。

純真空管アンプの歪率が大きいのは、抵抗負荷の1段増幅ではゲインが低いので、多段増幅する結果、十分なトータルNFBを安定にかけられないことによると考えられる。増幅素子として見れば、真空管がFETに対して非線形性面で大きく劣るわけではない。真空管を増幅主体としつつも、大きい値の負荷抵抗によってゲインを稼いで、増幅素子の動作範囲を狭くするというトランジスターアン

プの思想と調和させることができれば、低歪みアンプにすることはできる。

直流まで増幅可能なアンプもしくはDCアンプにおいて、それを可能にするのは、一連のハイブリッドアンプにすれば本質的なことであろう。±2電源の回路で必要となる+側電流反転用PNPトランジスター機能を採用することである。これによって、十分な裸ゲインを安定に稼ぐ回路構成が可能になる。さらに差動増幅を用いれば、2次歪みをキャンセルすることもできる。特に1段増幅アンプではI-V変換を用い、終段をダーリントン接続などによる高入力インピーダンス回路とすれば好都合である。かくして、低歪みの1段増幅ハイブリッドアンプが構成される。

本稿のヘッドフォンアンプは、前作のハイブリッドプリアンプをベースにしているものの、出力オフセット電圧変動の対処方法に新たな手法を用いた点に特徴がある。



後述する「DC バランス補正回路」は、出力オフセット電圧変動が大きいハイブリッドアンプにもかかわらず、いわゆる完全DC アンプ化を可能としている。まず、ポイントとなる、このDC バランス補正回路から説明する。

DC バランス補正回路

図1に既発表のアンプ回路例(本誌2015年1月号、1段増幅ハイブリッドプリアンプ、以下単にハイブリッドプリアンプと呼ぶ)を示す。初段真空管差動1段増幅アンプである。このハイブリッドプリアンプにおいて、出力オフセット電圧の発生主要因は、2つの初段差動増幅真空管ユニットQ101(双3極サブミニチュア管6021W)のグリッド電圧 V_g の差、すなわち $\Delta V_g = V_{g1} - V_{g2}$ (添字1, 2は2つのユニットを表す)である。

出力オフセット電圧変動に何ら対処しない場合は、アンプの仕上がりゲインを G とすれば、出力オフセット電圧はおおむね $G \times$

ΔV_g となる。半導体類の温度による出力オフセット電圧変動と比べても、グリッド電圧差 ΔV_g のほうがはるかに出力オフセット電圧変動への影響が大きい。

初段に真空管を用いた場合の出力オフセット電圧変動発生要因は、ほとんどこの真空管グリッド電圧差 ΔV_g 変動といつても過言ではない。実験では、たとえば電源をON/OFFしたりすると、 ΔV_g は±15mV程度の変動が発生する。プリアンプの出力オフセット電圧変動としては、±100mV程度にもなり得るのである。

図1の従来アンプでは、この出力オフセット電圧変動を低減するために、Q115(μPA71)とQ116(2SC979-O)およびQ117(2SC979-O)からなる「DC 負帰還回路」を用いている。アンプ出力から R_{120} (10MΩ)と C_{106} (1μF)のフィルターでDC成分を取り出し、Q115, Q116およびQ117からなる差動2段増幅回路で増幅し、そのコレクター出力電流をアンプ初段の定電流負

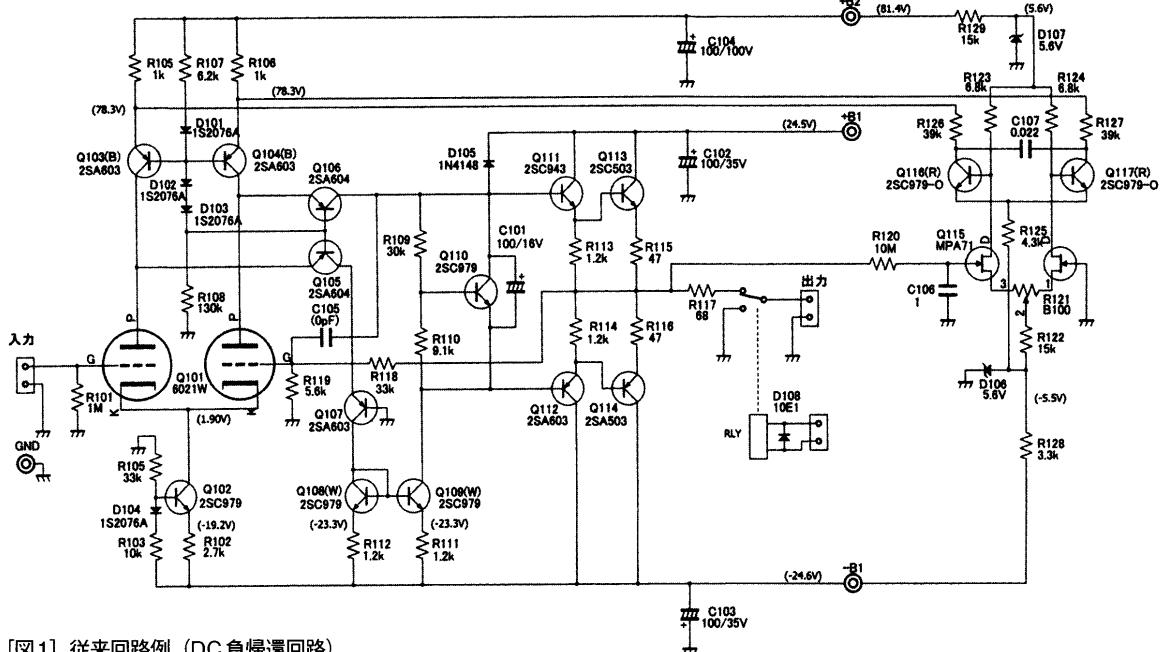
荷Q103(2SA603)およびQ104(2SA603)のエミッターに注入している。

DC 負帰還回路の $g_m = (\text{コレクター出力電流}) / (\text{アンプ出力DC成分電圧})$ を g_{m2} とすれば、出力オフセット電圧変動は g_{m2} に反比例して小さくなる。 g_{m2} を大きくすれば、出力オフセット電圧変動を小さくすることができる。

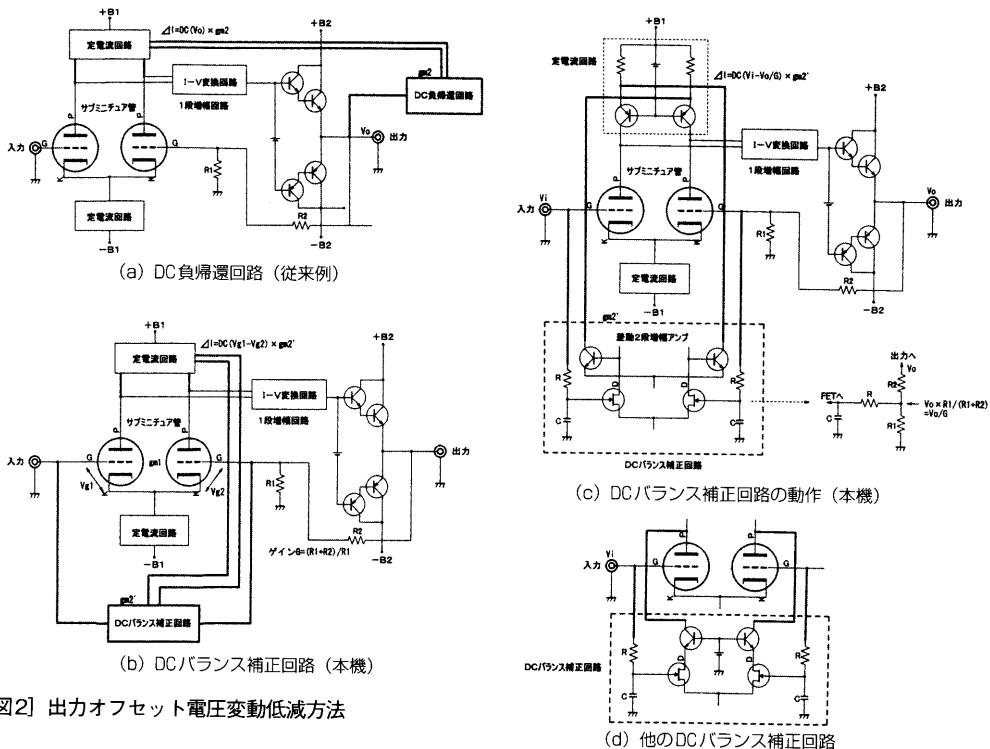
もう一度、この従来のDC 負帰還を模式化して表すと図2(a)のようになる。出力から直接的にオフセット電圧を拾ってDC 負帰還をかけているので、確実に出力オフセット電圧変動が下げられる。

このアンプ出力から直接的に出力オフセット電圧を拾う方法は、諸製作記事あるいはメーカー製アンプでも一般的な手法であり、正統な手法といえる。

アンプ出力に生じる出力オフセット電圧のみを監視しているので、出力オフセット電圧発生要因に関係なく出力オフセット電圧変動を小さくすることができる。しかし、



[図1] 従来回路例 (DC 負帰還回路)



[図2] 出力オフセット電圧変動低減方法

DC 負帰還回路による方法は超低域でフィードバックがかかるので、信号に含まれる直流電圧成分を増幅することはできない。

さて、前記のように初段真空管ハイブリッドアンプでの出力オフセット電圧は、元来真空管のグリッド電圧差 ΔV_g 変動が主要因であるので、 $\Delta V_g = |V_{g1} - V_{g2}| = 0$ となるように発生要因を基にして、真空管のグリッド電圧差を制御すれば、出力オフセット電圧変動は低く抑えられるはずである。この点が本機の出力オフセット電圧制御に対する発想の原点である。

図2(b)に、その方法を模式的に示す。2つの初段真空管それぞれのグリッドとGND間のDC電圧を拾い、それらDC電圧の差をとれば、 $\Delta V_g = V_{g1} - V_{g2}$ のDC成分が検出できる。その $\Delta V_g = V_{g1} - V_{g2}$ のDC成分を増幅して初段の定電流回路に補正電流として注入すれば、DC領域で常に $\Delta V_g = 0$ となるように制御で

きる。

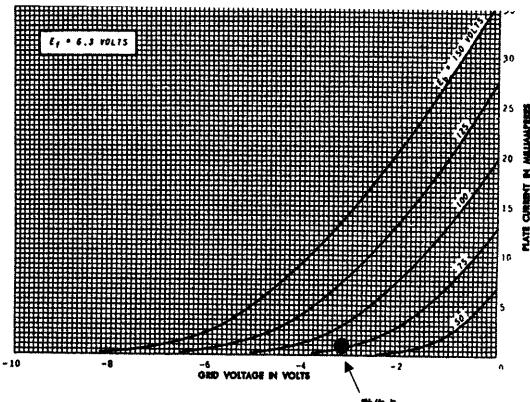
つまり、2つの真空管の特性がそこそこ揃っているという前提において、真空管の $V_g - I_p$ 特性(図3, $E_c - I_b$ 特性参照)のプレート電圧 V_p (E_b) 一定ラインに沿ってプレート電流 I_p を動作点からわずかにずらすのである。

$|V_{g1}| > |-V_{g2}|$ の場合は、 $I_{p1} + I_{p2}$ を (I_{p1} 減 + I_{p2} 増) とさせ、逆に、 $|V_{g1}| < |-V_{g2}|$ の場合は $I_{p1} + I_{p2}$ を (I_{p1} 増 + I_{p2} 減) とさせるよう制御するの

である。

これを、初段真空管グリッドのDC電圧差を0Vにバランスさせるという意味で、以下「DCバランス補正回路」と呼ぶこととする。2つの真空管のグリッド電圧検出から定電流回路への電流注入まですべてバランス回路であり、見かけ上DCバランス補正回路は初段で完結している。

再度図2(a)を振り返って見ると、図2(a)は図2(b)の特殊なケースと見ることもできる。假

[図3] 6111の $V_g - I_p$ 特性

に、図2(b)にて入力側真空管のグリッドDC電圧検出をGNDに落とした場合を考える。反対側真空管のグリッドDC電圧検出値は、アンプ出力電圧をアンプゲイン G で除した小さなDC電圧である。

図2(a)のDC負帰還回路の g_m を g_{m2} 、図2(b)のDCバランス補正回路の g_{m2} を g_{m2}' として、 $g_{m2}' = G \times g_{m2}$ と考えれば、図2(b)は図2(a)に等価となる。この場合、図2(b)では負帰還抵抗 R_2 、 R_1 を通じ、間接的に出力オフセット電圧を取り出していることになる。

さらに別の見方として、図2(c)に示すようにDCバランス補正回路を実際のFET入力差動2段増幅アンプ回路に置き換えれば、その動作がクリアになるであろう。真空管のプレート電流とFET入力差動2段増幅アンプの補正電流は、定電流回路を最悪破壊しないようにするためにある。助けを借りて加算されている。あたかも、真空管とFET入力差動2段増幅アンプがパラレルに出力電流を加算するように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、それに加えて超低域でパラレルに接続されたFET入力差動2段増幅アンプが増幅作用を補っている。真空管の $g_m = g_{m1}$ よりもFET入力差動2段増幅アンプの $g_m = g_{m2}'$ のほうが大きくしてあるので、超低域ではゲート電圧差 ΔV_{GS} 変動の小さいFET入力差動2段増幅アンプによる増幅作用が勝るようになる。それゆえ、真空管のグリッド電圧差 ΔV_g 変動による出力オフセット電圧変動は抑えられる。

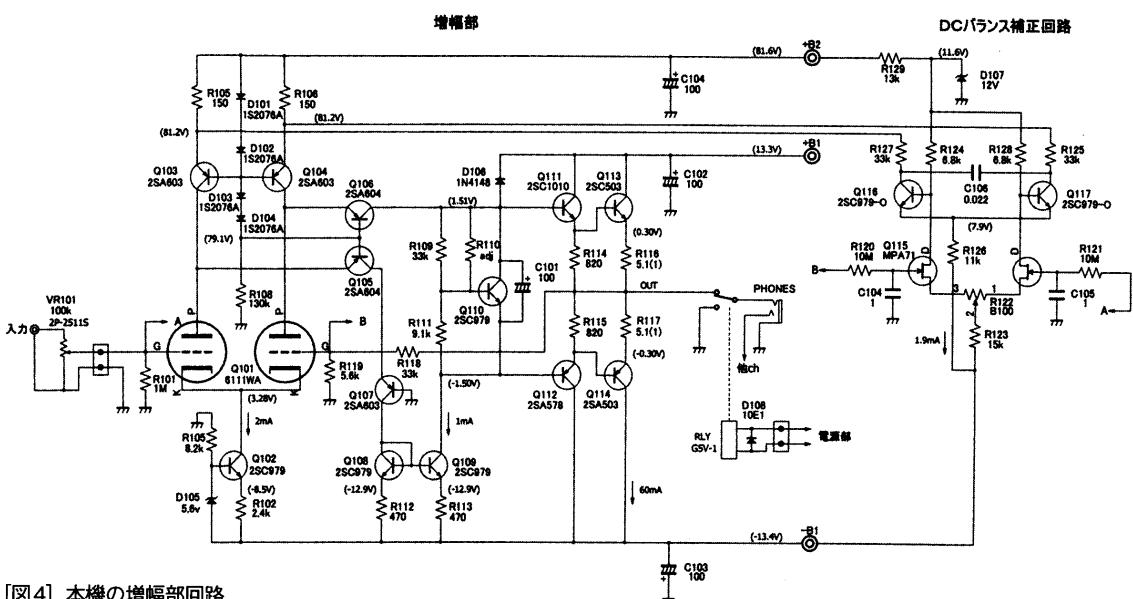
DCバランス補正回路は、出力オフセット電圧変動の低減と、そのためにどこまで超低域をFET入力差動2段増幅アンプに任せられるかということがポイントとなる。すなわち、ハイブリッドアンプの特徴を失わないように、真空管増幅動作機能に影響しない程度でFET入力差動2段増幅アンプを超低域で動作させることになる。

そして、DCバランス補正回路を備えたハイブリッドアンプは、真空管もFET入力差動2段増幅

アンプとともに超低域で増幅作用をし、抵抗のみによるトータル負帰還をかけるので、このアンプはカップリングコンデンサーのない直流アンプ、いわゆる「完全DCアンプ」となる。

参考までに、真空管を実機で十分に選別するなどしてゲイン g_{m2}' が小さくてもよければ、図2(d)のようなDCバランス補正回路とすることも不可能ではない。高 g_m のFETからなるFET差動1段増幅に耐圧上昇のためのトランジスターをカスケード接続し、真空管のプレートで加算する回路である。この回路まで単純化すれば、真空管とFETが完全にパラレルとなっていることがより明瞭にわかるであろう。

なお、DCバランス補正回路にDC負帰還回路と同等の出力オフセット電圧変動量を期待する場合は、DCバランス補正回路のゲイン g_{m2}' を $g_{m2} \times G$ まで引き上げる必要がある。それゆえ、DCバランス補正回路、すなわちFET入力差動2段増幅アンプ自体は直流アンプ並みの温度特性と



[図4] 本機の増幅部回路

しなければならない。

用いるFETとしては、1チップデュアルFET使用が基本となる。もちろん、DCバランス補正回路による方法は、デュアルFET入力差動増幅アンプの出力オフセット電圧変動以下とすることはできない。したがって、DC負帰還回路は今回のヘッドフォンアンプへの適用は容易であるが、従来技術として挙げた前記ハイブリッドプリアンプへの適用は結構ハードルの高いものとなる。

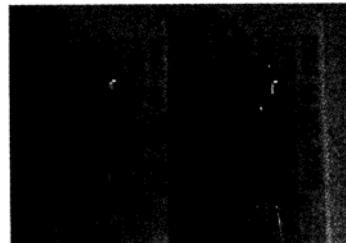
本機の回路構成

図4に増幅部の回路図を示す。本機の信号増幅回路は、前記ハイブリッドプリアンプ(図1)をベースとしている。実は、この前記ハイブリッドプリアンプは、ヘッドフォンをも駆動可能なものであった。にもかかわらず、今回類似回路で新たにヘッドフォンアンプを製作するのは、図1において、アンプ出力に入れた R_{117} (68Ω)を取り除くためである。

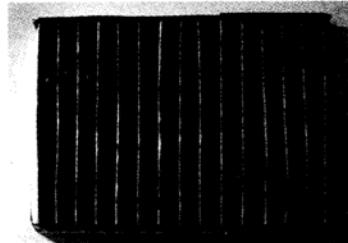
もともと、この抵抗は容量性負荷に対する安定性を確保するためと、万一出力がショート状態になったときに過電流を抑制するために入れてあった。

しかし、市販のヘッド装着型ヘッドフォンのインピーダンスは数10~数100Ω程度が一般的であるので、 R_{117} (68Ω)があると十分に低いインピーダンスでヘッドフォンを駆動しているとはいえない。ヘッドフォンとて十分に低いインピーダンスで駆動すれば、かなりの音質向上が期待できると考え、本機の製作に至ったのである。

ここで、ヘッドフォンアンプでしばしば問題となるのは、ヘッドフォンのプラグをヘッドフォンアンプのジャックに差し込むとき



[写真1] 使用したシルバニアのサブミニチュア管6111WA



[写真2] 当初使用したG.T.C.のサブミニチュア管6111

に、プラグ頭によってジャックのLchとRchがショート状態となり、アンプ出力がLchとRch間でショートすることである。ボリュームを下げた状態で差し込めば問題はないが、大きな信号が入力された状態で差し込むとアンプに過大な電流が流れる恐れがある。

これを避けるために、トランジスター出力のプリメインアンプにヘッドフォン出力を便宜的に設ける場合などには、スピーカー出力とヘッドフォン出力の間に100Ω程度の保護抵抗を入れることが多かった。この場合も、十分に低いインピーダンスでヘッドフォンを駆動しているとはいえない。

本機では、コンプリメンタリートランジスターのプッシュプル出力(OUT = フィードバックポイント)から何ら抵抗を介すことなく直接ヘッドフォンを駆動している。パワーアンプでいう、ダンピングファクターが非常に高い状態での駆動に相当する。

本機の初段真空管Q101には、シルバニアのサブミニチュア管6111WA(写真1)を用いた。当初、G.T.C.のサブミニチュア管6111(写真2)を使用したもの、G.T.C.の6111はプリント基板の振動をきわめて敏感に拾うので、シルバニアの6111WAに変更した。6111WAは、振動に対して良好であった。

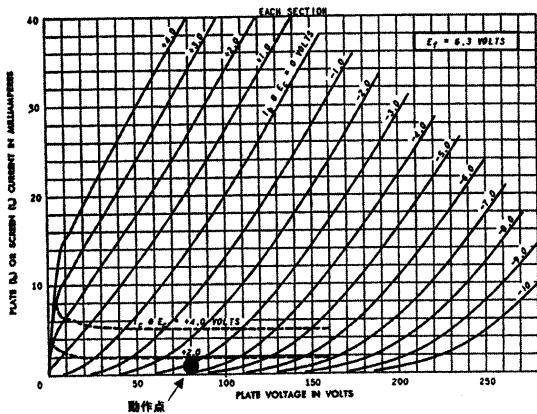
増幅部回路の動作

初段真空管Q101のプレート電流は、定電流負荷であるQ103(2SA603)およびQ104(2SA603)から供給され、Q103、Q104のコレクター電流はベース接地トランジスターQ105(2SA604)、Q106(2SA604)のエミッターにも供給される。

初段真空管のプレート電流が反転されてQ105、Q106のエミッター電流になる。Q105のコレクター電流はQ107(2SA603)を経て、カレントミラー回路Q108(2SC979)、Q109(2SC979)を経て、Q106の電流と合成される。Q107はQ105の発熱量をQ106とバランスさせるために入れてある。

Q105~Q109はいわゆるI-V変換回路であり、初段真空管のプレート電流をヘッドフォン駆動のための電圧に変換する。1段増幅アンプの大きな特徴は、このI-V変換回路にある。Q105とQ106が初段真空管のプレートに実質的にカスケード接続されていることである。

初段真空管のプレート電流は、Q105とQ106のエミッターで低インピーダンスで受けるので、初段真空管の動作点(図5、 V_p - I_b 特性参照)は、ほぼプレート電圧一定の低負荷抵抗ライン上をほんのわずか動く。本機の初段真空管およびI-V変換回路トランジスター



[図5] 6111の V_p - I_p 特性と動作点

の動作電流は1mAである。なお、Q₁₀₃とQ₁₀₄、および、Q₁₀₈とQ₁₀₉は熱結合している。

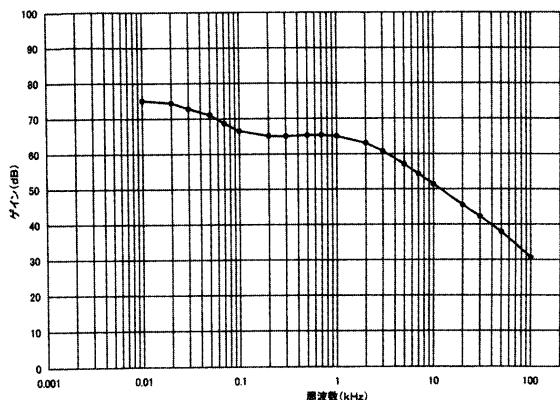
ヘッドフォンの駆動は2段ダーリントン接続のコンプリメンタリ Q₁₁₁(2SC1010) - Q₁₁₂(2SA578), Q₁₁₃(2SC503) - Q₁₁₄(2SA503)で行う。

パワーアンプのように、大電流を扱う場合の終段は3段ダーリントン接続が好ましいが、負荷が比較的インピーダンスの高いヘッドフォンでは2段ダーリントン接続とすることができる。

基本的には、初段真空管の $g_m = g_{m1}$ と2段ダーリントン入力部分のインピーダンス r_o の積 $g_{m1} \times r_o$ がアンプのオープンループゲインとなる。

本機のように、終段が2段ダーリントン接続の場合、 r_o は2段ダーリントン入力インピーダンスに影響され、負荷となるヘッドフォンインピーダンスによって変化する。したがって、オープンループゲインは、ヘッドフォンインピーダンスによって変化する。

また、本機ではDCバランス補正回路があるので、低域にてオープンループゲインが増大する傾向を有する。図6に、本機のオープンループゲインを示す。測定時の



[図6] 本機のオープンループゲイン

負荷は抵抗 42Ω である。1kHzにおいて、およそ65dBのオープンループゲインがある。仕上がりゲインが17dBであるので、1kHzで48dBの負帰還量である。

終段のトランジスターQ₁₁₃-Q₁₁₄は、規格電流値のより大きい2SC512-2SA512などでも使用可能である。本機では、特別な優位さがなかったので2SC503-2SA503としている。

終段トランジスターのアイドリング電流は60mAとしている。終段トランジスターのアイドリング電流は、終段NPN-PNPトランジスター群のベース間電圧を固定するためのQ₁₁₀(2SC979)からなる定電圧回路にて調整する。

本機では、調整抵抗R₁₁₀(adj)の値を $820k\Omega$ としている。調整抵抗R₁₁₀は、プリント基板裏側にハンダ付けする。終段トランジスターは、かなりのコレクター損失(780mW)があり、発熱するので相応の放熱器が必須である。

可能であれば、後述の電源のトランジスターとともに本機よりも大きな放熱器がよい。終段トランジスターのエミッターには熱暴走を防ぐために、アイドリング電流状態で0.数V程度の電圧を発生させる保護抵抗R₁₁₆(5.1Ω),

R₁₁₇(5.1Ω)を入れてある。

終段トランジスターが手で触れられないほど温度上昇する場合は、アイドリング電流を下げてコレクター損失を下げる必要がある。終段トランジスター周辺は、小型パワー・アンプの感覚で設計する。終段トランジスターの出力ポイント(OUT)から初段真空管のグリッドへのフィードバックがR₁₁₈(33kΩ)-R₁₁₉(5.6kΩ)によってなされ、同じ出力ポイントOUTからヘッドフォンに直接接続される。

DCバランス補正回路は、Q₁₁₅(μPA71), Q₁₁₆(2SC979-O)およびQ₁₁₇(2SC979-O)のFET入力差動2段増幅回路からなる。DC成分を増幅する基本回路は、前記ハイブリッドプリアンプと同じ構成である。唯一、FET差動入力の行き先が異なっている。一方のFET入力(回路図のA)は初段真空管の入力側グリッドに接続し、他方のFET入力(回路図のB)は初段真空管の負帰還側グリッドに接続している。両入力ともR₁₂₀(10MΩ)-C₁₀₄(1μF)およびR₁₂₁(10MΩ)-C₁₀₅(1μF)からなるDC成分検出フィルターを経てFET差動入力となる。

2つのDC成分は増幅され、

Q_{116} および Q_{117} のコレクター電流出力となり、初段の定電流負荷 Q_{103} , Q_{104} のエミッターに注入される。 Q_{103} と Q_{104} のベース電圧は 2 本のダイオード D_{101} (1S2076A), D_{102} (1S2076A) によって固定されているので、 R_{105} (150Ω)あるいは R_{106} (150Ω) の両端の電圧がほぼ一定になる。

したがって、 Q_{116} , Q_{117} の電流の増減によって Q_{103} , Q_{104} のエミッター電流すなわちコレクターレ電流が変化するように作用する。 R_{105} , R_{106} が定電流源の機能を持っている。 Q_{116} と Q_{117} は熱結合されている。

ここで、DC バランス補正回路の Q_{116} , Q_{117} の電流をおおむね初段真空管のプレート電流と同程度にしておけば、 Q_{116} , Q_{117} が初段真空管の動作をまるまる補償する形になる。

たとえば、極端な例ではあるが、初段真空管のヒーターが切れた場合を考えると、初段のプレート電流は 0 になり、その大きさの電流が Q_{105} , Q_{106} に上乗せされて I-V 変換部の電流が 1mA から 2mA に増大する。

しかし、I-V 変換部の Q_{106} と Q_{109} のコレクター電流は合成されているので、その±電流変化はおおむねキャンセルされる。その状態で出力から真空管とパラレルに配置された DC バランス補正回路を通じて超低域フィードバックがかかり、超低域の安定性は維持される。

つまり、仮に初段真空管が劣化、破損したりしても大きな出力オフセット電圧が発生することを抑制できる利点がある。直感的には、初段真空管と DC バランス補正回路がパラレルになって動作しているので、片方の初段真空管が

不調になってしまっても大きく崩れない回路である。前記ハイブリッドプリアンプに用いた DC 負帰還方式でも同様な利点がある。

DC バランス補正回路のゲイン g_{m2}' と出力オフセット電圧の関係は、前記ハイブリッドプリアンプでの DC 負帰還ゲイン g_{m2} の場合と状況はほぼ同じである(本誌 2015 年 1 月号参照)。異なるのは、前述のように、 g_{m2}' を g_{m2} のゲイン G 倍(本機の場合 6.9 倍)にして効果が同等となることである。

具体的に、本機では Q_{115} ($\mu PA71$) の電流を増やして、前記ハイブリッドプリアンプの約 1.5 倍にゲインを上げている。本機はヘッドフォンアンプであるので、6.9 倍までは引き上げていない。その分、本機の出力オフセット電圧変動は、前記ハイブリッドプリアンプより大きくなる。

增幅部で使用した抵抗は、主としてニッコーム RP-24C を用いている。終段トランジスターのエミッター抵抗 R_{116} , R_{117} には酸化金属皮膜抵抗を用いている。電解コンデンサーは、特別に耐圧を記載していないが、各部の電圧値(実測電圧)を参考にしていただきたい。後述の電源部に関しても同様である。

$\mu PA71$ は光の影響を受けるの

で、端子部に黒色粉末を混入したエポキシ樹脂を塗布して遮光している。

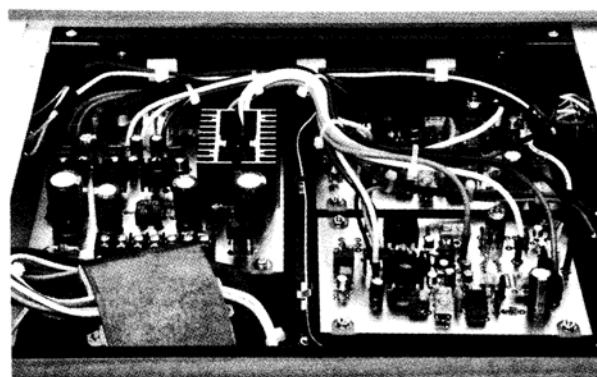
図 7 に電源部回路図を示す。初段真空管プレートなどへの供給電圧 $+B_2$ は 80V 程度としている。この電圧は、グリッド電流を極小にするために決めた電圧でもある。電圧は、高いほうが何かと有利な面が多いが、本機では比較的大きなプレート電流でも、グリッド電流の少ないサブミニチュア管 6111WA を用いているので、60V 程度まで下げても支障はない。

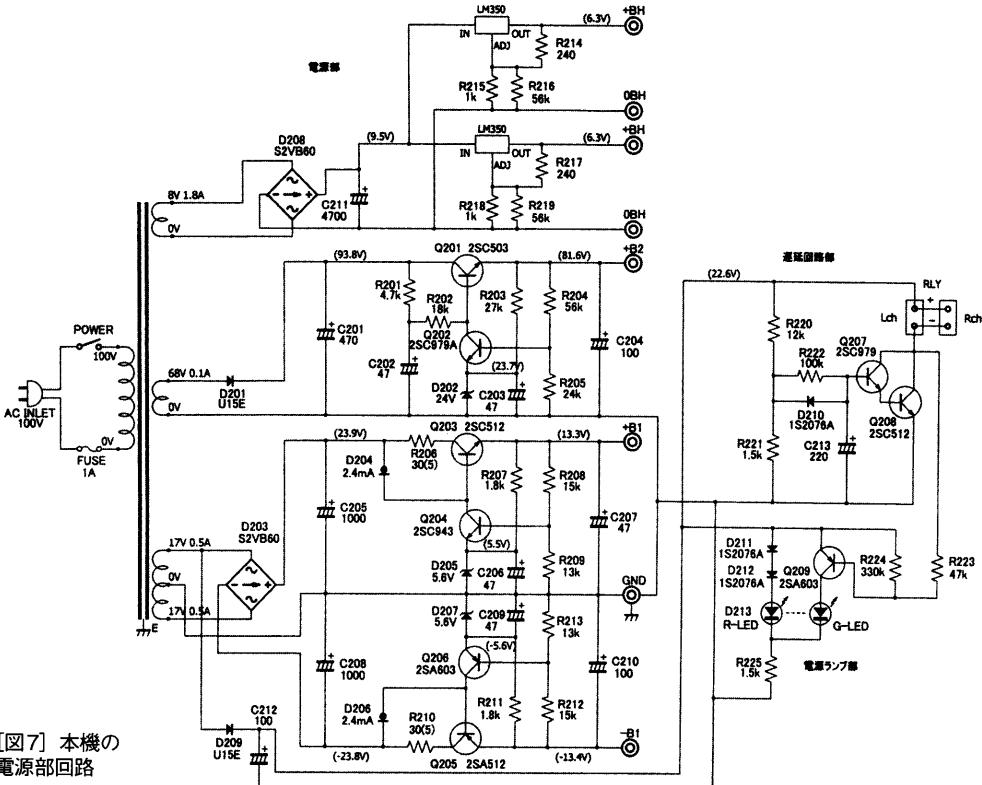
グリッド電流が大きいと入力ボリューム ($100k\Omega$) に電流が流れ、入力ボリューム max 時に大きな出力オフセット電圧が発生する。本機の DC バランス補正回路による方法では、この入力ボリュームに起因する出力オフセット電圧の発生は救えない。初段真空管の動作電流は 1mA としているので、たとえばサブミニチュア管 6112 などは、グリッド電流が無視できないので使用することはできない。

また、 $+B_2$ を高く上げすぎると、 Q_{105} と Q_{106} のコレクター損失を増大させてるので、動作電流 1mA では $+B_2 = 80V$ 程度が妥当な電圧である。

終段トランジスター供給電圧 $\pm B_1$ は $\pm 13V$ としている。本機で

ケース内部のようす。左に電源基板、その手前に電源トランジスタを配置。右側は左右チャンネル増幅部基板





[図7] 本機の電源部回路

は、オーディオテクニカ製ヘッドフォン (42Ω) を支障なくドライブ可能とする1W出力を目標としている。1W出力に対して必要な $\pm 9V$ 程度に、エミッター抵抗 R_{116}, R_{117} でのロス ($\pm 1V$ 程度)、終段トランジスターのロス ($\pm 1V$ 程度)、およびカレントミラーアンプ回路 Q_{109} のロス ($-2V$ 程度)を見込んで $\pm B_1$ を $\pm 13V$ としている。

$\pm B_2, \pm B_1$ は、いずれも、きわめて簡素な定電圧電源供給している。 $\pm B_2$ は、リップルフィルターに軽いフィードバックをかけた程度のもの、 $\pm B_1$ はリップルフィルターを定電流ダイオードとした回路である。 $\pm B_1$ は、およそ $0.2A$ ($= 2.4mA \times h_{fe}$) 以上で、電圧が降下し始めるようになっている。電圧をダウントさせるのは、ヘッドフォン出力 Lch と Rch がショートしたときにアンプ終段ト

ランジスターが最悪破壊しないようにするためである。

そして、その際には電源のトランジスターにも過大な電流が流れるので、抵抗 R_{206} (30Ω)、 R_{210} (30Ω) によって電源のトランジスターにかかる電圧を下げるようにして、電源のトランジスターの破壊を防いでいる。抵抗 R_{206}, R_{210} は、プリント基板の裏側にハンダ付けする。一般的な電源を急激にシャットダウンする方法、たとえば Q_{203} あるいは Q_{205} の後に電流検出用トランジスターを入れる方法は、DCバランス補正回路への-電源供給を別電源として分離すれば採用できる。

真空管ヒーターの電圧供給 + BH ($6.3V$) は3A可変レギュレーター $LM350T$ を用い、 Lch, Rch 独立に供給している。

$LM350T$ は、メーカーや個体によって若干電圧が異なるので、

最終的には調整抵抗が必要である。本機では R_{215} ($1k\Omega$) と R_{216} ($56k\Omega$) および R_{218} ($1k\Omega$) と R_{219} ($56k\Omega$) によって調整している。ヒーター電源に可変レギュレーターを用いることによって簡単な構成で商用電源 $100V$ の変動から開放される。

遅延回路部は、電源を入れたときに発生する大きな電圧出力を防ぐためのもので、電源投入後およそ25秒間出力をオムロンのリレー G5V-1 によって出力を遮断する。

電源用のLEDランプには2色LEDを用い、出力が遮断されている状態ではLEDは赤色に点灯し、遮断が解除されるとLEDが緑色に移行するようしている。電源を入れるときは何かと気がはやるものではあるが、LEDの色が変わることによって不思議と安堵感がある。

(以下、次号)



サブミニチュア管6111WA使用、DCバランス補正回路考案 ハイブリッドDCヘッドフォンアンプ

[製作編]

柴田由喜雄 SHIBATA Yukio



本機は、初段にサブミニチュア管を使用したハイブリッドDCヘッドフォンアンプである。

前号では、初段真空管グリッドのDC電圧差を0Vにバランスさ

せる「DC バランス補正回路」を考案し、仮に初段管に不具合が生じてもヘッドフォンの出力電圧は0Vを保つ動作などを解説した。

本号では、プリント基板や電源

本号では、新考案の「DC バランス補正回路」を搭載したハイブリッドDCヘッドフォンアンプの製作について解説する。基板は、本誌2015年1月号の「ハイブリッドプリアンプ」に使用したもの一部のパターンをカットして流用した。初段管は、当初のG.T.C.の6111としたが、振動対策としてシルバニアの6111WAに変更。電源トランジスタはRコアのものを使用したが、リーケージフラックス対策として鉄のシールド板を設け、ケースに対してトランジスタを斜めに取り付けている。

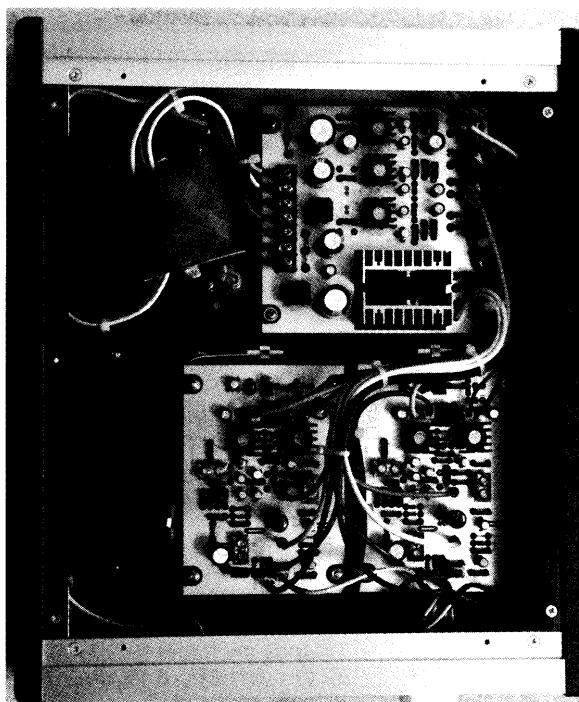
トランジスタのリーケージフラックス対策、互換トランジスターなどの具体的な製作面について述べる。

製作

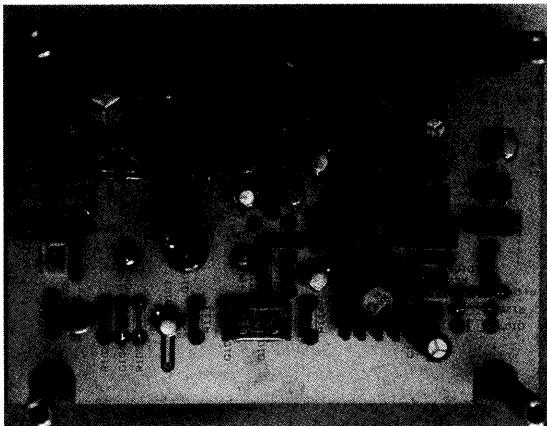
写真3（前号より連番）に内部構造を示す。ケースには、タカチ電機工業のWS型サイドウッドケース WS70-26-33Sを用いた。内部は、前方に2枚の増幅部プリント基板を配置し、後方右側に電源プリント基板、後方左側に電源トランジスタを配置した。

使用したプリント基板は、本誌2015年1月号のハイブリッドプリアンプに使用したものと同じで、パターンの一部をカットして用いている。

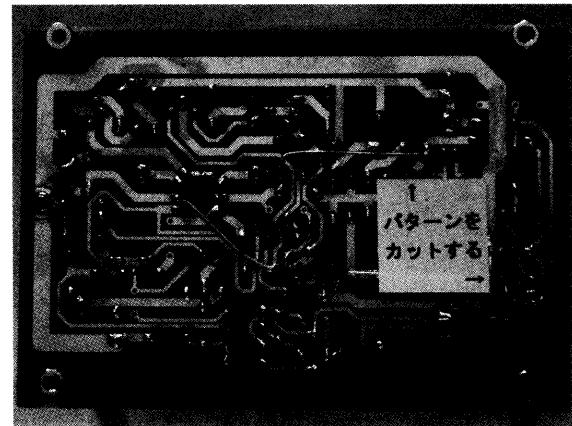
写真4、5に増幅部プリント基板の表側と裏側を示す。前記ハイブリッドプリアンプはDC負帰還方式であったので、それをDCバランス補正回路に修正する、特にFET入力部分を修正する必要がある。



[写真3] ヘッドフォンアンプの内部。前方に2枚の増幅部基板、後方は電源基板を配置した。電源トランジスタはノイズ低減のために少し斜めに取り付けている。



[写真4] G.T.Cの6111を搭載した、当時の増幅部プリント基板。最終的にはシルバニアの6111WAに交換している



[写真5] 以前に発表したプリアンプの基板を流用したので、一部のパターンをカットする

まず、前号の図1における R_{117} (68Ω) 部分の部品穴を短絡し、終段コンプリメンタリー出力から R_{120} ($10M\Omega$) に至る部分のパターンを切断し、前号の図4の R_{120} の接続先を Q_{101} のフィードバック入力(B)となるグリッドに変更する。切断する部分は写真5にも写し込んである。配線はプリント基板裏側で行う。

次に、図1にて Q_{115} ($\mu PA71$)のGNDに落ちているFETゲート部分のパターンを切断し、FETゲート部分に新たに図4の R_{121} ($10M\Omega$) および C_{105} ($1\mu F$)

を追加し、 R_{121} の接続先として Q_{101} の入力ボリューム側グリッド(A)に配線する。 R_{121} , C_{105} はプリント基板裏側に取り付ける。

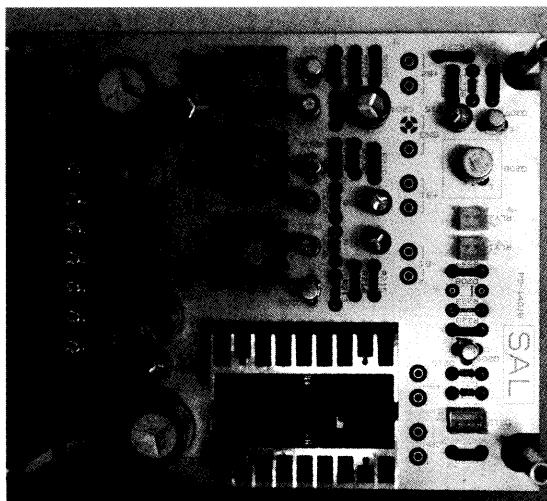
その他の部分は、一部に部品孔の短絡措置あるいは実装部品変更があるが、ほとんどパターンに手を加えることなく、そのまま使用できる。

前号で触れたが、増幅部に使用した抵抗は、主としてニッコムRP-24Cを使用し、終段トランジスターのエミッター抵抗 R_{116} , R_{117} には酸化金属皮膜抵抗を用いている。電解コンデンサーは、

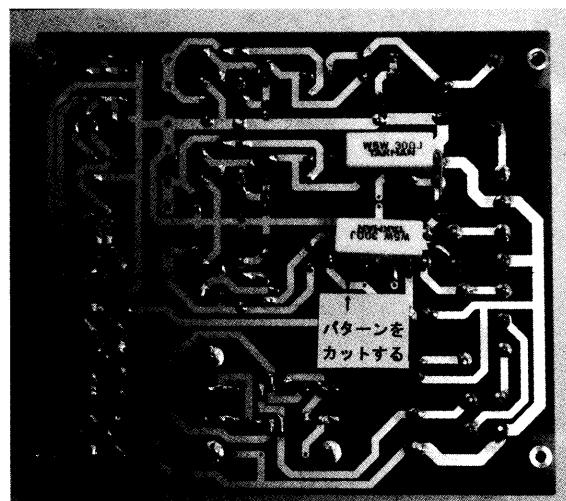
特別に耐圧を記載していないが、各部の電圧値(実測電圧)を参考にしていただきたい。電源部に関しても同様である。

写真6, 7に、電源部プリント基板の表側と裏側を示す。電源部は図7(前号)のセメント抵抗 R_{206} (30Ω), R_{210} (30Ω)を追加する。 Q_{203} , Q_{205} のコレクターと平滑電解コンデンサーの間のパターンを切断し、切断した部分に R_{206} , R_{210} をプリント基板裏側で取り付ける。

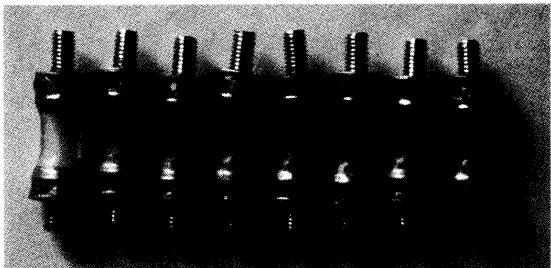
以上が主な変更点である。このように、似たような回路の採用が



[写真6] 電源部のプリント基板。電圧制御用Trには小型の放熱器を、3端子レギュレーターには中型放熱器を取り付ける



[写真7] 電源基板の一部のパターンをカットし、セメント抵抗 30Ω 部分の配線を変更する



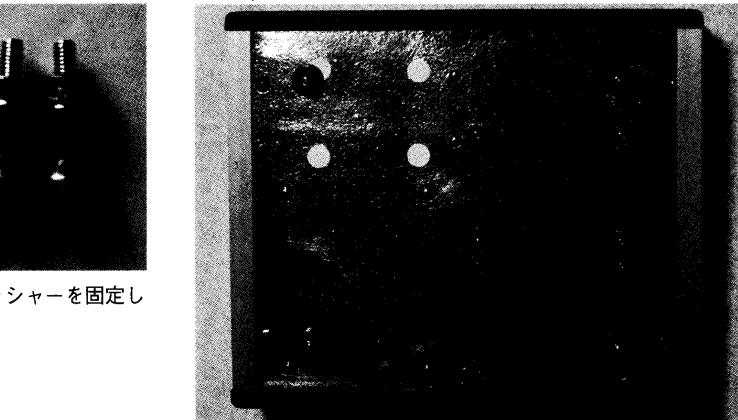
[写真8] シリコンチューブにM3ビスとワッシャーを固定して作成したプリント基板サポート

予定される場合はプリント基板を複数枚作っておくと、あとあと重宝することが多い。本機の試作検討段階でも、前記ハイブリッドプリアンプと同じプリント基板を用いた。

前号で触れたように、本機の組み付け当初は増幅部の真空管にG.T.C.の6111を用いていた。ここで、思いもかけない振動対策を強いられた。

入力ボリュームは、東京光音製の抵抗切り換え式のアッテネーター-2P-2511を使用した。そのアッテネーターのクリック音がヘッドフォンに盛大に聴こえてしまうレベルであった。そこで、対策を3点施した。

①まず、プリント基板サポート(写真8)である。シリコンゴムチューブにM3ビスとワッシャーをシリコン系接着剤にて固着することで作製している。指で



[写真9] ケース裏面には、制振材として0.3mm厚の鉛板を張り付けた

軽く押すと、しなるのが目に見える程度の柔らかいものである。

②そして、底板に写真9のように制振材(本機ではt=0.3mm鉛板)を貼った。

③アルミサッシ差し込み式のフロントパネルが少し緩いので接着剤でケース本体にしっかりと固定した。

3点いずれも、振動伝達経路を、ボリューム操作→ボリュームツマミ→アッテネーター本体→フロントパネル→筐体本体→底板→基板サポート→プリント基板→真空管と想定しての対策である。

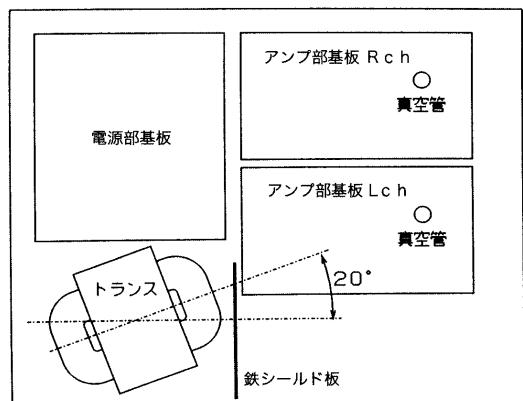
しかし、対策の効果は一応認められたものの、依然アッテネータークリック音が聴こえる状態であった。ヘッドフォンアンプである

ことを考えると、大きく支障のあるレベルではないものの、ここで、G.T.C.の6111をあきらめ、シルバニアの6111WAに交換した。

交換すると、クリック音の伝達問題はすっかり解消した。同じ6111でも、こと振動に対しては、その違いは顕著であった。シルバニアの6111WAを用いることで、上記3点の対策も不要とも思えた。しかし、プリント基板は防振したほうが好みないので、最終状態ではそのまま残している。

余談だが、当初使用したG.T.C.の6111は、だいぶ前に東京ラジオデパートのお店で入手したものである。ビルの3Fであったろうか、今は閉店してしまった店があった。当時、その店の前の床に何気なく積んであったものである。最初は数本入手して特性を調べ、その後、その優秀さに惚れて多数本を追加入手し、温存していたものである。いつか使ってみたいと思っていた一品もある。今回G.T.C.の6111は不幸にも振動に弱いものではあった。しかし、逆に、ピンピンと反応する繊細さは何か秀でたものを予感する。別の機会に再度試してみたい。

電源トランジスタには40Wクラス



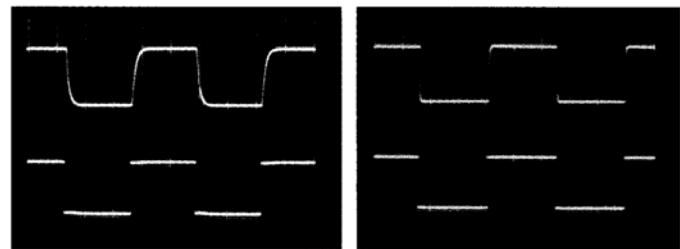
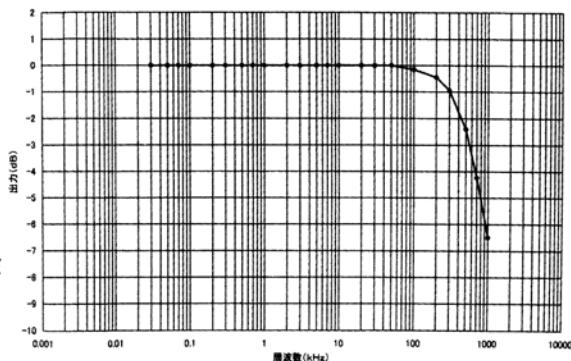
[図8] 電源トランジスタの配置

のRコアトランスを用いた。Rコアは、リーケージフラックスが少ないとされている。とはいっても、本機では、若干のハム音が生じたので対策を施している。トランスのフロントパネル側に鉄のシールド板を設け、トランスを約20°傾けている(図8参照)。ハム音は、主にトランスに近接したLchで生じていた。そのハム音に狙いを定めた対策を施すことによって、ハム音は皆無となった。結果的に、トランスの中心軸がちょうどLchの真空管に向いた状態がハム音消滅位置であった。トランスは、t10mmのスポンジ状のゴム板を介して底板に接着して取り付けている。

本機では、前記ハイブリッドブリアンプと同様に、メタルキャントランジスターを多用しているものの、エポキシモールドのトランジスターを使用しても問題はないはずである。2SA1015(2SA603の代替)、2SA1145(2SA604の代替)、2SC1815(2SC979、2SC943の代替)、2SC1775A(2SC1010の代替)、2SA872A(2SA578の代替)、2SC2238(2SC503の代替)、2SA968(2SA503の代替)、2SC2750(2SC979-O、2SC979Aの代替)などがあげられる。

μPA71は、2N3954Aで代替

[図9] 本機の周波数特性



[写真10-a] 方形波応答波形(抵抗42Ω負荷, 100kHz. 下:入力波形, 上:出力波形, 出力波形は1V/div)

[写真10-b] 方形波応答波形(ヘッドフォン48Ω負荷, 20kHz. 下:入力波形, 上:出力波形, 出力波形は1V/div)

することができる。

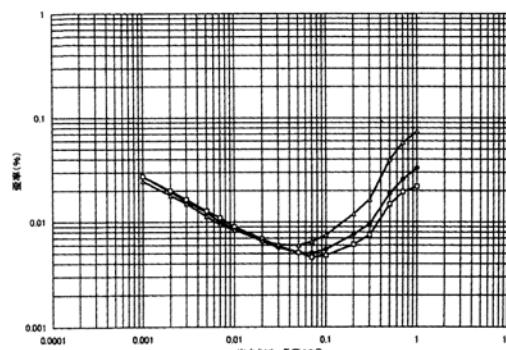
本機の特性

本機の周波数特性を図9に示す。測定結果は、增幅部基板単体でのものであり、負荷は42Ωとしている。およそDC～550kHz(-3dB)の実力を持っている。本機には入力ボリュームがあるので、実機状態では、入力ボリュームの位置によって若干高域限界は下がる。

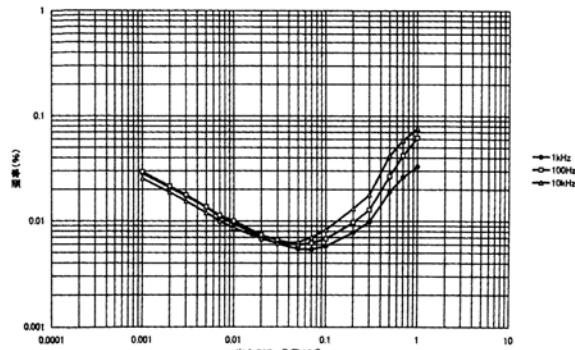
最近のヘッドフォンの高域再生限界は100kHz程度であるので、

十分に広い周波数特性といえよう。写真10(a)に抵抗42Ω負荷時の100kHz方形波応答を示す。下側が入力波形、上側がヘッドフォン出力波形である。出力波形は1V/divである。写真10(b)にヘッドフォン(インピーダンス48Ω)を負荷とした場合の20kHz方形波応答を示す。同じく、下側が入力波形、上側がヘッドフォン出力波形である。出力波形は1V/divである。

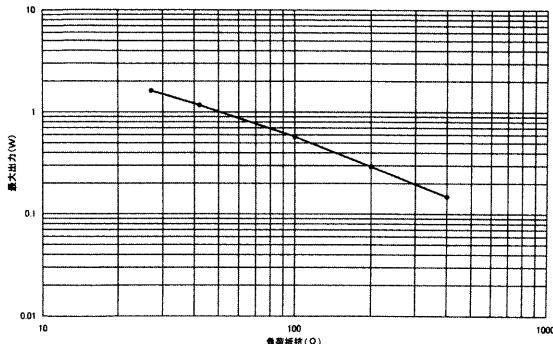
本機の歪率特性を図10に示す。負荷は42Ωとし、100kHz



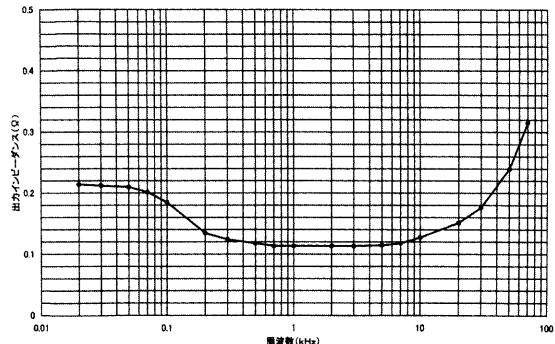
[図10-a] 本機の歪率特性(Lch)



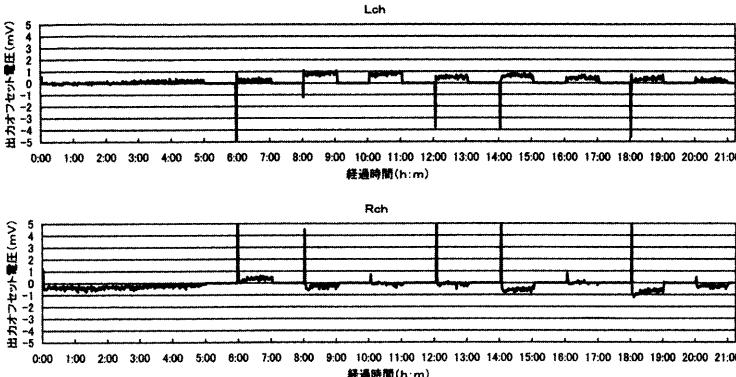
[図10-b] 本機の歪率特性(Rch)



[図11] 本機の最大出力電力



[図13] 本機の出力インピーダンス



[図12] 本機の出力オフセット電圧測定例

のLPFを通して測定している。0.03W以下で歪率が上昇するのは残留ノイズによるものである。小出力時に、出力の増大とともに残留ノイズに初段真空管の3次歪みが混じるようになるものの、レベルは低い。残留ノイズは、FETアンプに比べると1.5~2倍程度多い。

このノイズは、オーディオテクニカ製のヘッドフォン(SPL=100dB/mW)で聴くと、無音時にかすかにサーといったノイズが聴こえるレベルである。

本機のゲインは17dBである。このゲインは、CDプレーヤーなどの出力レベルが大きい場合(1V_{rms}程度)にはゲインが高すぎて、かなり使いづらい場合もある。ゲインは、もう少し下げてもよいかもしれない。ゲインを下げれば残留ノイズの影響も減少する。

0.1W以上の歪率増加は、アンプの非線形性によるものである。本機では終段トランジスターのアイドリング電流を60mAとしているので、42Ω負荷の場合、0.3W以下は純A級動作であり、それ以上はAB級動作となる。

歪率カープにおいても、0.3W以上では出力の上昇とともに急勾配で歪率が上昇し、その後クリッピングに近づくにつれ歪率上昇勾配が小さくなるといった典型的なAB級動作のカープになっている。

アイドリング電流を減らせば、歪率が急勾配に上昇するポイントの出力が下がり、反対に、アイドリング電流を多くすれば歪率が急勾配に上昇するポイントの出力が上がる傾向になる。これは、終段プッシュプルトランジスターのカットオフ付近の合成動作が線形でないことによる。

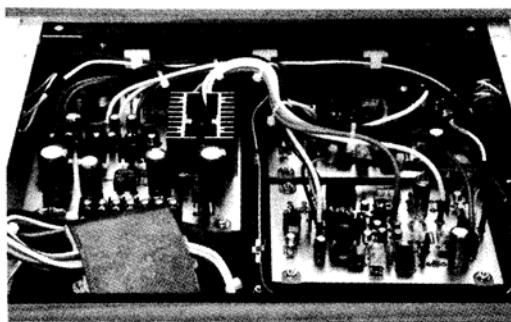
仮に、アイドリング電流を多くして全出力範囲で純A級の場合は急勾配に上昇する部分がなくなり、クリッピング付近の歪みが少し多めの素直な丸みを持った歪率カープとなる。本機は0.1%以下の歪率であるので、まったく問題ないレベルといえよう。

なお、DC負帰還回路を備えた前記ハイブリッドプリアンプの場合は、100Hz歪率測定がやや安定しないことがあった。しかし、本機ではそのようなことはなく、100Hzも1kHzとほぼ同様な歪率カープになっている。

本機では、超低域でFET-トランジスターによるDCバランス補正回路が増幅の主体になるので、相対的に真空管の低域ノイズが抑えられた結果によるものと考えられる。

図11に本機の1kHz最大出力(クリッピング出力)を示す。最大出力 $W_{\max} = E_{\max}^2 / R_L$ において、最大出力電圧 E_{\max} は6.6V_{rms} ($R_L = 27\Omega$) ~ 7.7V_{rms} ($R_L = 400\Omega$)と大きくは変わらないので、最大出力 W_{\max} は負荷抵抗 R_L の増大とともに単純に下がる傾向にある。42Ω負荷で最大出力1.2Wが得られ、ほぼ設計どおりの出力が得られている。

図12に、本機のLch, Rch出力オフセット電圧測定例を示



ケース内部のようす。左に電源基板、その手前に電源トランジスタを配置。右側は2枚の増幅部基板

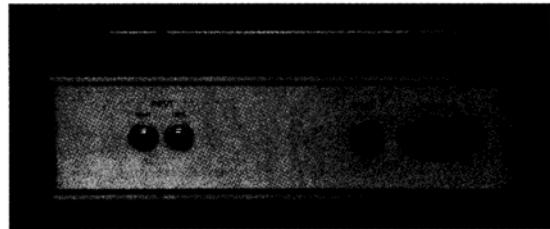
す。測定は、出力オフセット電圧を0mVに調整した後、5時間連続通電し、その後1時間間隔でOFF/ONを繰り返した。測定結果で、0mV水平直線の部分が電源がOFFしている期間である。

電源ON直後には、約10数mVのポップノイズが生じている。遅延時間を長くすればポップノイズは小さくなる。出力オフセット電圧変動は、おおむね±1mV以内に収まっている。問題ないレベルであろう。

本機は、入力に接続する機器の出力にDC電圧成分があるとそのまま増幅されて本機出力に出るので、念のため接続機器の出力DC電圧を測ってから接続する必要がある。

図13に、本機の出力インピーダンスを示す。発振器より42Ωの抵抗を介してヘッドフォンジャック端子部に電流を注入し、ヘッドフォンジャック端子部における電圧を測定して出力インピーダンスを算出した。

1kHzにて、およそ0.11Ωである。100Hz以下および10kHz以上で上昇する傾向にある。スピーカーのダンピングファクターに相当する値は、42Ω負荷、1kHzにて370である。十分に低いインピーダンスといえるであろう。

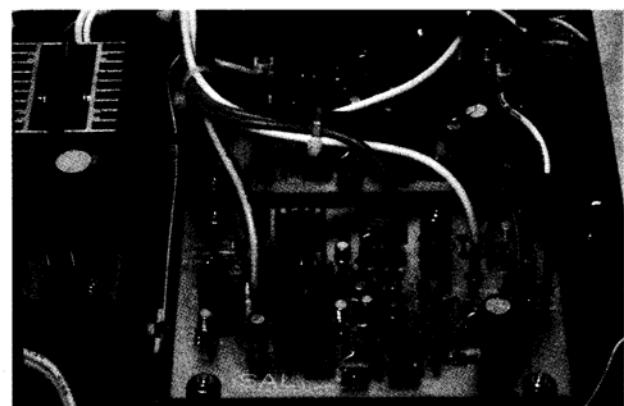


本機のリアパネル。左に入力RCA入力端子、右側はヒューズ、電源コネクター

高域に焦点をあてて聴いていても、いつのまにか低域に心が移ってしまう。人によって好みは別れるかもしれないが、総じて、本機はやや締まり気味のモニター的な音質を感じた。

終わりに

ハイブリッドヘッドフォンアンプを製作し終えて、思いのほかDCバランス補正回路に由来する完全DCアンプの威力は大きいのではないかと感じている。何といっても、出力オフセット電圧変動の大きいハイブリッドアンプにもかかわらず、直流領域まで減衰することなく負荷をドライブ可能とする駆動力には魅力がある。少し後になるかもしれないが、ハイブリッドパワーアンプへのDCバランス補正回路適用例を紹介する予定である。ハイブリッドパワー・アンプの魅力を余すことなく満喫できるであろう。



増幅部基板のようす。基板の右側にサブミニチュア管6111WAが見える。出力トランジスターには小型の放熱器を取り付ける