

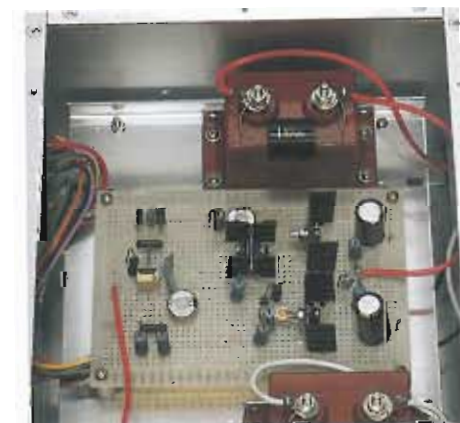
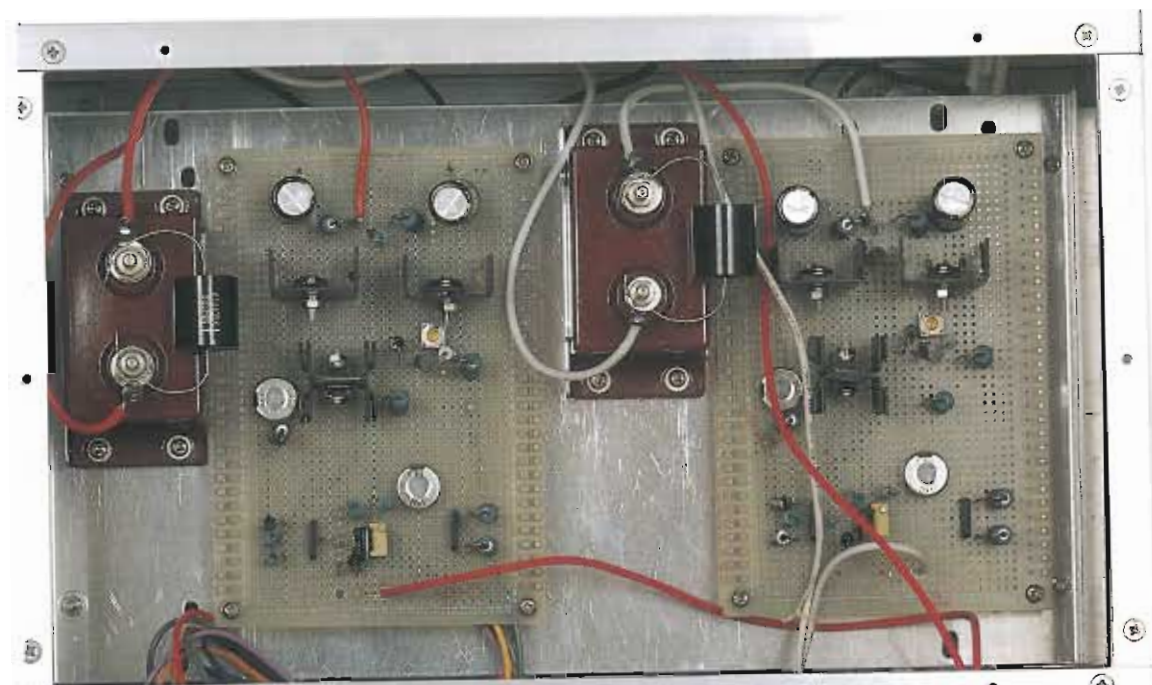


2段差動アンプにSEPP出力段を加えた定番のDCユニットアンプを用いたラインコントロールアンプ。DCドリフト特性に優れ、出力コンデンサーなしでもDCパワーアンプを直接ドライブできる。作例では安全のために出力コンデンサーを入れているが、電源投入時は本機を先に、パワーアンプをそのあとにし、切断時はその逆にすれば、何ら問題なく運用できる。これで高価な出力コンデンサーが不要になり、音質も向上した。出力コンデンサーを使わない音の純粹さはなにものにも代え難い。

CD, SACD再生の要となる音量調整とゲイン設定

ラインコントロールアンプ

落合 萌 OCHIAI Moyuru



パワーアンプ電源のオン・オフにかかわらず本機の電源をオン・オフするために、安全を見越して出力コンデンサーが取り付けられている。作例では双信電機のマイカコンデンサーとポリカーボネートコンデンサーを使用

タカチのアルミケースに中間シャシーを付け、そこにアンプ基板と出力コンデンサーを取り付ける。電源部は別筐体のため、アンプ部はこれだけの内容



リアパネルは電源供給端子と、信号入力端子のみが並ぶ

バッテリードライブDCパワーアンプ

[前編]

金田明彦 KANETA Akihiko

1980年代後半の電池式DCパワーアンプは、音の良さを作りやすさ、低コストがあいまって、入門者にも歓迎された。しかし乾電池配線の手間と、メーカーの仕様で乾電池そのものの音がDCアンプにそぐわないものになったこと、そして完全対称アンプの完成で、電池式パワーアンプは下火になっていた。近年充電式電池の高性能化が進み、これをDCパワーアンプの電源に活かさないかとの発想で完成したのが今回のバッテリードライブDCパワーアンプである。まずはその回路構成から見ていこう。



はじめに

待望のバッテリードライブパワーアンプが復活した。何と1993年以来で、17年ぶりの復活だ。最近の充電式バッテリーの高性能化と、完全対称アンプの進化による絶妙のタイミングでの復活である。そのきっかけは機動力が重視される録音系のA/Dコンバーターである。これがマイクアンプ、ラインアンプ、ヘッドフォンアンプ、D/Aコンバーターと発展し、ついにパワーアンプまで完成できた。

以前のバッテリードライブパワーアンプは使い捨てのマンガン電池を使っていた。ところがエコの目的で水銀の含有量が次第に減るたびに音にエネルギー感がなくなり、水銀ゼロでは、バッテリードライブの特徴が激減した。

折しもバッテリードライブでは絶対実現不可能な6C33C-B DCパワーアンプを製作し、この音がバッテリードライブパワーアンプの

音を超えた。このとき生まれたのが完全対称アンプで、この方式を半導体アンプ、ハイブリッドアンプまで広げることができた。

そして、今回のバッテリードライブパワーアンプの誕生だ。本機は応用範囲が実に広く、電源一体型として単体でも使用できるし、電源分離型としてマルチアンプにも使える。

反転アンプとして作り、ゲインコントロール機能を使えば、ラインアンプを使わなくても、D/Aコンバーターの出力を直に受け取ることができる。非反転アンプと反転アンプと組み合わせて差動出力アンプにすれば、4倍の出力を出せるハイパワーアンプになる。

マイクアンプと組み合わせて使えば、PA用やベースアンプ、ギターアンプに使える。DCパワーアンプの世界をいっそう広げるのが本機の使命ともいえる。

本機は作りやすさの点でも最高だ。入手しにくいパーツは代わり

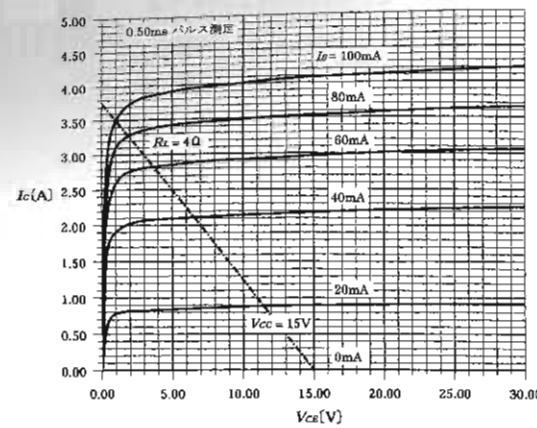
のものを使ってもバッテリードライブの特徴は活かせるだろう。あまり深く考えないで、とにかく作って聴いてみよう。かつて聴いたことがないような音の世界が広がるだろう。

バッテリードライブパワーアンプ

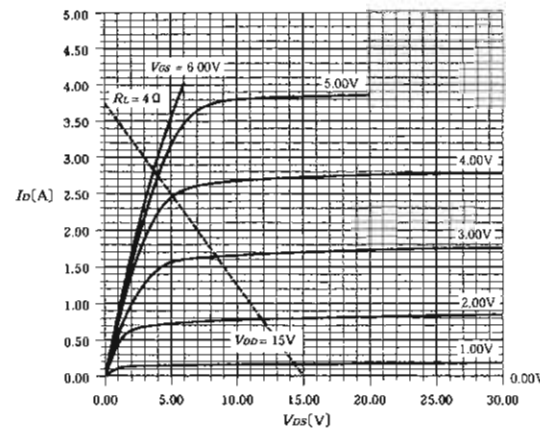
AC電源対バッテリー電源

パワーアンプは電源のエネルギーから入力電圧信号に相似形の出力電力信号を作り出す。アンプ(増幅器)といっても、信号そのものを拡大(増幅)するのではなく、入力信号の拡大コピーを作るのがアンプの働きだ。だから出力信号の原料となる電源によって、音が変わるのは当然だ。

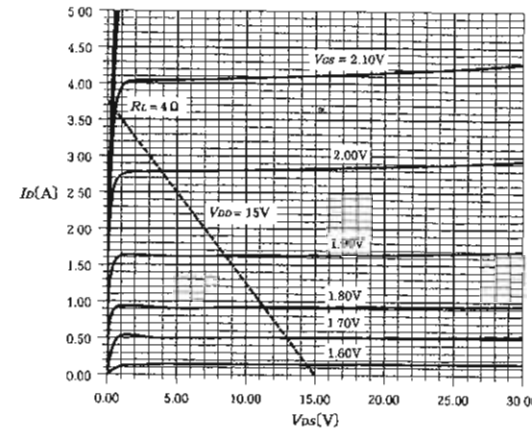
前回のトランスレスプリアンプで、整流回路の働きについて説明したが、アンプがAC100V電源と接続されている期間は、1サイクルのうちAC電圧のピーク付近のごく短い期間だけで、大部分の期



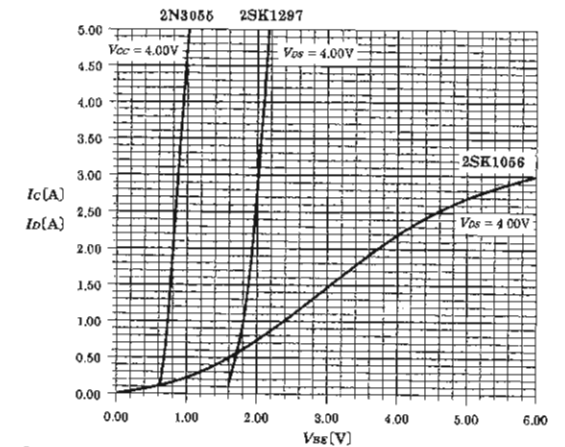
【図1】 2N3055の $V_{CE}-I_C$ 特性



【図2】 2SK1056の $V_{DS}-I_D$ 特性



【図3】 2SK1297の $V_{DS}-I_D$ 特性



【図4】 $V_{BE}-I_C$, $V_{GS}-I_D$ 特性

間はフィルターコンデンサーに貯まった電荷を利用しているに過ぎない。入力信号のタイミングとAC電源のタイミングは無関係だから、出力信号がAC電源のエネルギーから作られるか、コンデンサーの電荷から作られるかは偶然によって決まる。

さらに整流ダイオード、パワートランス、配線材およびその向きやACプラグの極性によっても音が変化する。音に影響する要素が非常に多いのだ。

一方、バッテリードライブアンプではアンプと電源が常時接続されている。いかなる瞬間でも出力信号はバッテリーから作られる。しかも音に影響する要素はバッテリーのみと極めてシンプルな状態だ。

バッテリーの特性すなわち、内部抵抗、出力電流、放電特性などが良ければ、バッテリードライブアンプがいかに音の点で有利か想像に難くない。

バッテリードライブにも不利な点がある。バッテリーの電圧も容量は限られている。実用上むやみに大量のバッテリーを使うわけにはいかない。この限られた条件で、いかに長時間にわたって大きな出

力電力を出し得るかが、バッテリードライブアンプの最大のテーマになる。この点では効率最重視の考え方が必要だ。

出力段デバイス

パワーアンプの効率、すなわち消費電力に対する最大出力電力の比率は、出力段デバイスの特性と動作条件によって決まる。バッテリードライブアンプでは、多量のヒーター電流が必要で動作に高電圧を要する真空管は不利になる。半導体アンプに比べて圧倒的に音が良ければ、運用上多少問題があってもやる価値はある。この場合は水平偏向管などの低電圧・大電流型の真空管が適するだろう。

半導体デバイスではバイポーラートリ、通常MOS-FET、そして大電流型MOS-FETが候補として考えられる。しかしこれらは自由な電圧と大きな電流が使えるAC電源アンプの場合であり、バッテリードライブアンプとなると、効率重視の観点から厳しい選択に迫られる。

図1はバイポーラートリ、2N3055のコレクター・エミッター間電圧 V_{CE} 対コレクター電流 I_C 特性である。ベース電流 I_B を一定にして、

V_{CE} の変化に対する I_C の変化をプロットした特性だ。1V以下の低電圧領域では V_{CE} に比例して I_C が増加する抵抗特性を示し、3V以上の高電圧領域では V_{CE} の変化に対して I_C が緩やかに変化する定電流特性を示している。2つの特性の境目の特性、いわゆる肩特性はかなりシャープに変化する。肩特性がわずかに2Vの狭い領域にあるからだ。各特性間の平行度は良好だ。各特性間の平行度は良好だ。 I_B が多くなるほど特性間の間隔が狭くなり、 I_B の増加に対して I_C が次第に飽和する方向に近づいている。

実際にアンプとして使用できる特性は、特性間の平行度が良好な定電流特性であり、抵抗特性領域はアンプには使えない飽和領域になる。

2N3055を電源電圧 $V_{CC} = \pm 15V$ 、負荷抵抗 $R_L = 4\Omega$ のSEPP出力段に使用した場合を調べるために、図1にロードラインを引いてみよう。 $\pm 15V$ の電源電圧はバッテリードライブアンプに適した電圧であり、 4Ω の R_L は低インピーダンスのスピーカーも想定してある。

$I_B = 100mA$ の特性とロードラインの交点に注目したい。交点の V_{CE}

は1V、 I_C は3.5Aだ。4Ω負荷に対するピーク出力電流が3.5Aになるので、正弦波出力に対する最大出力電力の実効値 P_{Omax} は、

$P_{Omax} = R_L \times I_C^2 / 2 = 24.5W$ になる。交点の $V_{CE} = 1V$ はコレクター・エミッター間飽和電圧 $V_{CE SAT}$ であり、 V_{CC} のうちデバイスによって消費されてしまう無効電圧だ。バッテリードライブアンプでは $V_{CE SAT}$ が小さいほど、効率の良いデバイスになる。

図2はMOS-FET、2SK1056のドレイン・ソース間電圧 V_{DS} 対ドレイン電流 I_D の特性である。パラメーターはゲート・ソース間電圧 V_{GS} である。低電圧領域は抵抗特性、高電圧領域は定電流特性の特徴はバイポーラートリと同様だ。ただし両特性の境目がかなり高い電圧に移行しており、飽和領域が広くなり、有効電圧が少なくなっている。

$V_{GS} = 4V$ の特性とロードラインの交点は $V_{DS} = 4V$ 、 $I_D = 2.75A$ である。これより P_{Omax} は15.1Wとバイポーラートリよりかなり少なくなる。これは飽和電圧 $V_{DS SAT}$ が大きいからである。

2SK1056の特徴は入力容量や帰還容量が非常に少なく、ドライブ

に電力を必要としない点である。この特徴を活かせば2段差動アンプで直接出力段がドライブでき、きわめてシンプルなパワーアンプが実現する。ただしドライブ電圧が4Vと高いので、電圧増幅段には高い電源電圧が必要になる。

図3は大電流型MOS-FET、2SK1297の V_{DS} 対 I_D 特性である。さすが大電流型に相応しく、実に見事な定電流特性である。しかも V_{GS} が高くなるにつれて特性間の間隔が広がるエキスパンダー特性だ。 $V_{GS} = 2.3V$ の特性とロードラインの交点から $V_{DS} = 0.4V$ 、 $I_D = 3.62A$ である。 P_{Omax} は26.2Wと3種のデバイス中最大である。 $V_{DS SAT}$ が非常に小さいのは大電流型MOS-FETの特徴であり、本来の用途がロボット制御用のスイッチング素子だからである。

飽和電圧の点では大電流型MOS-FETが圧倒的に有利であり、次いでバイポーラートリが有利になる。通常MOS-FETではもっと飽和電圧の小さいものを探さなければならぬだろう。

ドライブ電圧

今度はドライブ電圧の観点から3種のデバイスを比較しよう。図

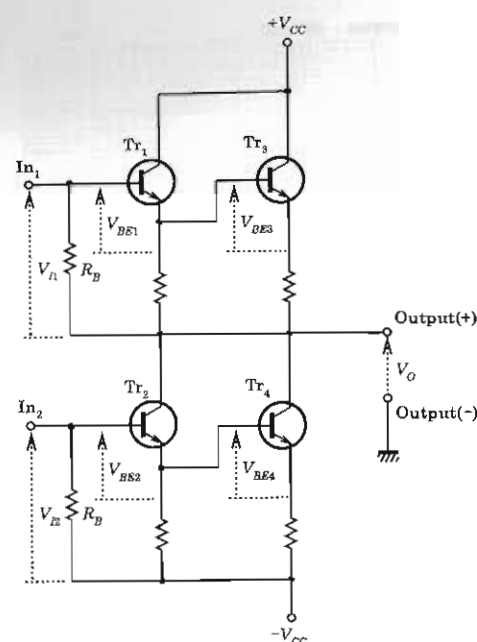
4はバイポーラートリのベース・エミッター間電圧 V_{BE} 対 I_C 特性とMOS-FETのゲート・ソース間電圧 V_{GS} 対 I_D 特性、すなわち入力電圧対出力電流特性だ。

2N3055はわずか0.6Vと低い V_{BE} から I_C がシャープに立ち上がり、 $V_{BE} = 1.02V$ で $I_C = 5A$ ときわめて少ない V_{BE} の変化量で大幅に I_C をコントロールできる。 $I_C = 3.5A$ のときの V_{BE} は0.88V。ドライブ電圧の点ではバイポーラートリが圧倒的に有利になる。

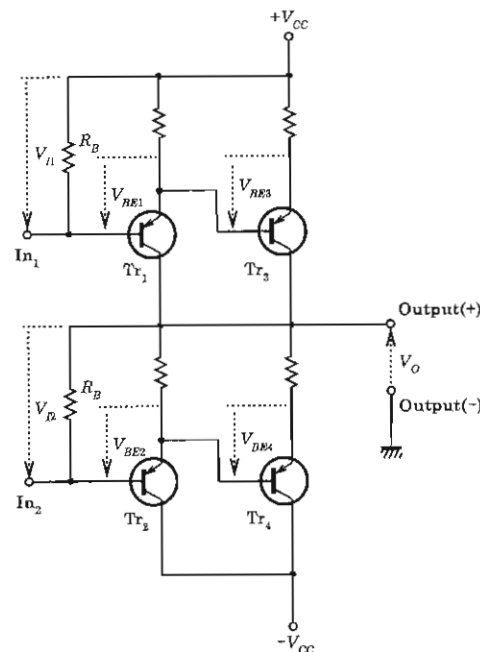
ただし、これはあくまでもドライブ電圧であり、バイポーラートリのドライブには I_B が必要なので、ドライブ用トリを追加して差動アンプの出力電流を増幅しないと、2段差動アンプでは直接ドライブできない。

2SK1056は V_{GS} の変化に対して I_D が緩やかに変化し、 $I_D = 3A$ 流すには V_{GS} が4.0Vも必要になる。ドライブ電圧の点でもバッテリードライブには不利なデバイスだ。

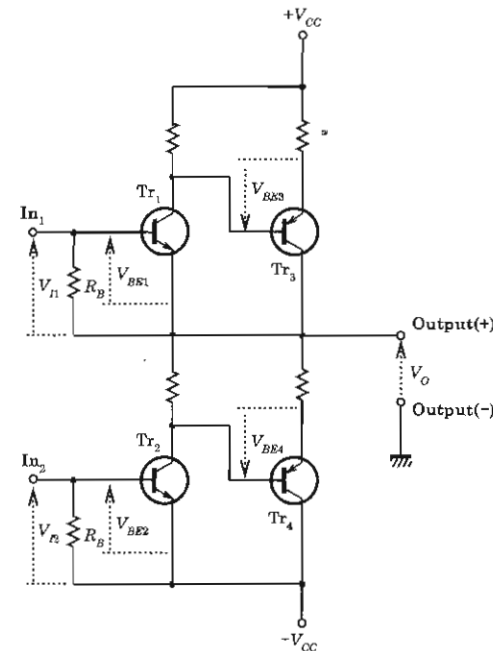
2SK1297は $V_{GS} = 1.55V$ から I_D が立ち上がり、 V_{GS} 対 I_D の変化率も2N3055とほぼ同等である。 $I_D = 3.62A$ のとき V_{GS} は2.3Vであり、ドライブ電圧の点ではバイポーラートリに次いでドライブしやすい



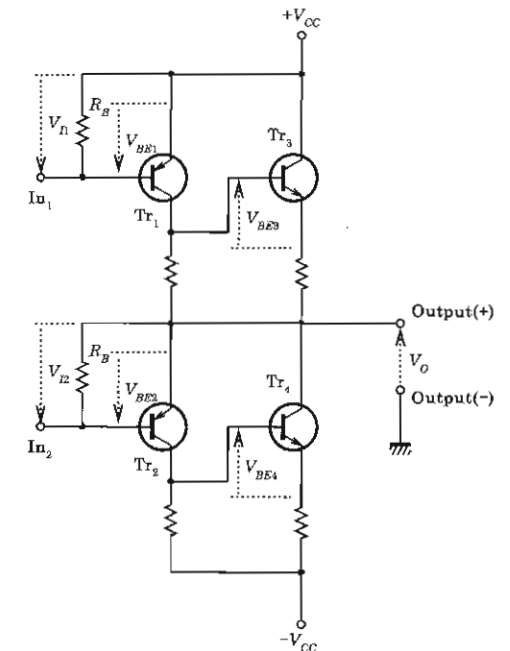
【図5】 npnダーリントン出力段



【図6】 pnpダーリントン出力段



【図7】 npn-pnpインバーテッドダーリントン出力段



【図8】 pnp-npnインバーテッドダーリントン出力段

いデバイスだ。

ただし大電流型MOS-FETは電極間容量が非常に大きいので、容量を素早く充放電するためのドライブ段が不可欠だ。

低い電源電圧で動作するバッテリードライブではバイポーラTrのように、電流ドライブのほうが有利である。パワーアンプに限らず、他のアンプでも、電圧ドライブよりは電流ドライブのほうが有利なのが、バッテリードライブアンプの特徴になる。

アイドリング電流

バッテリードライブパワーアンプの出力段は他のDCパワーアンプと同様、SEPPプッシュプル出力段であり、その動作はB級に近いAB級である。出力段には無信号時でもアイドリング電流 I_0 を流す。これは+側出力段と-側出力段の電流合成をスムーズにして、クロスオーバー歪みや高調波は歪みを少なくするために必要な電流である。

バッテリードライブアンプでは、 I_0 はできるだけ少ないほうがよい。音楽信号では最大出力を出す期間は少なく、平均消費電流は I_0 で決まるからである。

必要な I_0 の値は出力段のデバイスによって異なる。バイポーラTrでは V_{BE} 対 I_C 特性、FETでは V_{GS} 対 I_D 特性によって決まる。これらの電圧対電流特性が、低い電圧で、電流がシャープに立ち上がり、しかもその特性が直線に近いほど、少ない I_0 で歪みの少ない動作をする。もしこの特性が電圧0V、電流0Aを通る直線なら、 $I_0=0A$ で+側と-側の電流が合成できるはずだ。

図4でわかるように、バイポーラTrがわずかに0.6Vの V_{BE} で I_C が立ち上がり、特性が直線に近いので、最も少ない I_0 で電流合成ができる。本機の実験では、わずか10mAの I_0 でクロスオーバー歪みは発生しない。実験の結果、大電流型MOS-FETでは100mA以上の I_0 を要し、MOS-FETでは200

mA以上 I_0 を流さなければならない。この点でも圧倒的にバイポーラTrが有利になる。

出力段の構成

出力段は電流増幅率を大きくし、ドライブに要する電流（入力電流）を少なくするために、ダーリントン接続かインバーテッドダーリントン接続にする。またnpnTrとpnpTrの組み合わせにより図5～8の4種類の出力段ができる。このよう構成可能な数が多いのは、同極性のデバイスでプッシュプル出力段を構成する完全対称アンプならではの利点だ。通常のコンプリメンタリーエミッターフォロワー出力段では、ダーリントンまたはインバーテッドダーリントンの2種類しかない。

では4種の出力段からバッテリードライブアンプに適する出力段はどれだろう。キーポイントはドライブ電圧（入力電圧）にある。出力電圧 V_O を電源電圧 $\pm V_{CC}$ の近くまでフルにドライブするのに必

要な入力電圧が決め手になる。

簡単化のために、出力Tr (Tr_3 , Tr_4) のコレクター・エミッター間飽和電圧を無視して0Vとしよう。まず図5のnpnダーリントン出力段だ。 V_O が-の期間では Tr_3 はカットオフし、 Tr_4 がオン状態になる。このとき必要なドライブ電圧 V_{I2} は $-V_{CC}$ より $V_{BE2} + V_{BE4}$ だけ+側に高い電圧だ。図1からピーク電流 I_C は3.5A、 I_B は100mA、このときの V_{BE4} は図4から0.9Vになる。 $I_B=100mA$ は Tr_2 の出力コレクター電流になるが100mAと小さいので、 V_{BE2} は0.6V見ておけばよい。したがって V_{I2} は $-V_{CC}$ より+側に1.5V高い電圧になる。この電圧は電圧増幅段で作らざる電圧だ。なぜなら V_{I2} は $\pm V_{CC}$ の範囲内の電圧だからである。

問題は Tr_3 がオンで Tr_4 がオフになる V_O が+の期間だ。 V_O が $+V_{CC}$ となるには、ドライブ電圧 V_{I1} は $+V_{CC}$ より $V_{BE1} + V_{BE3}$ だけ高い電圧でなければならない。

電圧増幅段と出力段の電源が共

通の $\pm V_{CC}$ の場合には、 V_{I1} は $+V_{CC}$ 以上に高くないので、 V_O が $+V_{CC}$ より $V_{BE1} + V_{BE3}$ だけ低くなってしまふ。 $+V_{CC}$ がフルに利用できず、 $V_{BE1} + V_{BE3}$ だけ無効になる。したがって電圧増幅段の電源電圧は $+V_{CC}$ より最低でも $V_{BE1} + V_{BE3}$ だけ高い電圧にしなければならない。例えば $+V_{CC}$ が15Vならこれより1.5V高い電圧が必要になる。

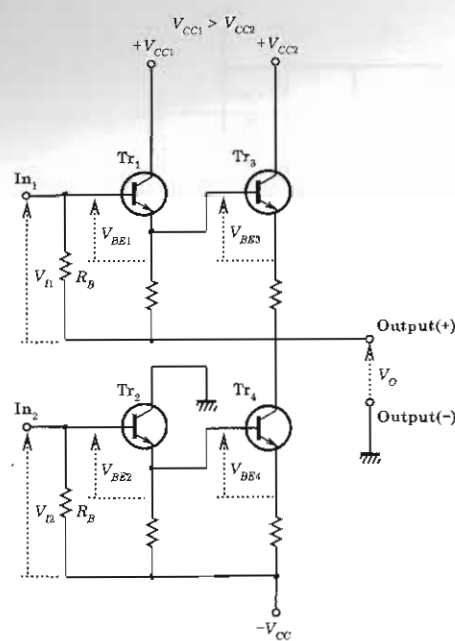
図6のpnpダーリントン出力段では、 V_O が+の期間では、ドライブ電圧は $+V_{CC}$ より、 $V_{BE1} + V_{BE3}$ だけ低い電圧であればよく、電圧増幅段で出力可能な電圧だ。ところが V_O が $-V_{CC}$ になる瞬間には、 V_{I2} は $-V_{CC}$ より $V_{BE2} + V_{BE4}$ だけ-側に高い電圧でなければならない。だから電圧増幅段の電源電圧は $-V_{CC}$ より最低でも $V_{BE2} + V_{BE4}$ だけ高くしなければならない。

npnダーリントンでもpnpダーリントンでも出力段をフルにドライブするには、電圧増幅段の電源電圧を $V_{BE1} + V_{BE3}$ または $V_{BE2} +$

V_{BE4} だけ高くしなければならないが、+側または-側のいずれか片側で済む。

ドライブ電圧はドライブ抵抗 R_B に流れる電流、すなわち電圧増幅段の出力コレクター電流で発生することを覚えてほしい。この後のインバーテッドダーリントン出力段と比較するからだ。

実はダーリントン出力段では出力 (Tr_3 , Tr_4) を $V_{CE SAT}$ までドライブすることができず、無効電圧が発生する。その理由はドライブTr (Tr_1 , Tr_2) のコレクターと出力Trのコレクターが接続されており、同じ電圧で動作しなければならないからである。再度図4を見てほしい。 Tr_2 が飽和するほどコレクター電流が流れても、コレクター電圧がエミッター電圧より低くなることはない。したがって Tr_4 のコレクター電圧も Tr_2 のエミッター電圧、つまり V_{BE4} より低くはならない。だから Tr_4 の $V_{CE SAT}$ に加えて V_{BE4} の無効電圧が生じるのだ。この現象を回避するに



【図9】 高効率npnダーリントン出力段

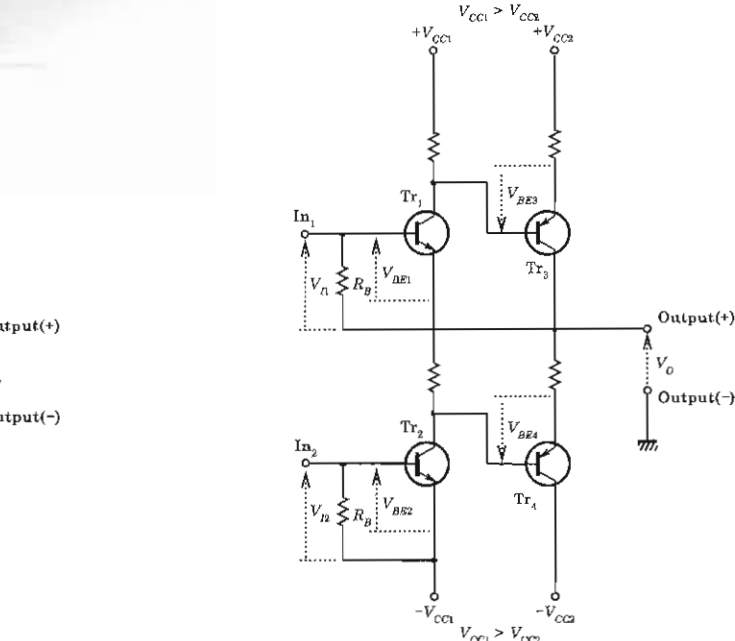
は、図9のようにTr₂とTr₄のコレクター接続を外し、Tr₂のコレクターを $-V_{CC} + V_{BE2} + V_{BE4}$ より高い電圧に接続するとよい。最も簡単なのは0Vに接続することだ。

Tr₁、Tr₃でも同じ現象が生じるが、これを回避するには、Tr₁のコレクターをTr₃のエミッターの最高電圧、すなわち最大出力時の+側のピーク電圧 $+V_{CC}$ より高い電圧に接続すればよい。電圧増幅段の電源に出力段より高い電圧を使うのなら、この電源に接続するのが最も簡単だ。

図9の出力段はダーリントンの発展型といえるので高効率ダーリントンと呼ぶことにしよう。AC電源アンプでは0.9V程度の無効電圧に注意を払う必要はなかったが、電源電圧の低いバッテリードライブではほんのわずかな電圧でも無駄にしたいくない。

今度は図7のnpn-pnpインバーテッドダーリントン出力段を見ていこう。

V_O が+のピーク時には V_{I1} は+



【図10】 高効率npn-pnpインバーテッドダーリントン出力段

V_{CC} より V_{BE1} だけ高めればよい。 $+V_{CC}$ が15Vなら0.6V高くする。これならダーリントンの場合より、低い電圧で済む。

ここまではインバーテッドダーリントンのほうが、電圧増幅段に必要な電圧がより小さくて済みそうだ。ところがそうまいことばかりではない。 V_O が-のピーク時には V_O は $-V_{CC}$ になり、Tr₂のコレクター電圧はこれより-側に V_{BE4} だけ高くしなければならない。しかしこれは $-V_{CC}$ を超えた電圧なので不可能だ。Tr₂のコレクター電圧は $-V_{CC}$ 以下にはならず、 V_O は $-V_{CC}$ より V_{BE2} だけ小さい電圧になる。つまり $-V_{CC}$ のうち V_{BE2} の分が無効電圧になる。

この現象を回避するには、図10のように、Tr₂のエミッターを $-V_{CC}$ より-側に高い電圧に接続すればよい。この回路もインバーテッドダーリントンの発展型なので、高効率インバーテッドダーリントンと呼ぼう。

高効率インバーテッドダーリ

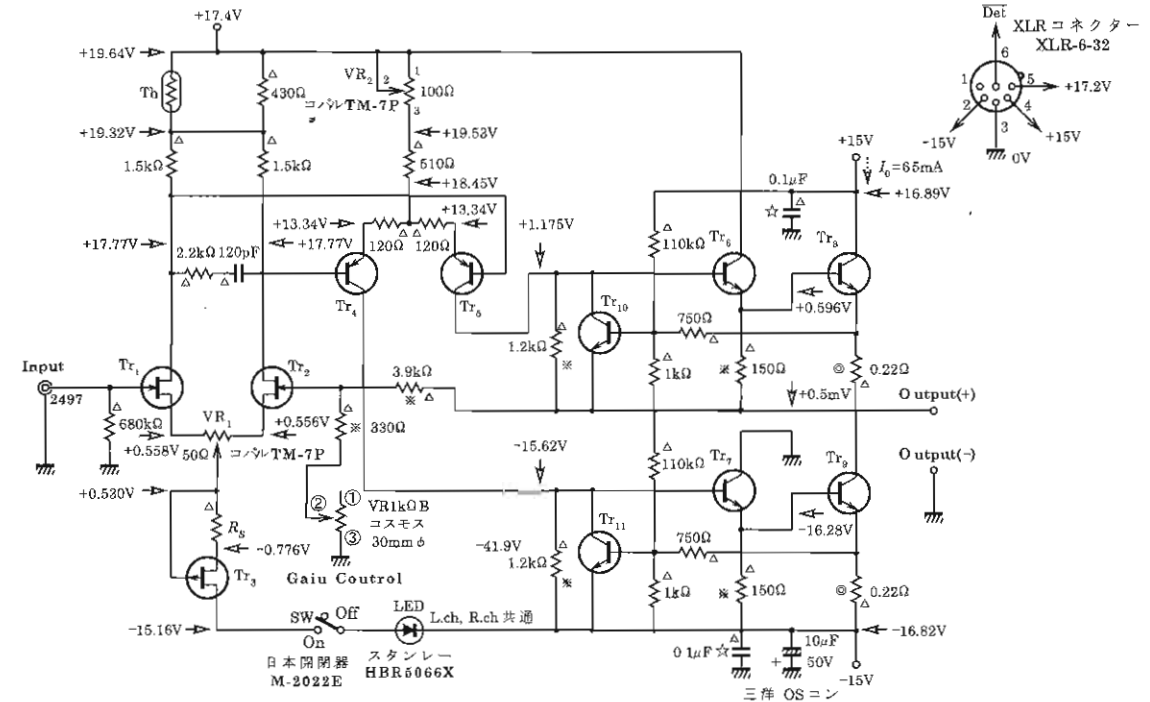
ントンでは+側にも-側にも $\pm V_{CC}$ より高いドライブ段用電圧が必要になる。高効率ダーリントンではドライブ段電圧を+側だけ高くすればよい。この点でバッテリードライブにはダーリントンが有利になる。

図8のpnp-npnインバーテッドダーリントン出力も電圧増幅段に必要な電源電圧は小さいが、出力段の V_{BE} だけ電源電圧をロスしてしまうのだ。

さて結論だが、出力段の選択は電圧増幅段との組み合わせで決まる。それは本機のパワーアンプ部を見ていこう。

本機パワーアンプ部

図11は本機のパワーアンプ部である。本機はアンプ部と電源部を分離した電源分離型として製作する。本機の電源は1台の電源から4台のアンプに電源を供給できる。電源分離型は必要に応じてアンプの数を増やせるので、ネットワーク方式からマルチアンプ方式に進



Tr₁, Tr₂: 2SK117BL, Tr₃: 2SJ103BL, Tr₄, Tr₅: 2SA606, Tr₆, Tr₇: 2SC1161, Tr₈, Tr₉: 2SD218, 2SD188, 2SD388, 2N3055, Tr₁₀, Tr₁₁: 2SC2240, Th: 200D5A, Tr₄とTr₅, ThとTr₆は熱結合, Tr₆, Tr₉はサイドパネルに取り付ける
*:スケルトン, ◎:福島双羽MPC74, ☆:ニッセイ電機糊用フィルム APS

【図11】 本機パワーアンプ部

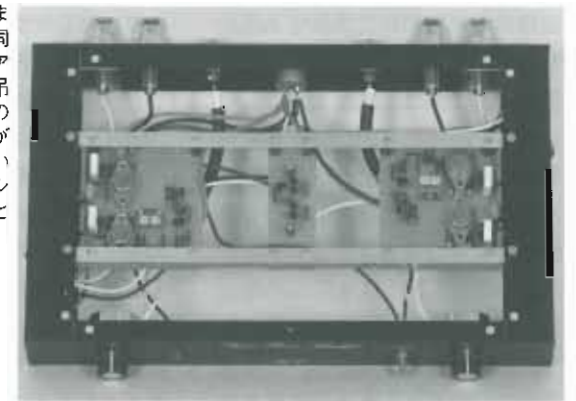
化させるのに必要な労力と経費が最小限で済む。後ほど説明するが、バッテリーに容量が大きなりチウムイオン型を使用したので、アンプごとにバッテリーを入れる必要がないからだ。

本機はたとえ1mAでも動作電流を減らす方向で設計した。1mAくらいと思うかもしれないが、アンプの台数が増えると無視できない電流になる。

さらに+側と-側の消費電流を完全に等しくした。消費電流がアンバランスだと、電流値の多いほうのバッテリーが先に減り、これで動作時間が決まってしまう。もう片方を使い切らないうちに充電しなければならない羽目になる。

本機の回路はこれ以上1個たりともデバイスが減らせないほど、

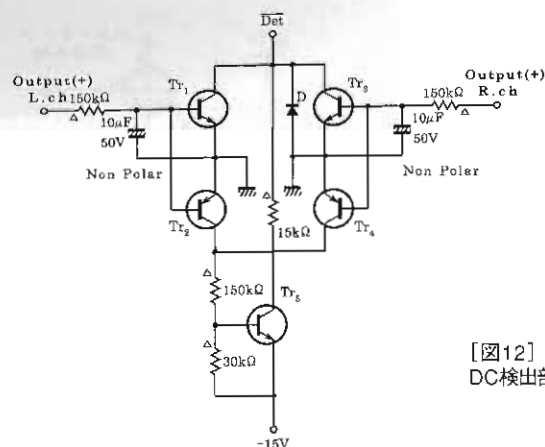
アンプ基板はこれまでのパワーアンプ同様、左右に渡したアルミングルから吊り下げる。出力段のアイドリング電流が小さく発熱も少ないので、アルミシヤシーの側板を放熱器として利用できる



超シンプルな構成だ。出力段の電源電圧は $\pm 15V$ 。バッテリードライブとしては実用範囲内の電圧だ。出力段(Tr₆~Tr₉)は高効率npnダーリントンである。電圧増幅段の+側電源電圧は出力段電源電圧より、2.4V(ニッケル水素電池2個分)だけ高くする。その理由は初段差動アンプ(Tr₁, Tr₂)のドレイン負荷抵抗に1.2Vの電圧をか

ける必要があるからだ。2段目差動アンプ(Tr₄, Tr₅)のエミッターと電源間に最低0.6Vの電圧がないと差動アンプ動作ができないのだ。

以前は出力段電源と電圧増幅段電源を独立にした。バッテリー(マンガン電池)の内部抵抗が低くなく、出力段の電流変化による電圧変動が、電圧増幅段に影響した



【図12】保護回路のDC検出部

Tr₁, Tr₂, Tr₃: 2SC2240, Tr₄: 2SA970
D: 1S1588

からである。最近のバッテリーなら内部抵抗が十分に低いので、電圧増幅段電源を出力段と共通にして、追加電圧で高くするだけでよい。

出力Trにはエミッター抵抗0.22Ωが入っている。これはアイドリング電流I₀安定化のためと、保護回路の電流検出用に入れてある。バッテリードライブではI₀の安定度が特に大事だ。温度上昇によりI₀が増えたとアンプの消費電流が増え、バッテリーの動作時間が減るからだ。この抵抗の効果でI₀は極めて安定になる。

I₀の温度補償は出力Trに熱結合したサーミスタThで温度を検出し、その抵抗値の変化で、2段目差動アンプのコレクター電流を変

化させ、出力段のドライブ電圧をコントロールする。図11でTr₈の温度が上昇し、I₀が増えるときはThの抵抗値が下がり、2段目差動アンプの入力電圧が低くなるので、コレクター電流が減少する。その結果、出力段のドライブ電圧が小さくなり、I₀が減少する。これらの変化はI₀の変化を元に戻す働きをする。

I₀は65mAに設定してある。10mAでもクロスオーバー歪みが生じないが、NFBを外した状態では波形観測をし、出力波形がきれいになる最小限の電流値を選んだ。

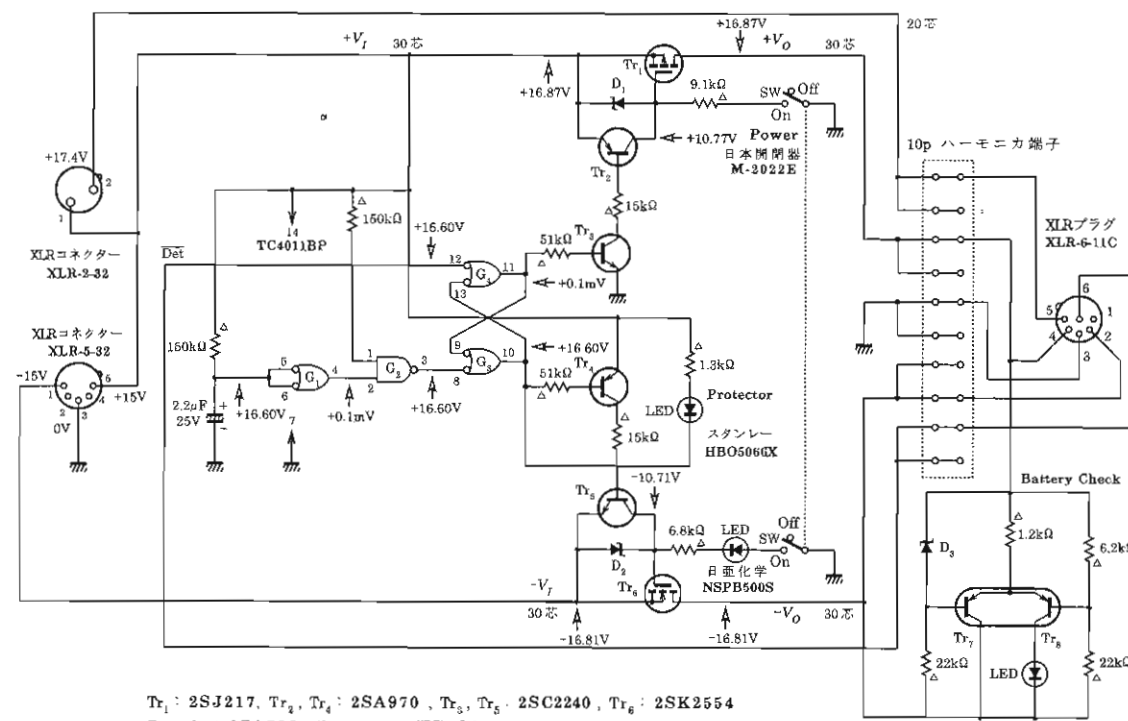
この状態で、パワーアンプを3台使用し、1日に2時間聴くとすれば、1週間はバッテリーが保つことになる。1週間に1回の充電

なら実用性は十分だ。もっと長時間聴きたければバッテリーを2組用意し、交互に充電しながら使えばよい。バッテリーには過充電防止機能が内蔵されているので、就寝中に充電してもよいだろう。

初段差動アンプにはカスコードアンプは使わない。電源電圧が低いので入れる必要がないからだ。定電流回路(Tr₃)は定電流特性の優れたPチャンネルFET(2SJ103)の自己バイアス型定電流回路である。最もシンプルで、バイポーラーTr式のように定電圧ダイオードに電流を流す必要はない。

2段目差動アンプのエミッターに入れた電流帰還抵抗は120Ω。オープンゲインを最適値にセットする抵抗値である。この段のゲインはコレクター負荷抵抗1.2kΩとエミッター抵抗120Ωの比(10倍)で決まる。2段目差動アンプのゲインとしてはかなり大きくしてある。電源電圧が低いので初段差動のドレイン負荷抵抗に大きな値が使えず、初段のゲインをあまり高くできないからだ。

2段目差動アンプには定電流負荷を使わない。定電流回路を動作させるには、最低1.2Vの電圧が必要になり、その分一側の電源電圧を高くしなければならないからだ。本機のように初段がNチャンネルFET、2段目がpnpTrの2段差



Tr₁: 2SJ217, Tr₂, Tr₄: 2SA970, Tr₃, Tr₅: 2SC2240, Tr₆: 2SK2554
Tr₇, Tr₈: 2SA798, D₁, D₂, D₃: HZ6C2, G₁, G₂, G₃, G₄: TC4011BP

【図13】電源部

動アンプでは、npnダーリントン出力段またはnpn-pnpインバーテッドダーリントン出力と組み合わせると定電流回路が省ける。初段がPチャンネル、2段目がnpnTrの2段差動アンプでは、pnpダーリントン出力段またはpnp-npnインバーテッドダーリントン出力段と組み合わせると、定電流回路が省略できる。

定電流回路を省略すると、2段目差動アンプのコレクター電流I_Cを自由に設定できなくなる。出力段のV_{BE}とドライブ抵抗R_Bの比でコレクター電流が決まってしまうからだ。I_C = V_{BE} / R_Bである。

ダーリントン出力段のV_{BE}はTr₂個の合計値だが、インバーテッドダーリントンでは1個分である。I_Cが同じならインバーテッドダーリントンではR_Bを1/2にしなければならず、2段目差動のゲインが1/2になる。これを補うためには

電流帰還抵抗を1/2にしなければならず、2段目差動アンプの出力インピーダンスが低くなる。ダーリントン出力段を使用した理由はここにもある。

本機のバッテリーは内部抵抗が低く、出力電流の大きいものである。だからアンプの保護回路はAC電源アンプと同様の本格的な回路を使う必要がある。アンプの保護回路はパワーリミッター型で、4Ω負荷をフルドライブできる条件にセットしてある。

本機にはゲインコントロールが付いている。マルチアンプ方式ではレベル調整用に必要だ。ネットワーク方式でも、スピーカーの効率に応じて使いやすいゲインにセットできる。

本機はAC電源DCパワーアンプと異なり、電圧帰還と電流帰還を混合するNFB方式は使わない。出力電流検出抵抗をスピーカーにシ

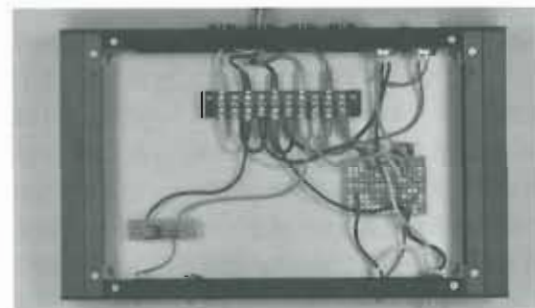
リーズに入れる必要があり、この抵抗で出力電力の一部がロスするからだ。電源電圧の低いバッテリードライブではほんの少しのパワーも無駄にはできない。

本機には電源スイッチがない。何と電源は入れっぱなしである。電源を少しでも無駄にできないバッテリードライブで、電源を入れっぱなしとはとんでもない話ではないか。実は初段定電流回路にシリーズ入れたスイッチでアンプの動作をオン・オフしているのだ。スイッチがオフでは定電流回路がオフし、初段差動アンプと2段目差動アンプがオフになり、出力段のドライブ電圧が0Vになるので、アンプには電流が流れない。保護回路の抵抗にわずかなスタンバイ電流が流れる程度である。

2回路の電源スイッチを+電源と-電源に入れて操作すると、2つの機械的なスイッチが同時にオ



下側の電源部から上側のアンプ部への電源供給には6ピンのXLRコネクタを使用。電源部に電力を供給するバッテリーは2種類あるため、コネクタも2ピンと5ピンを備える



電源給電部内部には、電源分配用のハーモニカ端子と、保護回路の制御基板、バッテリー電圧の監視回路が取り付けられている

2種類のパネルを例に室内音響を調整

ウェーブレットによる音響特性の解析 (3)

吸音パネルの効果の解析と聴感との関係

新井悠一 ARAI Yuichi



本誌4月号特集では6種類の音調パネルの試験実験を行った

本誌4月号の「測定と実験でわかる音調パネルの使いこなし」特集で試聴した音調パネル2種を例に、測定データをウェーブレット解析する。解析によって音圧レベルの時間的変化とその周波数成分が同時に把握できるようになるので、解析結果と聴感とを関連付けることによって、室内音響の調整が容易かつ正確になるだろう。

本誌4月号特集「測定と実験でわかる音調パネルの使いこなし」のための事前実験に参加し、誌上で実験データを紹介しましたが、誌面の制約上、限られたデータしか示すことができませんでした。

そこで、「音楽再生とリスニングルームの特性」(2010年3月号)で解説した室内の伝達特性、反射特性、音響特性の観点から、前述の実験で取得したMLSデータを基にウェーブレット解析を含め分析し、音調パネルとヒアリング結果について考えます。

室内音響特性

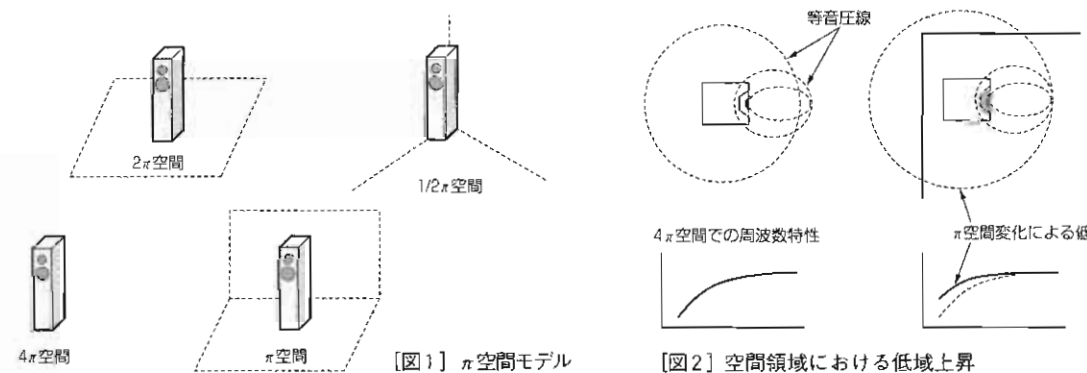
室内の特性は、大きく伝達特性、反射特性、音響特性で示されると思います。

伝達特性は一般的には周波数特性で表されます。反射特性は壁面や天井、床面からの直接反射、音響特性は残響特性と言ったほうが実態を表しているのかもしれませんが、実際の室内音響条件と以上に述べた諸特性の因果関係は必ずしも1対1の明確な対応があるわけではありません。たとえば側壁に吸音パネルを設置し、直接反射を制御するという事は、影響の大小はありますが聴取位置における周波数特性にも影響し、もちろん反射特性に関係し、さらには残響特性にも影響が及びます。つまり反射性のある壁を持つ部屋内において、音響特性の一部に手を加えるということは、同時に他の特性にも影響します。

4月号での音調パネルの実験を振り返って問題点を整理します。今回の実験は、主として壁面に吸音パネルを配置するものですが、個人のリスニングルームを想定した場合、大きさや価格帯から両側壁の1次反射面に配置して音像定位を改善することが現実的な活用方法で、製品によって効果の大小はあるものの、ヒアリング上かなり改善が認められました。

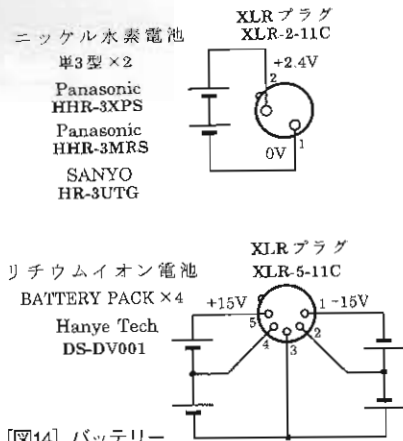
伝達特性(周波数特性)

はじめにスピーカーの置かれる環境を考えます。図1はよく出てくる π 空間の図ですが、こうした設置環境の変化で周波数特性が変わります。スピーカーの指向性はそれぞれ帯域によって異なるので、

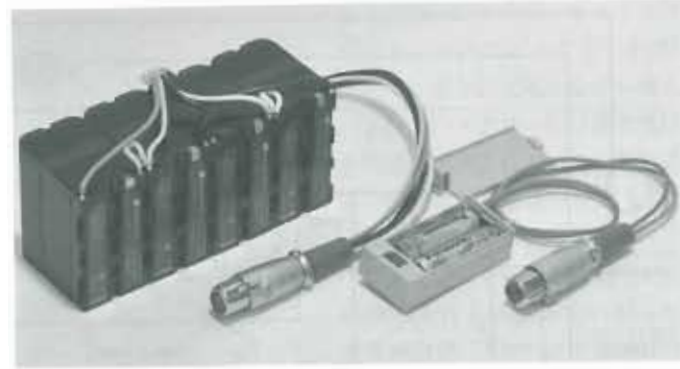


【図1】 π 空間モデル

【図2】空間領域における低域上昇



【図14】バッテリー



バッテリーはビデオカメラ用のリチウムイオン電池を4個と、単3型ニッケル水素電池を2本使用する

ン・オフするとは限らず、微妙な時間的なずれでショックノイズが出る。定電流回路をオン・オフする方法ならショックノイズは最小限にできる。

保護回路のDC検出部

図12はスピーカーを直流漏れから守るための、保護回路のDC検出部である。この回路は他のDCパワーアンプと共通だ。

電源部

図13は電源部である。電源といっても、バッテリーは充電の便宜を考えて独立させ、保護回路制御部、バッテリーチェック、電源ケーブル接続端子だけのシンプルなものだ。しかしバッテリードライブならではの工夫がある。まず保護回路制御部を見てみよう。

TC4011BPには+15Vを直接かけてある。このICの耐圧は18Vなので、15Vは安全にかけられる。この部分に従来のように6Vのパラレルレギュレーターを入れると、余分な電流を消費する。

本電源はパワートランスやフィルターコンデンサーがないので、非常に軽い。AC電源アンプのように10A用のスイッチ(S-2A、S-6A)でオン・オフすると、電源部

がひっくり返ってしまう。ケースを押さえつけながらスイッチを操作するのでは、いかにも格好悪い。そこで小型で軽い2回路のスイッチ(M-2022E)でスイッチングFET(Tr_1 , Tr_6)をオン・オフして出力電圧をコントロールする。この方法で快適にスイッチ操作ができる。スタンバイ電流はICに流れる1mA以下の電流だけだ。

Tr_4 , Tr_5 のベース抵抗も従来の10k Ω から51k Ω に変えた。ベース電流を少なくするためだ。このベース電流は正常動作時にはゼロで保護回路動作時にだけ流れる。

電源コネクタは $\pm 15V$ 用と+2.4V用に分けた。 $\pm 15V$ はリチウムイオン電池、+2.4Vはニッケル水素電池を使うので、充電器が異なるからだ。 $\pm 15V$ は3ピンコネクタでもよさそうだが、図14のように7.2V(実際には7.5V以上出る)のバッテリーを2個シリーズにして使用しているため、シリーズには充電できず、個別に充電するからだ。シリーズ充電では先に満充電に達したバッテリーが外部回路から切り離されるので、残りのバッテリーも充電できなくなる。

バッテリーチェックは $\pm 15V$ 電源のトータル電圧を監視し、この電圧が14.4Vを下まわるとLEDが

消灯する。消費電流が+と-でバランスしているの、トータル電圧をチェックすればよい。 $+2.4V$ 電源は消費電流が少なく、 $\pm 15V$ 電源よりはるかに長持ちするが、 $\pm 15V$ 電源の充電時に同時に充電してもよい。

バッテリー

図14はバッテリーである。電池はHanye Techのリチウムイオン充電式バッテリーDS-DV001 for F970を4個使う。これは7.2V/5800mAhのバッテリーパックで、ソニーのビデオカメラ用バッテリーNP-F970の互換品である。実際には8V以上の電圧が出る。大容量の割にきわめてコンパクトな高性能バッテリーである。過充電防止用スイッチ回路が内蔵してあるので、DC12V電源から1Aの定電流回路で充電すると安全に充電できる。充電中の電圧監視の必要もない。充電器の製作については次号で説明しよう。

+2.4Vバッテリーには、図中のニッケル水素電池のいずれかを使う。こちらは専用充電器、パナソニックBQ-391で充電する。2本の充電では1Aの急速充電ができ、4本の充電では充電電流は0.5Aになる。(以下次号)



DCアンプ
充電式バッテリー
バッテ!

金田明彦 KANETA

4Ω負荷24W×2
-アンプ
【後編】



およそ20年前に、乾電池式DCパワーアンプから世代交代したAC電源の完全対称アンプは、出力段にある程度のアイドリング電流が必要なため、電流量の点で乾電池電源でのドライブは実用性が低かった。しかし近年のリチウムイオン2次電池は電流量の大きなものが開発され、価格も低くなってきたためこれを電源に採用し、完全対称アンプの各段の電流と部品点数をできるだけ削減することで、実用性の高いバッテリードライブ式パワーアンプを実現している。今回はその製作手順を詳しく紹介する。

本機パワーアンプ部8Ω用

前編の図11で本機パワーアンプ部の回路を掲載した。その後、回路定数の変更や、訂正箇所が生じたために、図15(8月号より連番)としてパワーアンプ部を再掲載する。変更箇所はTr₁、Tr₂のドレイン側の位相補正620Ω+330pF、訂正箇所はTr₄のエミッター電圧+18.34VとTr₅のエミッター電圧+18.34V、それにパワーリミッターTr₁₀、Tr₁₁のベース抵抗22kΩと510Ωである。

このアンプはこれ以上1個でも素子を削除すると、アンプとして機能しないという究極のシンプルアンプを目標にして設計した。回路構成はヘッドフォンアンプにパワーリミッターを加えただけである。2段目以降はすべてメタルキャンTrというのも魅力である。適合負荷インピーダンスは8Ωである。

しかし4Ω程度の低インピーダンススピーカーを使いたいこともあるだろう。ダブルウーファ-

使用も考えられる。そこで、より適合範囲を広げるために、4Ω用パワーアンプも発表しよう。

本機パワーアンプ部4Ω用

図16は4Ω用パワーアンプである。4Ω用と言っても、4Ω以上ならどんなインピーダンスにも対応する。もちろん8Ωのスピーカーにも使える。負荷インピーダンスが1/2になると出力段のコレクター電流は2倍になる。ドライブ段のコレクター電流も2倍になり、電圧増幅段のコレクター出力電流も2倍必要になる。電圧増幅段(2段目差動アンプ)の出力電流に余裕があれば良いが、2段目定電流回路までカットし、ぎりぎりのコレクター電流(1mA)で動作している差動アンプにはその余裕がない。

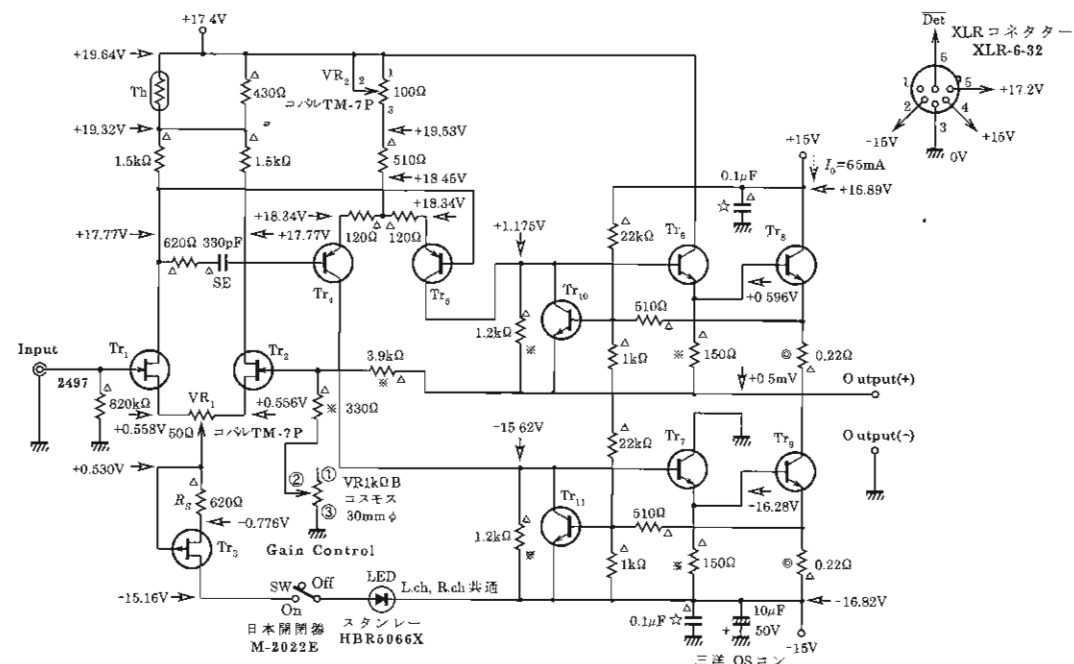
そこで、2段目差動アンプ(Tr₄、Tr₅)に定電流回路(Tr₁₂、Tr₁₃)を追加すると同時に(Tr₄、Tr₅)のコレクター電流を1mAから3mAに増やしたのが4Ω用アンプ

である。

定電流回路を動作させるには、電圧増幅段の側の電源電圧を、出力段電源電圧-V_{CC}をより高くする必要がある。しかしこれ以上バッテリーの数を増やしたくないので、定電流回路も-V_{CC}で動作させる。それにはTr₁₂、Tr₁₃のベース電圧をダイオードD₁、D₂の順方向電圧V_Fで作作り、わずかに1.2Vとぎりぎりの低い電圧で定電流回路を動作させる。Tr₁₂のコレクターは出力段Tr₇のベースに接続されている。だからTr₁₂のコレクター・ベース間電圧は図16より、-15.60V - (-15.69V) = 0.09Vになる。バイポーラTrはこのような低い電圧でも動作する。

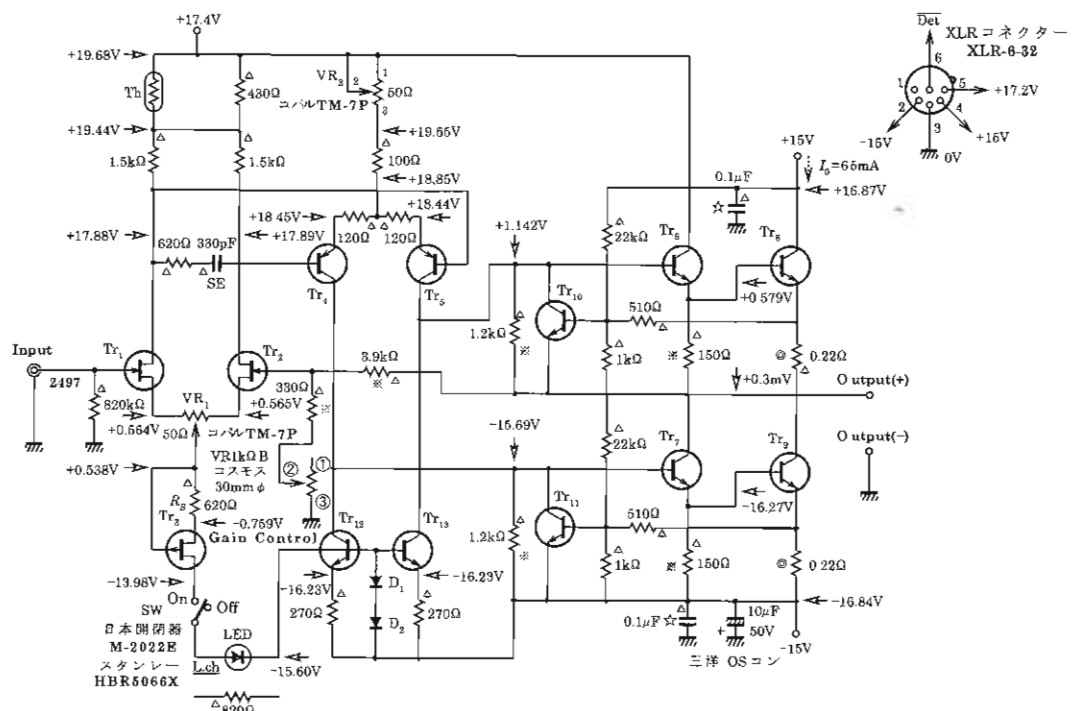
D₁、D₂に流す電流は初段定電流回路Tr₃のドレイン電流を利用する。したがってV_Fが電源電圧に影響されにくく、安定な定電流回路の電流I_Rを確保すると同時にパーツの数を減らして、よりシンプル化してある。

パワーインジケータ用のLED



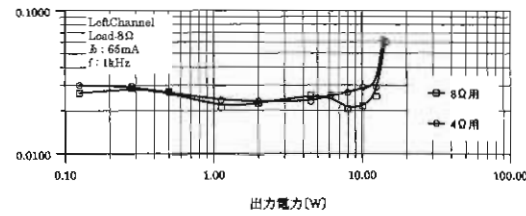
Tr₁, Tr₂: 2SK117BL, Tr₃: 2SJ103BL, Tr₄, Tr₅: 2SA606, Tr₆, Tr₇: 2SC1161
Tr₈, Tr₉: 2SD218, 2SD188, 2SD388, 2N3055, Tr₁₀, Tr₁₁: 2SC2240, Th: 200D5A
Tr₄とTr₅, ThとTr₆は熱結合, Tr₈, Tr₉はサイドパネルに取り付ける
※:スケルトン, ◎:福島双羽MPC74, ☆:ニッセイ電機積層フィルム APS

【図15】本機8Ω用パワーアンプ部(再掲載)



Tr₁, Tr₂: 2SK117BL, Tr₃: 2SJ103BL, Tr₄, Tr₅: 2SA606, Tr₆, Tr₇: 2SC1161
Tr₈, Tr₉: 2SD218, 2SD188, 2SD388, 2N3055, Tr₁₀, Tr₁₁, Tr₁₂, Tr₁₃: 2SC2240, D₁, D₂: 1S1588, Th: 200D5A
Tr₄とTr₅, ThとTr₆は熱結合, Tr₈, Tr₉はサイドパネルに取り付ける
※:スケルトン, ◎:福島双羽MPC74, ☆:ニッセイ電機積層フィルム APS

【図16】本機4Ω用パワーアンプ部



[図17] 出力電力対歪率特性比較 (8Ω)

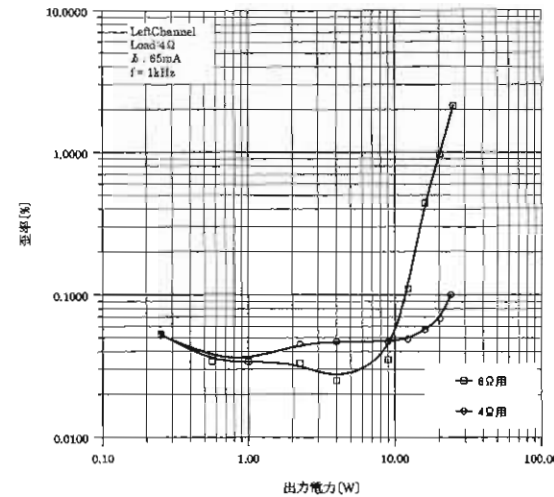
はL.chに入れ、R.chにはLEDと同じ電圧降下が生じる抵抗を入れてある。定電流回路にシリーズに入れるものはLEDでも抵抗でもよい。しかし気になる人はR.chにもLEDを入れ、ダミーとして基板上に配置してもよい。

4Ω用アンプは2段目差動アンプのコレクター電流が増えた分、この段の h_{FE} が大きくなり、オープンゲインが増え、NFB量も増える。NFB安定化のために、 Tr_7 のコレクターはグランドではなく、出力端子に接続する。グランドに接続すると、クローズドゲインを小さくした場合、NFB量が多くなり、大振幅の出力時に、マイナス側の波形に寄生振動が生じることがある。

8Ω用アンプと4Ω用アンプの比較

では、2段目定電流回路の効果を確認するために、8Ω用アンプと4Ω用アンプの出力電力対歪率特性を比較してみよう。アンプの歪率特性は、同一回路のアンプを2台作っても、個々のTrの特性によって微妙に変わる。そこで同一アンプで定電流回路なしの特性と定電流回路ありの特性を比較した。

図17は負荷インピーダンス R_L が8Ωの状態、8Ω用アンプと4Ω用アンプの特性を比較したデータである。この条件では2つの特性がほとんど重なり、差はわずかしかない。10W付近の歪率は8Ω用



[図18] 出力電力対歪率特性比較 (4Ω)

アンプのほうがわずかに少ない。8Ω以上の R_L では、シンプルな8Ω用アンプで十分に満足できる。こんどは R_L を4Ωにして、両アンプの特性を比較しよう。8Ω用アンプにとっては少々辛い動作になるだろう。図18はその比較データだ。10W以下の出力範囲では2つの特性の差は少ない。1~9Wの範囲では、8Ω用アンプのほうが、むしろ歪率が少なくなっている。8Ω用アンプでも、10W以下の出力なら、十分に使える。

ところが、10W以上の領域では歴然とした差がついている。出力が増えるほど差が開いていき、最大出力の24Wでは8Ω用アンプが4Ω用アンプの20倍以上の歪率になっている。やはり低 R_L 、ハイパワーの用途には4Ω用アンプが必要だ。

定電流回路の効果

2段目定電流回路が低 R_L 、ハイパワーアンプに必要な理由を図19の差動アンプの出力電流で検討しよう。図19(a)は8Ω用、(b)は4Ω用である。出力段のドライブ電圧 V_{I1} 、 V_{I2} は電圧増幅段の出

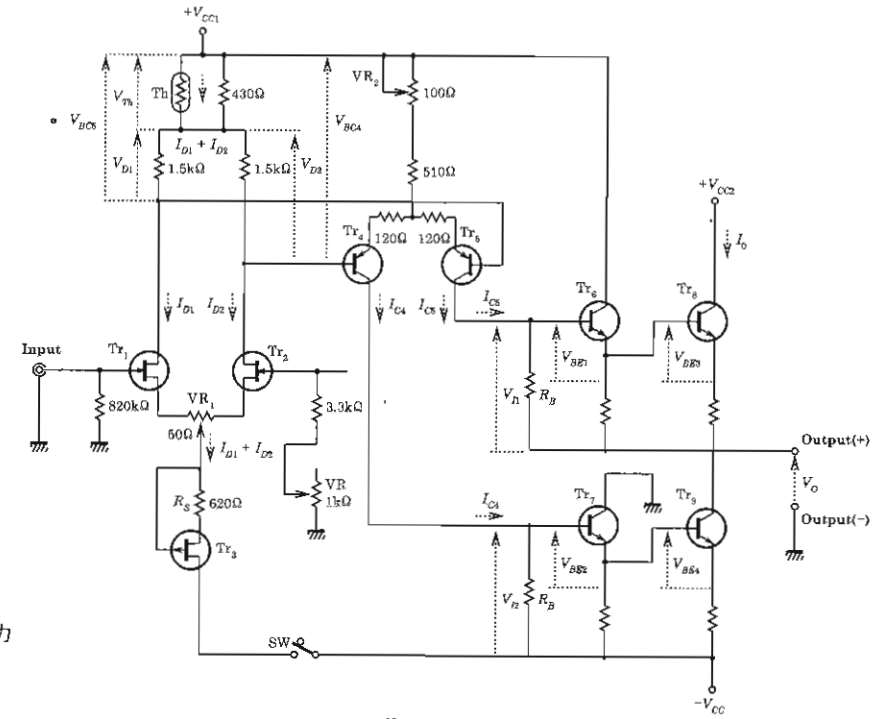
力電流、すなわちドライブ電流と出力段ベース・エミッター間抵抗 R_B の積で決まる。8Ω用ではドライブ電流が差動アンプのコレクター電流 I_{C4} 、 I_{C5} そのものであることに注意しよう。一方、4Ω用アンプではドライブ電流は、コレクター電流と定電流回路の電流 I_K との差電流 $I_{C4} - I_K$ 、 $I_{C5} - I_K$ である。

無信号時の出力段コレクター電流(アイドリング電流 I_0)を決めるのは無信号時の V_{I1} 、 V_{I2} である。8Ω用アンプでは、 I_{C4} 、 I_{C5} は V_{I1} 、 V_{I2} に対応して、 $I_{C4} = V_{I1}/R_B$ 、 $I_{C5} = V_{I2}/R_B$ と決められ、自由にはセットできない。図15で $V_{I1} = 1.2V$ 、 $V_{I2} = 1.2V$ 、 $R_B = 1.2k\Omega$ なので、 I_{C4} 、 I_{C5} は1mAという小さな電流になる。

4Ω用アンプでは $I_{C5} - I_K = V_{I1}/R_B$ 、 $I_{C4} - I_K = V_{I2}/R_B$ なので、差電流を目標値にセットすれば、 I_K 次第で、 I_{C4} 、 I_{C5} を自由にセットできる。

図16では $I_K = 2mA$ 、 $I_{C4} = 3mA$ 、 $I_{C5} = 3mA$ にセットしてある。 I_{C4} 、 I_{C5} を3倍の3mAにすれば、出力ピーク電流 I_p は4倍の4mAになる。なぜこのよう

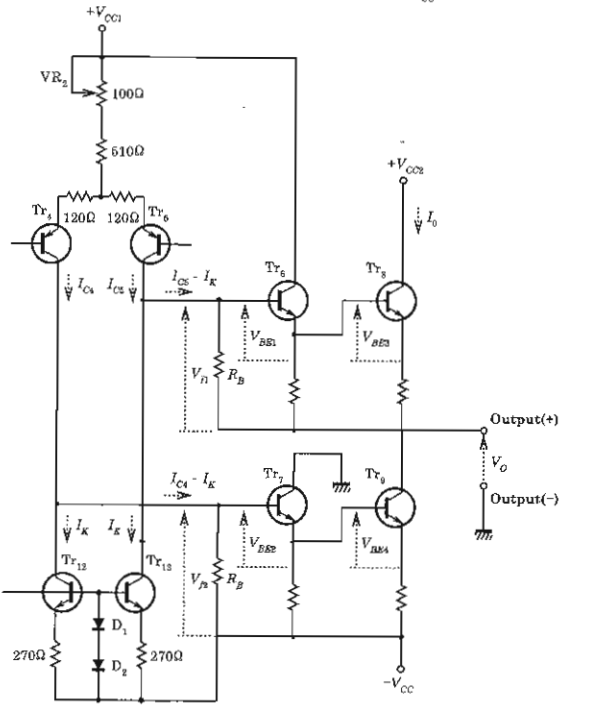
[図19 (a)] 差動アンプの出力電流 (8Ω用)



まいことになるのだろう。その謎は次のように考えればよい。

差動アンプのコレクター電流 I_C は無信号時コレクター電流 I_{C0} を中心に、 $2I_{C0} \sim 0$ の間を変化する。従って8Ωアンプでは、 I_p は $I_p = 2I_{C0} - I_{C0} = I_{C0} = 1mA$ となる。

4Ωアンプの場合は、 $I_{C0} = 3mA$ 。 I_C の変化範囲は6mA~0mA。したがって $I_p = 6mA - 2mA = 4mA$ となる。もし $I_{C0} = 4mA$ とすれば、 $I_K = 3mA$ にセットするので、 I_C の変化範囲は8mA~0mA。したがって $I_p = 8mA - 3mA = 5mA$ となる。図18では、8Ωアンプは4Ω負荷で、10Wの出力まで使える。つまりこのときの I_p までは使えることになる。このアンプを8Ω負荷で動作させれば、同じ I_p なら20Wまで使える。なぜなら同一 I_p なら出力電力は R_L に比例するからだ。これ以上の出力を求めるなら、定電流回路が必要になる。



[図19 (b)] 差動アンプの出力電流 (4Ω用)

I_0 の温度補償

半導体アンプで大事な要素が I_0 の温度補償である。これが適切でないと、周囲温度と出力電力によって I_0 が変わり、場合によっては

熱暴走という危険な状態になる。本機のようなシンプルなアンプで、 I_0 の温度補償がどのように機能するのか、図19(a)で見ている。図19(a)で見ている。図19(a)で見ている。 I_0 を決めるのは V_{I1} 、 V_{I2} であり、

これらはそれぞれ I_{C5} , I_{C4} によって決まる。 I_{C5} , I_{C4} は Tr_4 , Tr_5 のベース電源間の電圧 V_{BC4} , V_{BC5} によって決まる。したがって I_0 をコントロールするには V_{BC4} , V_{BC5} をコントロールすればよい。

V_{BC4} , V_{BC5} はドレイン負荷抵抗 $1.5k\Omega$ に生じる電圧 V_{D1} , V_{D2} とサーミスター Th と抵抗の並列接続に生じる電圧 V_{Th} の和の電圧だ。 V_{D1} , V_{D2} は I_{D1} , I_{D2} によって変化する。しかし V_{Th} は $I_{D1} + I_{D2}$ によって決まり、 $I_{D1} + I_{D2}$ は定電流回路 Tr_3 によって、一定値に保たれている。ここが大事な点だ。信号によって変化する電圧 V_{D1} , V_{D2} には手を付けず、信号に無関係な電圧 V_{Th} をコントロールするのである。

Th は出力段 Tr の Tr_8 に熱結合してある。今 I_0 が増加して Tr_8 の温度が上昇したとしよう。すると Th の温度も上昇して抵抗値が小さくなる。 V_{Th} が小さくなり、 V_{BC4} , V_{BC5} も小さくなり、 I_{C5} , I_{C4} が小さくなり、 V_{D1} , V_{D2} も小さくなる。これらの変化は I_0 をより小さくし、最初の変化を元に戻す働きをする。 I_0 が減少したときは、逆方向の変

化が生じ、 I_0 の変化を元に戻す。こうして I_0 が安定化されるのである。

I_0 の温度補償には、適度の時間遅れが必要で、遅れが短すぎると信号にまで反応し、長すぎると I_0 の変化に追いつけず、 I_0 が増えたり減ったりで振動する。振幅が次第に大きくなると最後には熱暴走する。これは非常に危険な状態だ。

サーミスターを使った温度補償法は、サーミスターに流す電流値とパラレル抵抗の抵抗値によって、端子電圧の温度係数がある程度自由に設定できる。ダイオードの順方向電圧を利用する方法では、電圧の温度係数がダイオードによって決まってしまう。

充電器

図20はリチウムイオン電池用の充電器である。本機に使用するリチウムイオン電池パックには過充電防止回路が内蔵されている。だから自動充電停止回路は不要。単にDC電源から定電流回路か電流制限抵抗を通して充電すればよい。充電が終了すると、電池パックが外部回路から自動的に切り離され

る。4個のバックをシリーズ接続して充電すれば、DC電源は1台で済むが、4個のうちいずれか1個が充電完了すると、すべてのバックがDC電源と切り離され、残りのバックが未充電に終わる。したがってバックごとにDC電源が必要になる。

DC電源にはリンクマン株式会社のスイッチングACアダプターSPS-1201P-Sまたは相当品を4個使う。これは入力 $100\sim 240V$ 、出力 $12V/1A$ のスイッチングレギュレーターで、世界中どこでも使えるDC電源だ。入力はACプラグ、出力は電池プラグ(外側+)なので、入力をパラ接続に配線して、ACコードとACプラグに配線する。出力はコードを適当な長さにカットして、抵抗を介して出力プラグに配線する。

充電にはLM338などで作った定電流回路を使用してもよい。ただし、それぞれのバッテリーバックにつき定電流回路が1台ずつ必要になる。せっかくパワーアンプを超シンプルに設計したのだから、充電器もシンプルにしたい。そこで、定電流回路は使わず、電流制限抵抗($4.7\Omega/5W$)を使うことにした。

電流制限抵抗を使うと、充電初期には、バッテリーの電圧が低いので充電電流が多く流れ、充電が進むとバッテリーの電圧が高くなり、充電電流が少なくなる。

なお、リチウムイオン電池とスイッチングACアダプターは「タイムマシンレコード」の五島昭彦氏に探してもらった。彼には高性能の機材を見つけ出す才能があるようだ。

ここで読者に応用問題を出そう。充電中にはLEDが点灯し、充電終

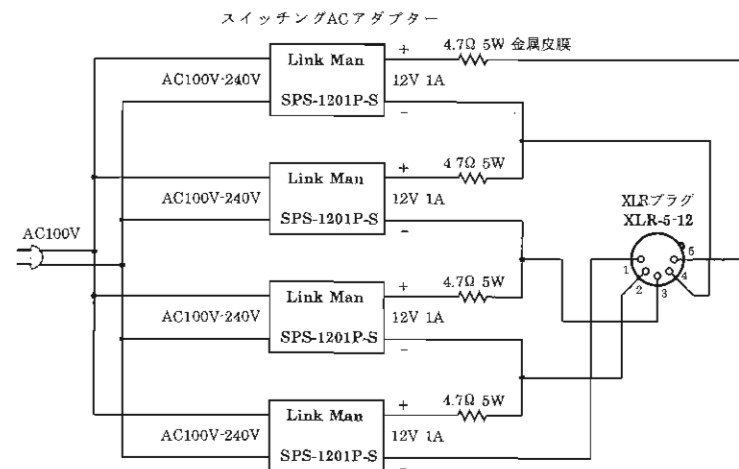


図20 リチウムイオン電池充電器

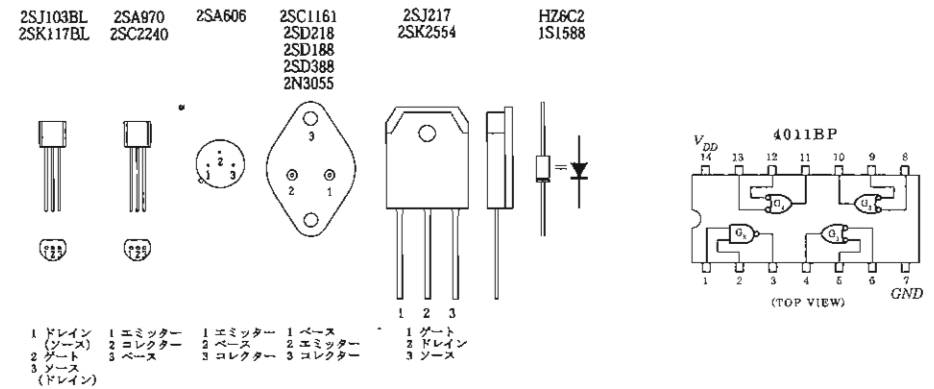


図21 半導体電極接続

了時にはLEDが消灯するような充電インジケータを追加したい。どのような回路をどこに入れるとよいだろう(ヒント:バッテリーチェック回路の応用。チェック電圧は $12V$)。

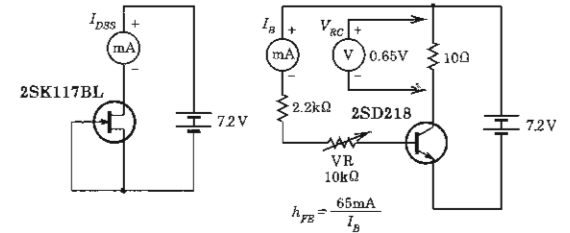


図22 半導体の測定

製作

半導体電極接続

図21は半導体電極接続である。2SJ103と2SK117はドレインとソースに互換性があるので、基板に配置しやすいほうで使用する。

半導体の測定

本機の製作で測定が必要な半導体は、初段差動アンプの2SK117と出力段 Tr の2SD218(2SD188, 2SD388, 2N3055)である。パワーアンプ Tr はこのうちのどれを使ってもよい。もちろん音の差は出るが、それにも増してバッテリードライブの効果はるかに大きい。図22は測定回路である。電源には本機の電源に使うリチウムイオン電池を利用するとよい。

2SK117は I_{DSS} (ゲート・ソース間電圧が $0V$ のときのドレイン電流)を測り、この差が $0.1mA$ 以内のものをペアにして差動アンプに使用する。2SD218はコレクター電流 I_C が $65mA$ のときの h_{FE} を

測定する。コレクター抵抗 10Ω の端子電圧が $0.65V$ になるように、ベース回路の VR を調整し、この時のベース電流 I_B を測定する。 h_{FE} は、 $h_{FE} = 0.65mA / I_B$ の式で計算する。測定後、 h_{FE} の小さい順に Tr を並べ、 h_{FE} の近いどうしをペアにして、出力段に使用する。

熱結合

図23は熱結合である。 Tr_1 , Tr_2 は平らな面を向かい合わせて、速硬化性接着剤アラルダイトで接着する。接着剤が完全に硬化する前に位置調整をし、硬化後に余分な接着剤をカッターで除去する。位置調整のタイミングは早すぎても遅すぎてもよくない。調整時にはいろいろな角度から見るとよい。

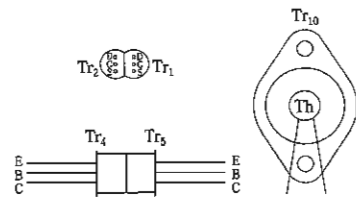
Tr_4 と Tr_5 の熱結合は、 Tr の平らな面が水平になるように、発泡ポリスチロールのブロックにリード線を刺して立て、平らな面にアラルダイトを付けてから、ペアの

Tr を接着する。コレクターのリード線と、エミッターのリード線が同じ向きになるように、角度を調整する。2SA606はコレクターがケースに接続されているが、アラルダイトが絶縁材の働きをするので、ケース間にマイカを挟む必要はない。

Tr_8 と Th の熱結合は次のようにする。まず Th のリード線を固定するために、パネルの内側に3pラグ端子を固定する。 Tr_8 は絶縁マイカを介してサイドパネルに取り付ける。 Th のリード線をパネルの孔を通してラグ端子に配線する。このとき、 Th が Tr_8 のセンターに位置し、 Tr_8 に接触するようにリード線を調整する。 Th と Tr_8 の隙間を埋めるようにアラルダイトを流し込む。

基板

まず、アンプを 8Ω 用にするか、 4Ω 用するかを決める。 4Ω 用ア



[図23] 熱結合

ンプは4Ωにも8Ωにも使えるので汎用性がある。4Ωのスピーカーを使う予定がなければ、よりシンプルな8Ω用を作ればよい。

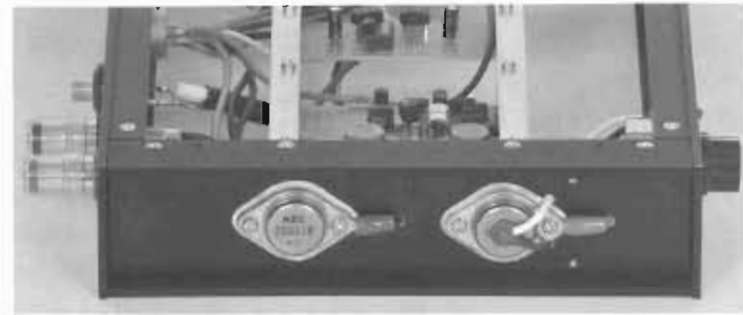
図24は8Ω用パワーアンプ基板である。本機の出力段はAC電源アンプとはほぼ同じだが、電圧増幅段が著しくシンプル化されているので、基板に空きスペースが生じている。このスペースにチャンネルフィルターを組み込んでマルチアンプに使う方法もある。

回路を思い浮かべながら、入力側から出力側にかけてパーツの配置をする。まず抵抗を配置し、この高さを基準にして、FETやTrを配置すると高さが自然に揃う。本機では温度が高くなるパーツがないので、ダイオードやスケルトン抵抗は基板に密着して配線してよい。Tr₆、Tr₇のコレクターは19本より線(ダイエイ電線20芯コードから1本除いて、より線を作る)で直接配線するので、配線箇所をヤスリで磨き、予備ハンダをしておく。またベースとエミッターには19本より線を巻き付けてハンダ付けし、3cm以上延長しておく、これは、Trをスケルトン抵抗の真上に配置するので、Trのケースが抵抗のキャップにショートしないように、離して配置するためだ。

Tr₄、Tr₅はリード線を軽く曲げてから基板の孔に通し、ケースを基板から4mmほど離して配線する。基板の配置が済んだら、基板裏配

線のために、20mmサポートを基板表側の四隅に固定する。裏配線は電流値に応じて、7本より線(モガミ電線2497の素線の7本より)と19本より線を使い分ける。位相補正コンデンサー330pFは基板裏側に配置する。

図中アンダーラインのついてるのは、L.chだけの配線だ。図25は4Ω用パワーアンプ基板である。8Ω用基板に定電流回路を追加し、2段目差動アンプのエミッター抵抗とVRの値が変わっている。また、初段定電流回路のスイッチとLEDの配線も変わっている。



出力段のトランジスターは、アルミシャーシの側板を放熱器として利用する。アイドリング電流安定化のためのサーミスターは出力段トランジスターの金属ケースに接着する。コレクターへの配線は圧着端子を使用

線のために、20mmサポートを基板表側の四隅に固定する。

裏配線は電流値に応じて、7本より線(モガミ電線2497の素線の7本より)と19本より線を使い分ける。位相補正コンデンサー330pFは基板裏側に配置する。

図中アンダーラインのついてるのは、L.chだけの配線だ。

図25は4Ω用パワーアンプ基板である。8Ω用基板に定電流回路を追加し、2段目差動アンプのエミッター抵抗とVRの値が変わっている。また、初段定電流回路のスイッチとLEDの配線も変わっている。

図で、アンダーラインはL.ch、アッパーラインはR.chの配線である。アンプフロントパネルでSWが右側、LEDが左側に配置するので、基板上の配線もこれに対応している。

図26は保護回路DC検出基板である。この基板にも空きスペースがあるが、アングル吊り下げタイプの基板のため、パワーアンプ基板とサイズを合わせる必要があるからだ。

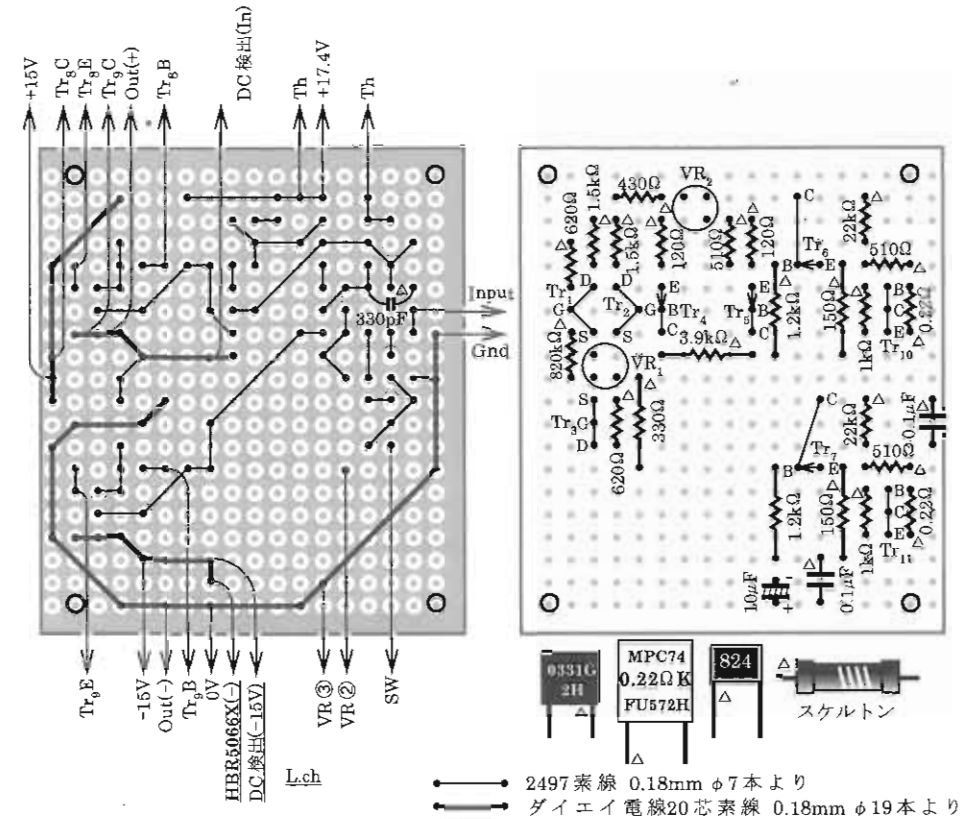
図27は保護回路制御部基板である。従来のAC電源アンプの基板と異なる箇所がある。電源電圧が低いので、6Vパラレルレギュレーターが不要な点と、±V_Oをオン、

オフするための配線箇所(SW、NSPB500S)がある点だ。それにHBO5066Xのシリーズ抵抗1.3kΩの位置も変わっている。

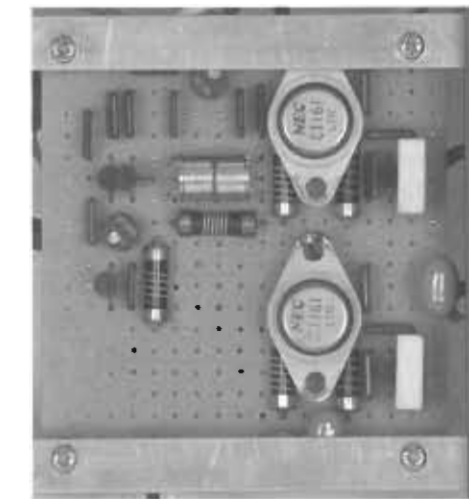
基板製作の順は次の通りである。まずTr₁、Tr₆以外のパーツを配置する。ICはパターンピッチに合わせてピンを広げ、基板に差し込む。2、5、10、13ピンは7本より線で基板パターンと接続する。基板表側の四隅に15mmサポートを取り付け、基板裏配線をする。Tr₁、Tr₆のピンを基板ピッチに合わせて広げ、根元から90°曲げて、基板に差し込む。Tr₁、Tr₆は絶縁マイカを介して、基板はそのまま電源部底板に固定する。最後にTr₁、Tr₆のピンをパターンにハンダ付けする。

Tr₁、Tr₆は電源部底板を放熱器として利用しているが、実は放熱器の必要がないほどドレイン損失が小さい。そこで、本機を電源一体型として作る場合は、保護回路DC検出基板と制御基板、バッテリーチェック基板を一体化して、アンプの中央部に吊り下げるとよい。Tr₁、Tr₆は放熱器が不要で、基板に配置するだけでよい。

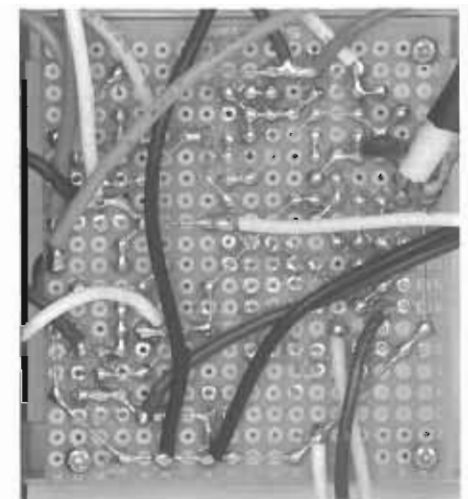
電源一体型ではアンプのSWは不要になる。SWの配線位置をショートしておけばよい。電源部SWをオン・オフするショックノ



[図24] 8Ω用パワーアンプ基板



8Ω用パワーアンプ基板は2段目差動アンプに定電流回路がないため、基板上に空きスペースがある。ドライブ段の2SC1161は2SC959または2SC960でもよい



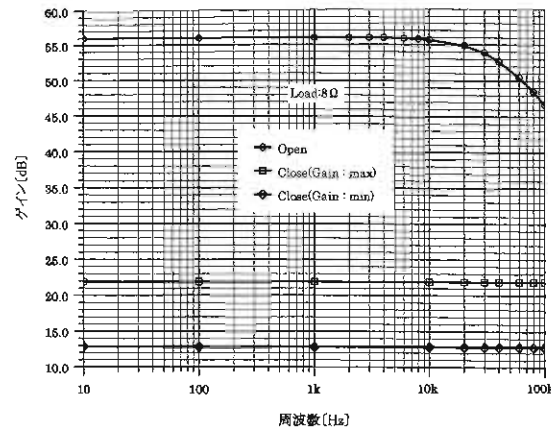
8Ω用パワーアンプ基板のパターン側配線。モガミ2497素線7本より線と、ダイエイ電線20芯素線19本より線を使い分けている。ハンダ付けは半球状になるように行う

イズもごくわずかでまったく問題にならない。

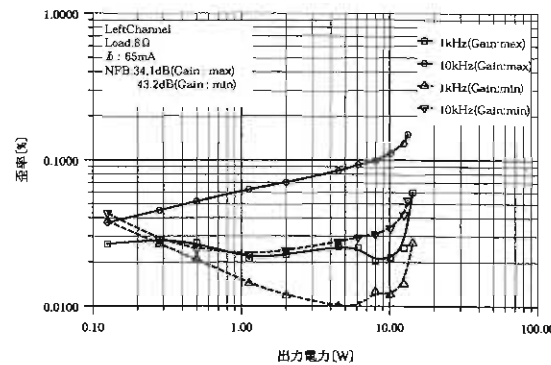
図28はバッテリーチェック基板

である。Tr₇、Tr₈は基板ピッチに合わせて、ピンを曲げてから基板に差し込み、ハンダ付けする。

ケース加工
本機のケースには、アンプ部、電源部ともにタカチ電機工業の

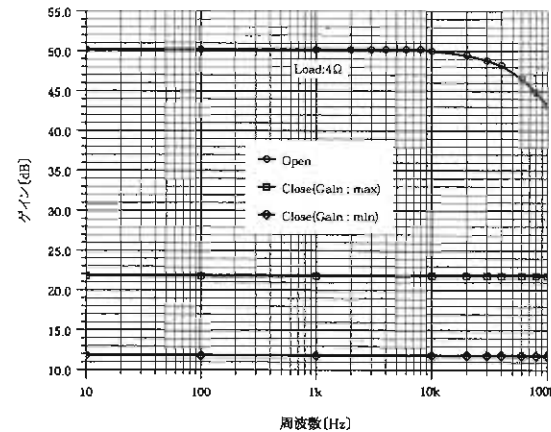


〔図37〕 ゲイン周波数特性 (8Ω)

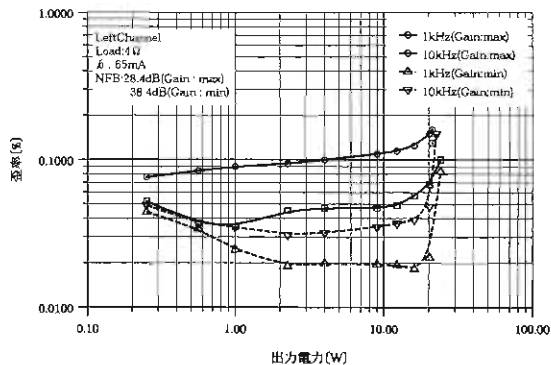


〔図39〕 出力電力対歪率特性 (8Ω)

は56.0dB. 純半導体アンプだけあって、低い電源電圧にも関わらず、結構ハイゲインである。カットオフ周波数 f_c (-3dB) は37kHz, 高域特性を評価する A と f_c の積は、 $Af_c = 631$ (56.0dB) \times 37kHz = 23.3MHz である。ハイブリッドアンプ(5702 + 2SB541)の7.78MHzに比較すると非常に広帯域のアンプと言える。クロードゲイン A_{NFB} は Gain: max (ゲイン最大) で、21.9dB, Gain: min (ゲイン最小) で、12.8dBである。ゲインの変化範囲は10.1dBになる。マルチアンプ用として、適切な変化範囲である。NFB量は Gain: max で34.1dB, Gain: min で43.2dBである。半導体アンプとして適切なNFB量であ



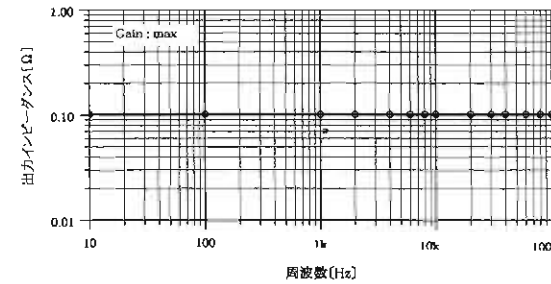
〔図38〕 ゲイン周波数特性 (4Ω)



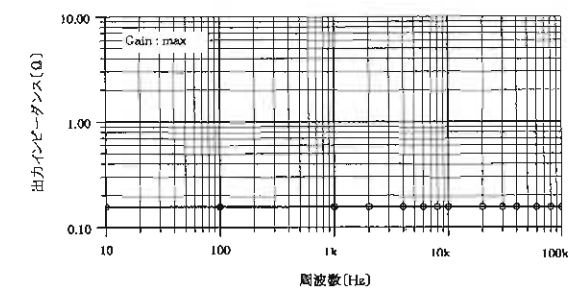
〔図40〕 出力電力対歪率特性 (4Ω)

る。図38は4Ωアンプのゲイン周波数特性である。Aは50.2dBで、8Ω負荷時より5.8dB少なくなった。 f_c は43kHz, Af_c は、 $Af_c = 323$ (53.6dB) \times 43kHz = 13.9MHz である。 A_{NFB} は Gain: max で21.8dB, Gain: min で11.8dB, 変化範囲は10.0dBである。NFB量は Gain: max で28.4dB, Gain: min で38.4dBになる。図39は8Ωアンプの出力電力対歪率特性である。Gain: max と Gain: min の条件で、それぞれ1kHzと10kHzの特性を測定した。本機はわずか65mAと少ない I_0 にもかかわらず、きわめて低歪率で

素直な特性になっている。Gain: min の特性では10kHzの特性はもとより、1kHzの低歪率特性は注目値する。最大出力電力は14.3W. $\pm 15V$ の電源をフルに活用する高効率設計方法が成功している証拠である。図40は4Ωアンプの出力電力対歪率特性である。1kHzと10kHzの特性差が縮まり、素直な低歪率特性になっている。最大出力付近までは歪率がほぼ一定の、いかにもB級アンプらしい特性を示している。最大出力電力は24.0W. $\pm 15V$ のバッテリーから、このようなハイパワーが得られたのは、リチウムイオン電池の内部インピーダンスがきわめて低いことを意味している。



〔図41〕 出力インピーダンス周波数特性 (8Ω)



〔図42〕 出力インピーダンス周波数特性 (4Ω)

図41は8Ωアンプの出力インピーダンス Z_0 周波数特性である。 Z_0 の測定はオン・オフ法、すなわち負荷オープン時の出力電圧と、8Ωまたは4Ωの負荷を接続したときの出力電圧から Z_0 を算出している。 Z_0 特性はDC~100kHzの全帯域で、Gain: maxでは0.1Ω, Gain: minでは8Ω負荷のオン・オフによる出力電圧の変化が小さ過ぎて、測定不能であった。本機のNFBは電圧帰還のみで電流帰還を併用していないので、非常に低い Z_0 特性になっている。

図42は4Ωアンプの Z_0 周波数特性である。 Z_0 は全帯域で Gain: maxでは0.16Ω, Gain: minでは8Ωアンプ同様に測定不能であった。 Z_0 測定はアンプが正常動作をするかどうかのチェックポイントにもなる。アンプの動作が不安定だと、負荷オープン時の波形がおかしくなるし、高域の大振幅が出力できないと、全帯域での Z_0 測定ができなくなるからだ。 Z_0 周波数特性の発表例がなぜ少ないのは不思議な現象だ。

本機の音

本機で音楽を聴いていると、驚きと興奮と感激が後から後から留まるところがなく湧き上がって来る。いかなるAC電源アンプとも

まったく異なる印象の音なのだ。音の純度が極めて高く、生の音に最も近い音である。どんなアンプでも、デバイス固有の音が出る。音の純度が高いアンプほどデバイスの固有音もリアルになる。ところが本機の音はまるでバッテリードライブの強制駆動力が固有音を制動したように、固有音は聴こえず、生そのものの音なのだ。もちろん艶やかな音、色気のある音が出る。しかしその音はあくまでも楽器が奏でる音で、アンプの固有音は微塵も聴こえて来ない。

情報量が驚くほど多く、今まで聴こえなかった音がリアルに聴こえて来るので、オーケストラの楽員が増えたように聴こえる。本機ほど反応速度の速いパワーアンプはないだろう。音の立ち上がり制動が極めてシャープで、どんなフォルテでも音が伸び伸びとしていて、気持ちが良い。ffの後の余韻の美しさは抜群だ。個々の楽器がこれほど多彩な音

色を出すかと、驚くしかない。オーケストラの爆発的な音響のなかで、トライアングルやタンバリンがたたかれているのが手に取るようにわかる。これが音楽にとって大事な要素なのだ。

バッテリードライブは低音楽器の表現力もダントツだ。きわめて引き締まった音だからこそ表現できる多彩な音と、重厚な響きが聴き手を圧倒する。

パーカッションの瞬発力も本機に勝るアンプはそうないだろう。衝撃音が音速を超えたかのように、ダイレクトに突き抜けてくる。この音も実に美しい。

木管の表情も弦の表現もプラスのハーモニーもその美しさに酔いしれるだけだ。全身が音楽と音に共鳴する。

本機は完全対称アンプの進化とバッテリーの進化のおかげで、生まれるべくして生まれたアンプである。本機は未来のオーディオDCアンプの方向を決定する貴重なアンプになるだろう。



リチウムイオン電池パックは、インターネット通販で1個4000円前後で購入可能