



DCバランス補正回路+カソードフォロワー出力

1段増幅 ハイブリッドプリアンプ [設計編]

柴田由喜雄 SHIBATA Yukio

本機は、DCオフセットに対処する「DCバランス補正回路」をプリアンプに応用している。イコライザーアンプの初段管にはサブミニチュア管の6021Wを用い、出力段は6111WAのカソードフォロワー。フラットアンプも同様の回路で、仕上がりゲインはロー、ミドル、ハイの3ポジションで、スイッチで切り換えられる。フラットアンプには、出力コンデンサーを挿入しているので出力オフセット電圧は考慮しなくてもよい。また、ヘッドフォンアンプを搭載しているので使い勝手もよい。



はじめに

1段増幅ハイブリッドアンプはパワーアンプ、フラットアンプ、そしてヘッドフォンアンプへと適用が進み、DCオフセットに対処する「DCバランス補正回路」といった、すばらしい回路に巡り合うこともできた。

今回はフォノイコライザーアンプを備え、アンプ終段を真空管カソードフォロワーとした低歪率・

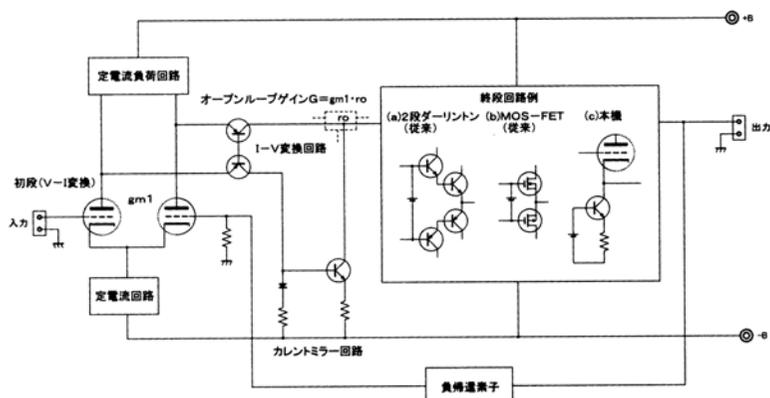
高出力電圧の1段増幅ハイブリッドプリアンプを紹介する。

これまで1段増幅ハイブリッドプリアンプの終段は、図1中の四角枠で囲った「終段回路例」の(a)に示すような2段ダーリントン出力、あるいは同(b)のMOS-FET出力とし、出力トランジスターには十分なアイドル電流を流していた。いかなるプリアンプ負荷でも、十分駆動できるようにするためである。

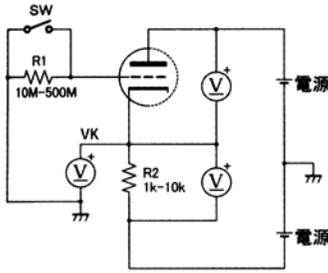
しかし、プリアンプに接続されるパワーアンプの入力インピーダンスがある程度高ければ(たとえば数10~100kΩ以上)、図1の終段回路例の(a)、(b)の負荷駆動能力は過剰なものでもあり、接続ケーブルにさえ留意すれば、必要な駆動能力ははるかに小さいので済む。

本機はそのような考え方のもとに、負荷駆動能力を適度なものとしつつ、終段の回路構成をよりシンプルにしようとする試みである。また、初段の印加電圧が高いことによる、潜在的に有するハイブリッドプリアンプの高信号電圧振幅をも生かそうとするものである。

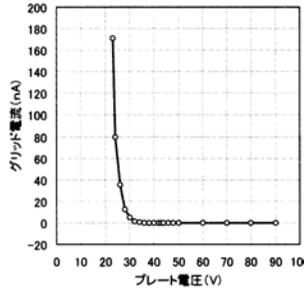
本機では、各アンプブロックの終段に真空管をカソードフォロワーで用い(図1の終段回路例の(c))、終段回路をよりシンプルな1段とした。I-V変換部にトランジスターを用いるのみで、残りのほとんどは真空管が増幅主体であり、純真空管アンプにより近い構



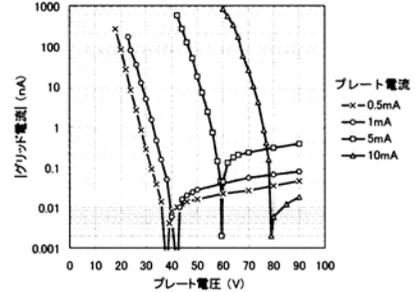
【図1】1段増幅ハイブリッドプリアンプの原理図



【図2】グリッド電流の測定方法



(a) プレート電流=1mA



(b) 対数グラフ表示

【図3】グリッド電流の測定結果 (6111WA)

成となった。

カソードフォロワーは、上記トランジスター出力に比べ負荷駆動能力は小さいものとなるが、それでも、純真空管プリアンプ出力と同程度の能力である。

もともと真空管の入力インピーダンスは非常に高いので、終段をカソードフォロワーとするとオープンループゲインが非常に大きくなる。高周波域でのオープンループゲインは、高域補正することによってそれほど大きな変化はないが、特に中低域周波数でのオープンループゲインが増大する。

フラットアンプ部では、その中低域でのオープンループゲイン増大は、低歪率・高出力電圧を可能にする。たとえば、フラットアンプのゲインを上げれば、電圧ゲイン0dBのパワーアンプの接続駆動ができるので、パワーアンプでの電力増幅動作をよりシンプルな回路(動作)で実現できる可能性がある。

イコライザーアンプ部では、まず、出力電圧を高くすることによってフォノ許容入力を上げられる。そして、オープンループゲインをイコライザー特性に合わせやすいという利点もあり、特に低域を低歪率にしやすい。

すなわち、1段増幅ハイブリッドアンプのオープンループゲイン G は、初段の真空管の g_m を g_{m1}

とすれば、おおむね $G = g_{m1} \cdot r_o$ と表せる(図1)。ここに、 r_o は初段の出力インピーダンスであり、終段入力部との合成インピーダンスである。

イコライザー再生特性は、低域に向かって上昇するゲイン特性であるので、可聴周波数帯域にわたって負帰還量を一定にするという観点から、オープンループゲインの低域でのゲイン(r_o の抵抗成分)がより大きいことが好ましい(次号で解説)。したがって、イコライザーアンプでは、終段真空管の高入力インピーダンスが有利に作用する。

グリッド電流の測定

さて、終段を真空管にすることは、特別に難しいことではないと思われるかもしれないが、1段増幅では上記のようにオープンループゲインが真空管の入力インピーダンスを含む出力インピーダンス r_o に直接影響を受ける。それゆえ、真空管の入力インピーダンスを個々に再吟味しておく必要がある。

諸実験によれば、終段の真空管をカソードフォロワーで用いた場合、その入力インピーダンスに大きく影響する要因の一つにグリッド電流がある。特に、グリッド電流の増加は、出力電圧が大き

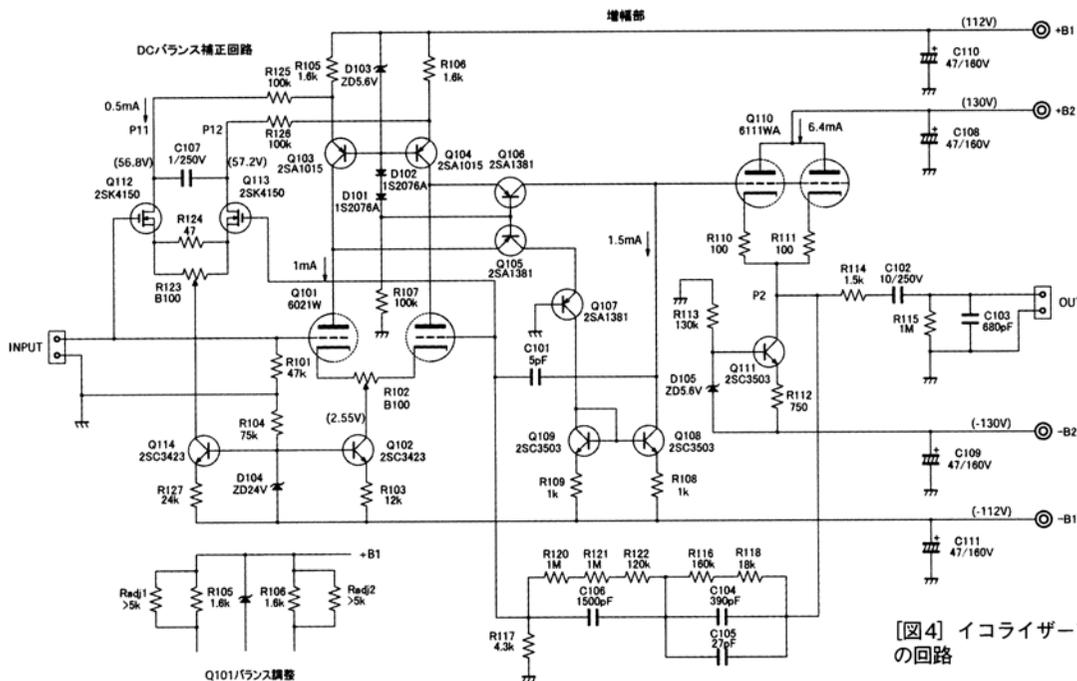
くなったときに影響が大きくなり、アンプの最大出力電圧が数V~10V 近く変化する場合がある。

信号電圧が大きい動作状態では、電源電圧+側でプレート電圧の余裕が減少するので、信号電圧の上昇とともにグリッド電流が増加して、信号電圧の+側の波形端が歪み始める状況になりやすい。

では、具体的にグリッド電流の大きさはどのくらいか知る必要があるが、グリッド電流値に関する定量的な文献が少ないので実測した。図2にグリッド電流の測定方法を示す。グリッドに高抵抗 $R_1 = 10M\Omega \sim 500M\Omega$ を接続し、その抵抗の両端をスイッチでON-OFFしたときの静的なカソード電圧変化 $\Delta V_k (= V_{kON} - V_{kOFF})$ を読み取っている。近似的にグリッド電流 $= \Delta V_k / R_1$ となる。便宜的な測定であるので、測定誤差や誤りがあるかもしれないが、まずは測定してみた。図3に測定結果を示す。

図3(a)は、サブミニチュア管6111WAのプレート電流1mA時のグリッド電流である。プレート電圧が下がるにつれ、30Vあたりから急激にグリッド電流が増加することがわかる。

図3(a)では値が小さくて読み取れないが、あるプレート電圧を境にグリッド電流の方向が変わる。



【図4】イコライザーアンプの回路

図3(a)では、グリッドに入る電流方向を正としている。拡大して見るためにグリッド電流の大きさの絶対値である|グリッド電流|を縦軸にとり、片対数グラフにプロットし直すと、図3(b)のようになる。

|グリッド電流|が極小(たとえば0.01nA以下)となるプレート電圧付近にてグリッド電流の方向が変わる。図3(b)では、プレート電流を変えてパラメーターとしている。

図3(b)より、限られたプレート電圧のもとでは、プレート電流の増加に従って急激にグリッド電流が増えるので、最大プレート電流を下げるのがグリッド電流低減に特に効果的であることがわかる。

また、1段増幅ハイブリッドアンプの場合、I-V変換部のトランジスターの発熱や耐圧を考慮すると、図1のようなI-V変換部と終段回路の電源電圧を共通(同一)にした回路とすることは得策では

ない。初段とI-V変換部の電源電圧をやや低めとし、余裕を必要とする終段真空管電源電圧をより高い電圧にするのが適当であると思われる。

終段電源電圧(プレート電圧)の概略オーダーとして、たとえば、終段真空管の最大プレート電流が5mAの場合、グリッド電流を無視できるようにする(たとえばグリッド電流が10~100nA以下)には、図3(b)より、プレート電圧の余裕は47~52V以上必要であることが読み取れる。最大出力電圧を55V(片振幅78V)とすると、終段電源+Bには125~130V以上が必要と推測される。

余談ではあるが、プレート電流を0.5mAとした場合、図3(b)よりプレート電圧が37Vあたりでグリッド電流がほとんど流れなくなる。

したがって、プレート電圧をプレート電流に対応する特定電圧に固定すれば、グリッド電流をほとんど0とすることができ、入力イ

ンピーダンスを大幅に上げることができる。

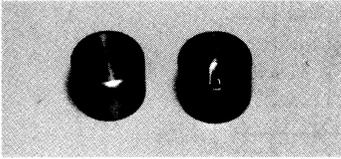
既発表のマイクアンプ(本誌2001年7月号)はこの性質を利用して、初段真空管(E288CC)のグリッド抵抗を1GΩの高抵抗としたものである。

なお、図3は、あくまでもサブミニチュア管6111WAの場合であって、ほかの真空管では大きく変わる。概して、高μの真空管は、グリッド電流が大きい傾向にあるようだ。

イコライザーアンプ回路

図4に本機のイコライザーアンプの回路を示す。初段真空管Q101には、双3極管6021W(サブミニチュア管)を用いた。ほかの真空管を用いることも可能ではあるが、オープンループゲインが相違してくるので、RIAA偏差の確認が必要である。

I-V変換回路にQ105~Q107(2SA1381)、Q108、Q109(2SC3503)などの高耐圧トランジスター



[写真1] 無酸素銅を削り出しして製作したCuキャップ。Q₁₁₂とQ₁₁₃を貼り合わせてCuキャップ内に入れ、エポキシ樹脂を充填する

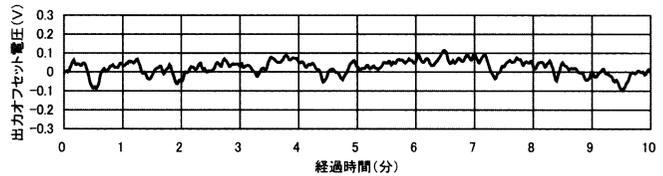
($V_{CBO} = 300V$) を用いた。2SA1381/2SC3503 は、2SA1480/2SC3790 でも代替できる。

終段真空管 Q₁₁₀ には、双3極管 6111WA (サブミニチュア管) を用いた。終段真空管は、大電流が流せる真空管が適している。実測によれば、たとえば、6112 あるいは 6021 などはグリッド電流が無視できないので適さない。

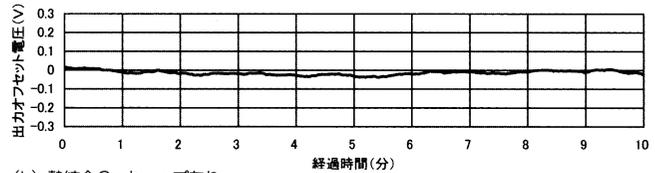
初段および I-V 変換回路のための電源電圧 $\pm B_1$ は $\pm 112V$ とし、終段の電源電圧 $\pm B_2$ は $\pm B_1$ より高い $\pm 130V$ としている。特に、グリッド電流の影響を小さくするために $\pm B_2$ を高くしている。トランジスタを使用する回路としては、かなり高い電源電圧である。

初段の設定電流は 1mA、I-V 変換回路の設定電流は 1.5mA としている。終段真空管は極力 1 ユニットあたりのプレート電流を小さくするために 2 ユニットのパラ接続とし、合計設定電流を 6.4mA ($3.2mA \times 2$) とした。

終段真空管のカソードは、トランジスタ Q₁₁₁ (2SC3503) による定電流負荷である。ほかの終段回路方式として、終段真空管の一方のユニットをカソードフォロワーに用い、他方のユニットを定電流負荷として用いることが考えられるが、この場合、真空管各ユニットの設定電流が倍に増え、さらに、定電流負荷は 3 極管特性によって良好な定電流特性にならな



(a) 熱結合Cuキャップなし



(b) 熱結合Cuキャップあり

[図5] 熱結合Cuキャップの効果 (実験回路にて測定)

いので、本機では優れた結果は得にくい。

また、単に 20k Ω 程度の抵抗によるカソードフォロワーとすることも考えられるが、抵抗自体によって動作電流振幅が増大し、そして、信号電圧側の駆動能力が下がるので、やはり本機では優れた結果は得にくい。もちろん、それらを採用しても著しい欠点はないが、本機の場合、トランジスタ Q₁₁₁ による定電流負荷が最も素直な特性が得られる。

アンプの負荷 (駆動電流) を軽減するために、イコライザ素子のインピーダンスはかなり高くしているものの、高域での負荷駆動能力の余裕は少ない。

イコライザアンプのほかの負荷 (VOLUME および REC-OUT 負荷) は、数 10k Ω 以上とする必要がある。なお、 R_{114} (1.5k Ω) と C_{103} (680pF) は、RIAA 偏差の高域での跳ね上りを抑えるものであるが、アンプの高域での負荷要因にもなっている。

DC バランス補正回路

イコライザアンプでは、イコライザ特性の低域ゲインが大きいため、初段真空管 Q₁₀₁ のグ

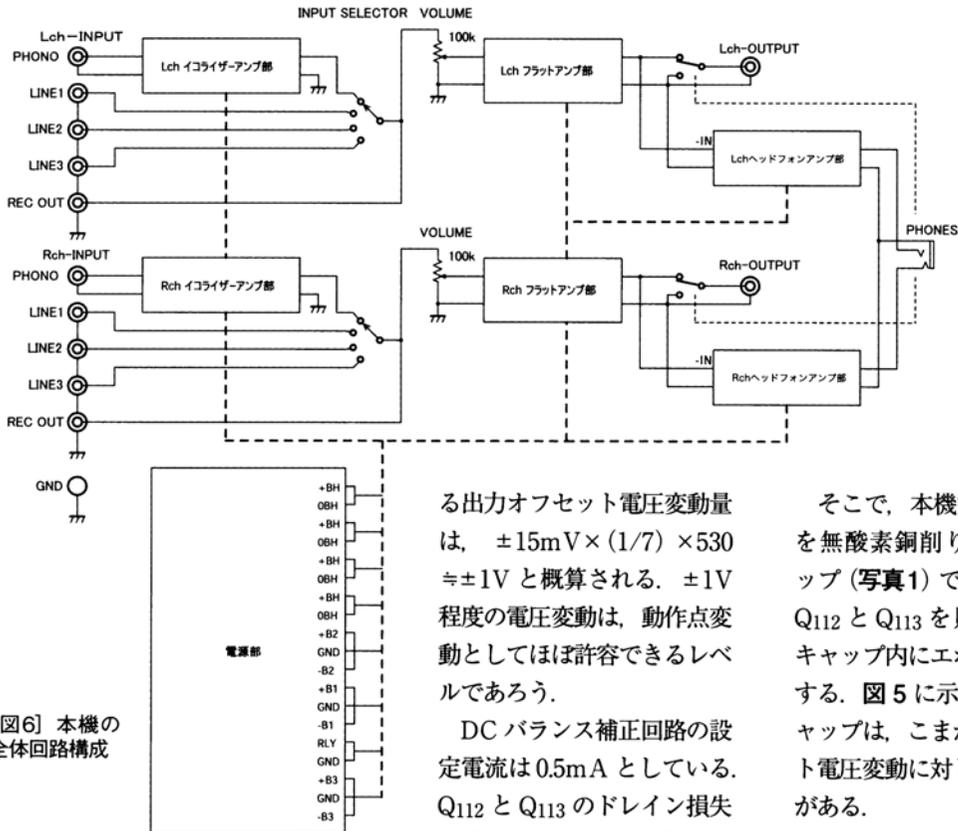
リッド電圧差 ΔV_g 変動に起因する出力オフセット電圧変動が大きくなる。本機では、その出力オフセット電圧変動を抑制するために DC バランス補正回路を設けている。

DC バランス補正回路のトランジスタ Q₁₁₂、Q₁₁₃ には g_m が大きく ($I_D = 0.5mA$ にて実測値 $g_m = 12mS$)、高耐圧 ($V_{DSS} = 250V$) の MOS-FET (2SK4150) を用いた。高耐圧 MOS-FET を使用することで、DC バランス補正回路をきわめてシンプルな回路とすることができた。

C_{107} (1 μF) は R_{125} (100k Ω)、 R_{126} (100k Ω) と協働して LPF を構成している。超低域で、Q₁₁₂、Q₁₁₃ の出力電流 (ドレイン電流) 変化が初段真空管の定電流負荷 Q₁₀₃、Q₁₀₄ のエミッターに注入され、初段真空管のグリッド電圧差 ΔV_g 変動を初段真空管のプレート電流変化で補償する。

DC バランス補正回路によって、初段真空管の g_m を 2mS とすれば、出力オフセット電圧変動はおよそ $1 / (12mS / 2mS + 1) = 1/7$ に抑制される。

初段真空管のグリッド電圧差 ΔV_g 変動を $\pm 15mV$ 、イコライ



【図6】本機の
全体回路構成

ザアンプのDCゲインを530(倍)とすれば、初段真空管のグリッド電圧差 ΔV_g 変動に起因す

る出力オフセット電圧変動量は、 $\pm 15\text{mV} \times (1/7) \times 530 \approx \pm 1\text{V}$ と概算される。 $\pm 1\text{V}$ 程度の電圧変動は、動作点変動としてほぼ許容できるレベルであろう。

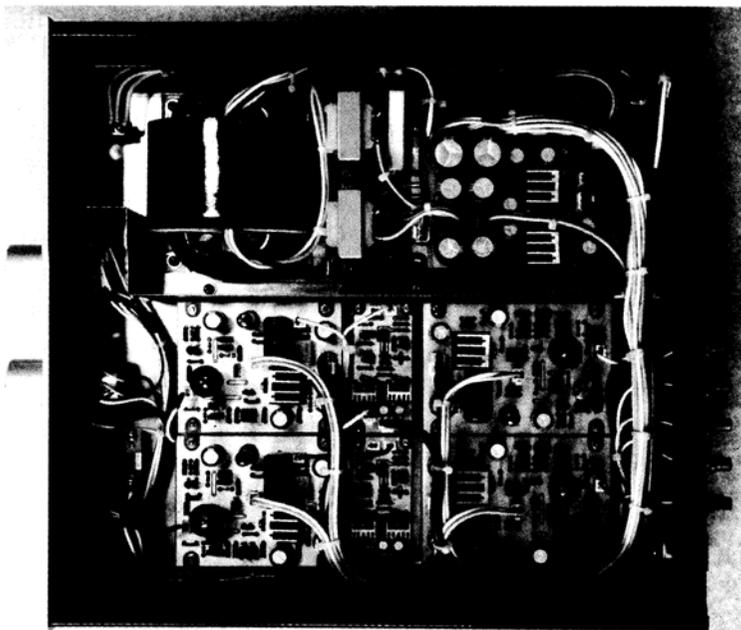
DCバランス補正回路の設定電流は 0.5mA としている。 Q_{112} と Q_{113} のドレイン損失はそれぞれ約 29mW となるので、やや発熱して、 Q_{112} - Q_{113} ペアが周囲温度変動の影響を受けやすくなる。

そこで、本機では Q_{112} と Q_{113} を無酸素銅削り出しのCuキャップ(写真1)で熱結合している。 Q_{112} と Q_{113} を貼り合わせ、Cuキャップ内にエポキシ樹脂を充填する。図5に示すように、Cuキャップは、こまかな出力オフセット電圧変動に対してかなりの効果がある。

出力オフセット電圧調整は、まず、図4のポイント P_{11} と P_{12} を短絡して、半固定抵抗 R_{102} (100Ω (B))によって出力オフセット電圧(ポイント P_2)を 0V にし、次に、 P_{11} と P_{12} の短絡を取り除き、半固定抵抗 R_{123} (100Ω (B))によって再度出力オフセット電圧を 0V にする。出力オフセット電圧が大きい場合は、 R_{102} を大きい抵抗値(たとえば 200Ω (B))に変更するか、もしくは図4に示すように、 R_{adj1} あるいは R_{adj2} を付加して調整する。

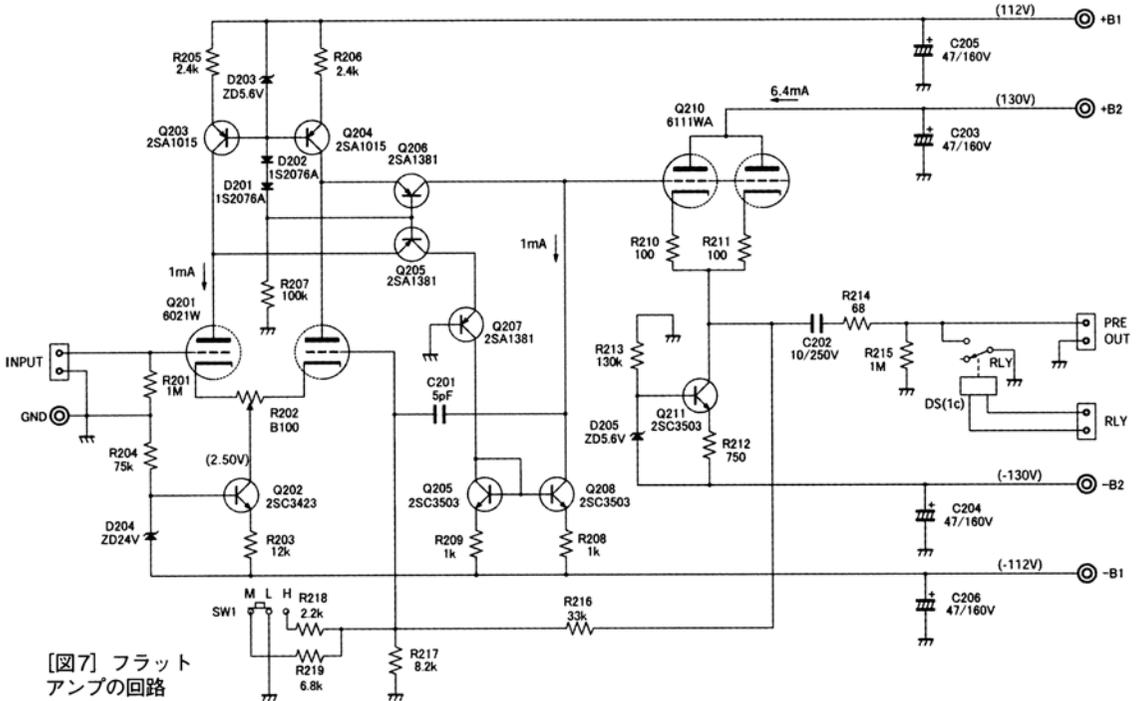
本機の回路構成

図6に本機の全体回路構成を示す。本機はヘッドフォンアンプも設けて、パワーアンプを接続しなくても適宜ソースをチェックできるように機能性を高めている。ヘッドフォンアンプには、プリアンプ出力(フラットアンプ出力)



筐体は特注したもので、t2鋼板を曲げ加工した板をM4溶接ナットで箱型に組んだ構造。内部は4種の各基板で占められ、電源部は左上に配置した

1段増幅ハイブリッドプリアンプ



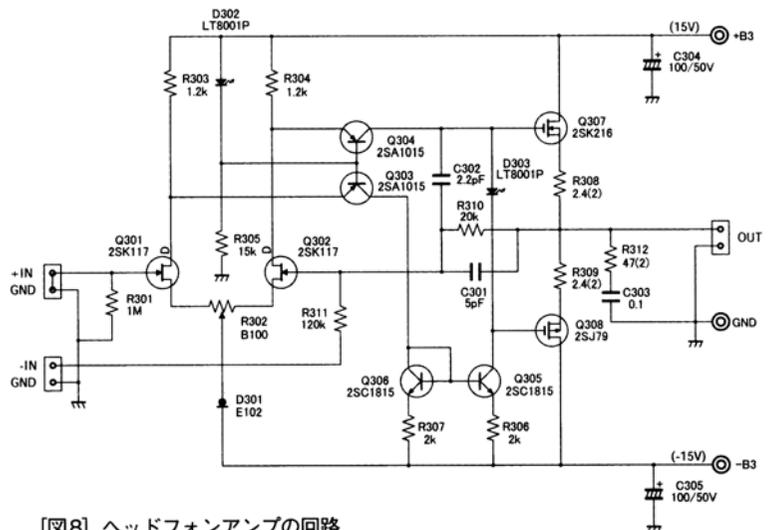
の音を確認する役目も持たせているので、ヘッドフォンアンプはフラットアンプ後に設けたヘッドフォン駆動バッファとしている。

以下、図6における、前記イコライザーアンプ以外の回路について説明する。

図7にフラットアンプ部回路を示す。フラットアンプの基本回路は、イコライザーアンプとおおむね共通である。フラットアンプではDCバランス補正回路は設けず、イコライザーアンプと同様に、出力にコンデンサーC202(10 μ F)を入れてDC成分をカットしている。いわゆるDCアンプではない。初段およびI-V変換回路の設定電流は、ともに1mAとしている。

出力コンデンサーがあるので、フラットアンプ部の出力オフセット電圧調整は不要である。半固定抵抗R202(100 Ω (B))は中点位置にしておけばよい。

フラットアンプは、電圧ゲイン

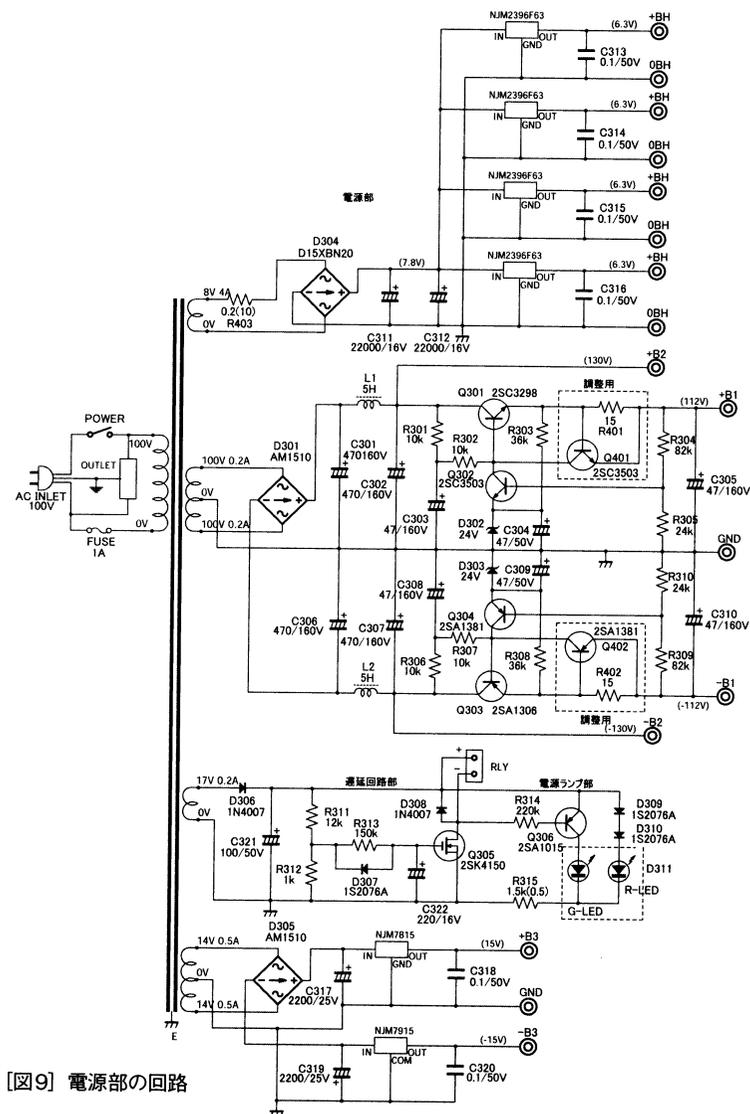


が0dBのパワーアンプ駆動をも想定して、仕上がりゲインをL(ロー)ゲイン14dB(5倍、従来パワーアンプ対応)、M(ミドル)ゲイン20dB(10倍、ゲイン0dBの小出力パワーアンプ対応)、H(ハイ)ゲイン26dB(20倍、ゲイン0dBの大出力パワーアンプ対応)の3段階とし、3ポジションをSW₁で切り換える。R218を1k Ω 弱まで下げれば、ゲインを

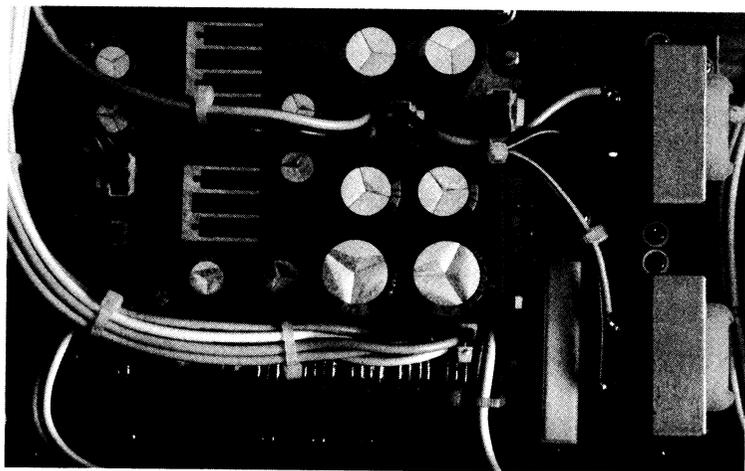
32dB(40倍)にすることができる。

図8にヘッドフォンアンプ部回路を示す。ヘッドフォンアンプは、ハイブリッドアンプではなく、FET入力～MOS-FET出力の簡素化した1段増幅アンプである。ヘッドフォンアンプの電圧ゲインは-15.6dB(1/6倍)である。INV入力としている。

図9に電源部の回路を示す。終段真空管6111WA用の $\pm B_2$ は、



【図9】電源部の回路



電源基板のようす。定電圧制御用のトランジスタ Q401 (2SC3503) と Q402 (2SA1381) には小型放熱器を取り付ける。右には、2つのチョークコイルとブリッジダイオード、基板の下には3端子レギュレーター IC を配置

ブリッジ整流したあととチョークコイルでリップルノイズを低減して得ている。終段といえども3極管であるので、ある程度リップルを低減しておく必要がある。

±B₂ から簡素な安定化電源によって、初段真空管 6021W および I-V 変換回路用の ±B₁ を得ている。±B₁ を安定化電源とすることは、リップルノイズおよび AC ラインからのノイズを効果的に抑制するために本機では必須であろう。

ヒーター電源は、合計8個のサブミニチュア管 (6.3V/0.3A) に対し、4個のレギュレーター NJM2396F63 (6.3V/1.5A) を用いている。電圧が6.3V 固定のレギュレーターを用いることで、ヒーター電源回路をより簡素なものとする事ができた。

電源部には、調整時の安全のために Q401, Q402 などからなる電流制限回路を外付けしている。調整時に、±B₁ 出力ラインに抵抗を入れるなど、注意深く行えばなくてもよいものである。

電源 ON 時の Q305 によるミュートングは、パナソニックの DS リレーによって、電源 ON 時に出力を GND に短絡することで行う。ミュートング時間は、およそ 35 秒である。

次号では、製作過程、特性などについて解説する。



リアパネルのようす。左より出力端子、REC-OUT、LINE3からLINE1、PHONO入力端子、アース端子。AC アウトレット、AC インレットとヒューズホルダー