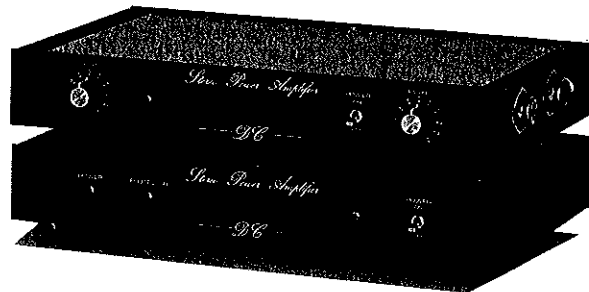


1980年代後半の電池式DCパワーアンプは、音の良さと作りやすさ、低コストがあいまって、入門者にも歓迎された。しかし乾電池配線の手間と、メーカーの仕様で乾電池そのものの音がDCアンプにそぐわないものになったこと、そして完全対称アンプの完成で、電池式パワーアンプは下火になっていた。近年充電式電池の高性能化が進み、これをDCパワーアンプの電源に活かせないかとの発想で完成したのが今回のバッテリードライブDCパワーアンプである。まずはその回路構成から見ていこう。



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簡易系の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。ところがエコの波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。

しかしバッテリードライブでは不可能な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うと、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

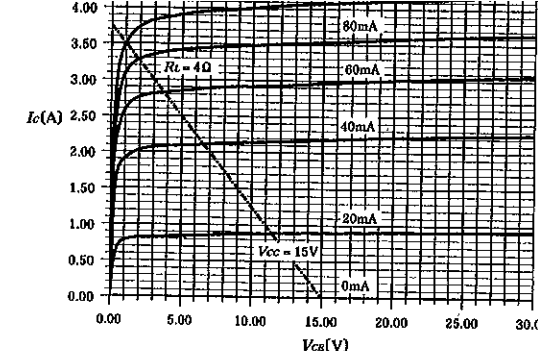
のものを使ってもバッテリードライブの特徴は活かせるだろう。あまり深く考えないで、とにかく作って聴いてみよう。かつて聴いたことがないような音の世界が広がるだろう。

バッテリードライブ パワーアンプ

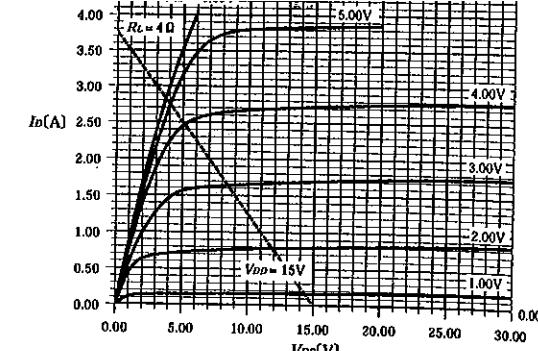
AC電源対バッテリー電源

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だ、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

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Tr、通常の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。

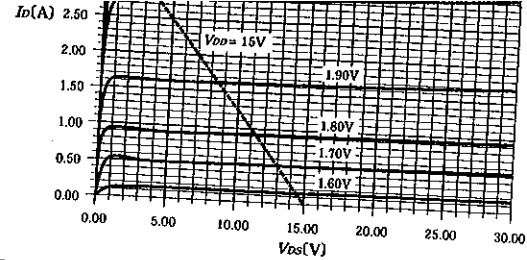
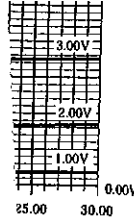
図1はバイポーラーTr、2N3055のコレクター・エミッター間電圧 V_{CE} 対コレクター電流 I_C 特性である。ベース電流 I_B を一定にして、

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。肩位置がわずかに2Vの狭い領域にあるからだ。各特性間の平行度は低減だ。 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く。

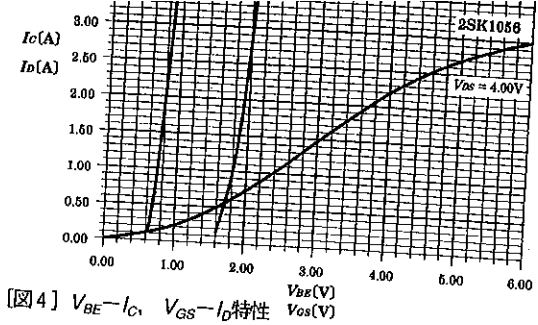
実際にアンプとして使用される特性は、特性間の平行度が低減した定電流特性であり、低電圧領域はアンプには使えない領域となる。

2N3055を電源電圧 $V_{CC}=15V$ 、負荷抵抗 $R_L=4\Omega$ の出力段に使用した場合を図2のように、図1の V_{CE} の電圧を加えてみよう。 $V_{CC}=15V$ の電源電圧は、バッテリーードライブアンプでは高電圧であり、 4Ω の R_L は低抵抗で、出力電流の増大も期待できる。

$I_B=100mA$ の特性線と $V_{CC}=15V$ の交点を注目せよ。これは、



【図3】2SK1297の $V_{DS}-I_D$ 特性



【図4】 $V_{BE}-I_C$, $V_{GS}-I_D$ 特性

の変化をプ
以下の低電
して I_C が増
3V以上の
変化に対し
定電流特
特性の境
性はかな
肩特性が
あるから
は良好な
り間隔が
て I_C が
いてい

できる
良好な
低領域
電圧

出力
差動

パワ

特性

特性

特性

特性

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}
 V_{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
領域、高電圧領域は定電流特性の
領域はバイポーラーTrと同様だ。
また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Trよりかなり少なく
なる。これは飽和電圧 $V_{DS SAT}$ が
低いからである。

2SK1056の特徴は入力容量や帰
還電圧が非常に少なく、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
高めの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
間隔が広がるエクспан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Tr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
ればならないだろう。

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

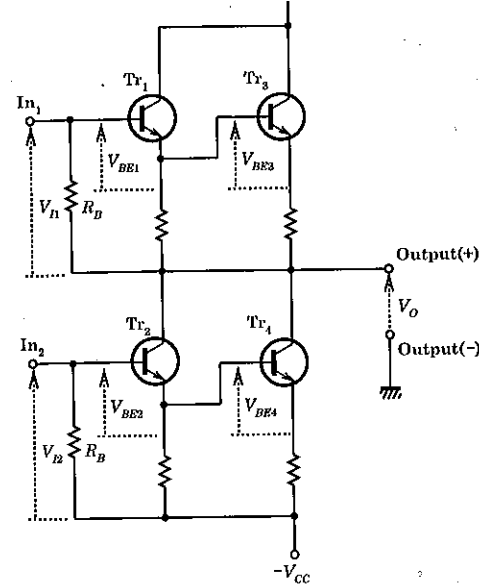
4はバイポーラーTrのベース・エ
ミッター間電圧 V_{BE} 対 I_C 特性と
MOS-FETのゲート・ソース間電
圧 V_{GS} 対 I_D 特性、すなわち入力電
圧対出力電流特性だ。

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Tr
が圧倒的に有利になる。

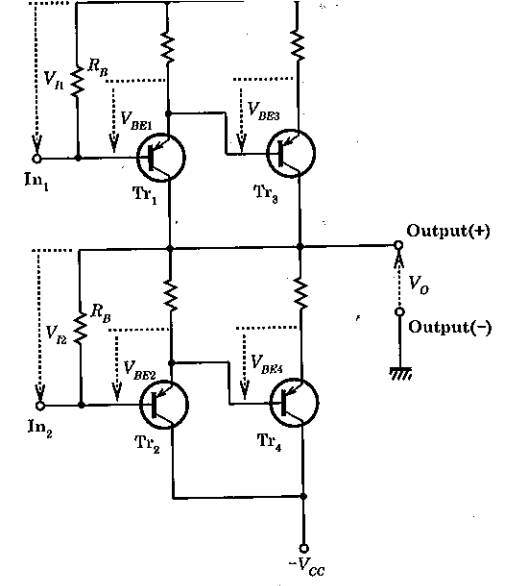
ただし、これはあくまでもドラ
イブ電圧であり、バイポーラーTr
のドライブには I_B が必要なので、
ドライブ用Trを追加して差動アン
プの出力電流を電流増幅しないと、
2段差動アンプでは直接ドライブ
できない。

2SK1056は V_{GS} の変化に対して
 I_D が緩やかに変化し、 I_D を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Tr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

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。

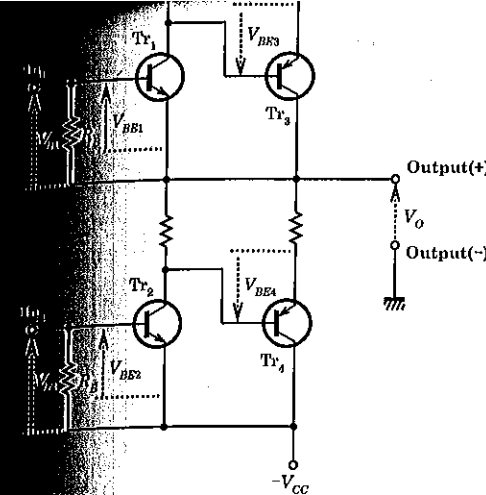
図4でわかるように、バイポーラ- Tr がわずか0.6Vの V_{BE} で I_C が立ち上がり、特性が直線に近いので、最も少ない I_0 で電流合成ができる。本機の実験では、わずか10mAの I_0 でクロスオーバー歪みは発生しない。実験の結果、大電流型MOS-FETでは100mA以上の I_0 を要し、MOS-FETでは200

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。

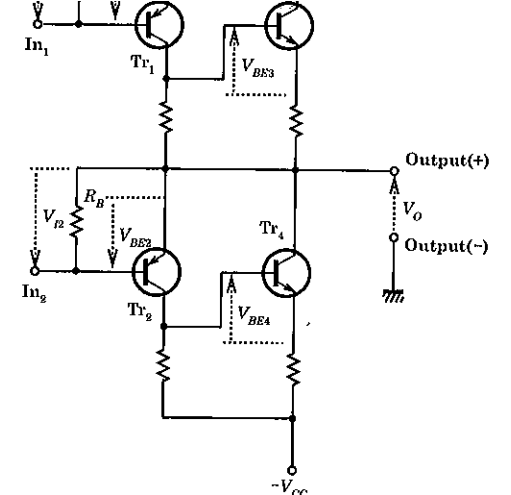
出力段の構成

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npn Tr とpnp Tr 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特徴だ。通常のログリメンタリーエミッターフォロワー出力段では、ダーリントン接続はインバーテッドダーリントン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。キーポイントとしてドライブ電圧（入力電圧）と出力電圧 V_O を電源電圧 $+V_{CC}$ の近くまでフルにドライブする必要がある。



【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

必要な入力電圧が決め手になる。

簡単化のために、出力Tr (Tr₃, Tr₄) 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。参照図5のnpnダーリントン出力段だが、V_Oが-の期間ではTr₃はカットオフし、Tr₄がオン状態になる。このとき必要なドライブ電圧V_{BE1}は+V_{CC}よりV_{BE2}+V_{BE4}だけ高くないといけない。図1からビーク電流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Tr₂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_{BE1}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りだせる電圧だ。なぜならV_{BE1}は±V_{CC}の範囲内の電圧だからである。

問題はTr₃がオンでTr₄がオフになるV_Oが+の期間だ。V_Oが+V_{CC}になるには、ドライブ電圧V_{BE1}は+V_{CC}よりV_{BE2}+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±V_{CC}の場合には、V_{BE1}は+V_{CC}以上に高くならないので、V_Oが+V_{CC}よりV_{BE2}+V_{BE3}だけ低くなってしまふ。+V_{CC}がフルに利用できず、V_{BE2}+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_{BE2}+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。

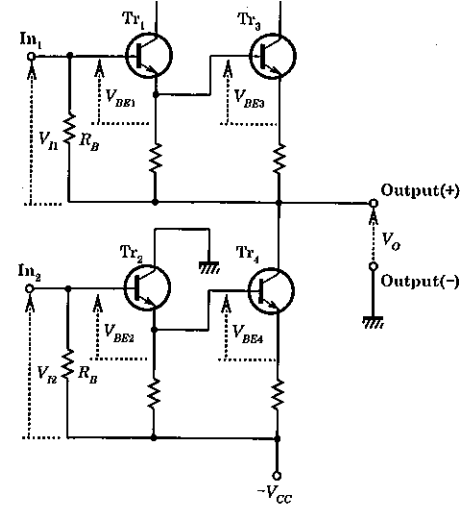
図6のpnpダーリントン出力段では、V_Oが+の期間では、ドライブ電圧は+V_{CC}より、V_{BE1}+V_{BE3}だけ低い電圧であればよく、電圧増幅段で出力可能な電圧だ。ところがV_Oが-V_{CC}になる瞬間には、V_{BE1}は-V_{CC}よりV_{BE2}+V_{BE4}だけ-側に高い電圧でなければならない。だから電圧増幅段の電源電圧は-V_{CC}より最低でもV_{BE2}+V_{BE4}だけ高くしなければならない。

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(Tr₃, Tr₄)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 (Tr₁, Tr₂) 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。Tr₂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Tr₄のコレクター電圧もTr₂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Tr₄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nnpダーリントン出力段

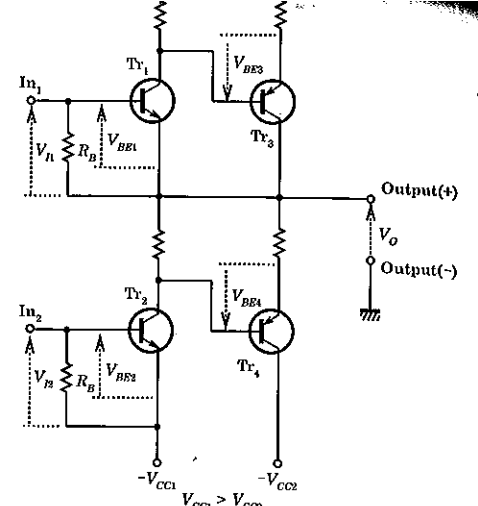
は、図9のように Tr_2 と Tr_4 のコレクター接続を外し、 Tr_2 のコレクターを $-V_{CC} + V_{BE2} + V_{BE4}$ より高い電圧に接続するとよい。最も簡単なのは0Vに接続することだ。

Tr_1 、 Tr_3 でも同じ現象が生じるが、これを回避するには、 Tr_1 のコレクターを Tr_3 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} だけ高ければよい。 $+V_{CC}$ 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、低い電圧で済み。

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、 Tr_2 のコレクター電圧はこれより-側に V_{BE4} だけ高くなければならない。しかしこれは $-V_{CC}$ を超えた電圧なので不可能だ。 Tr_2 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、 Tr_2 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

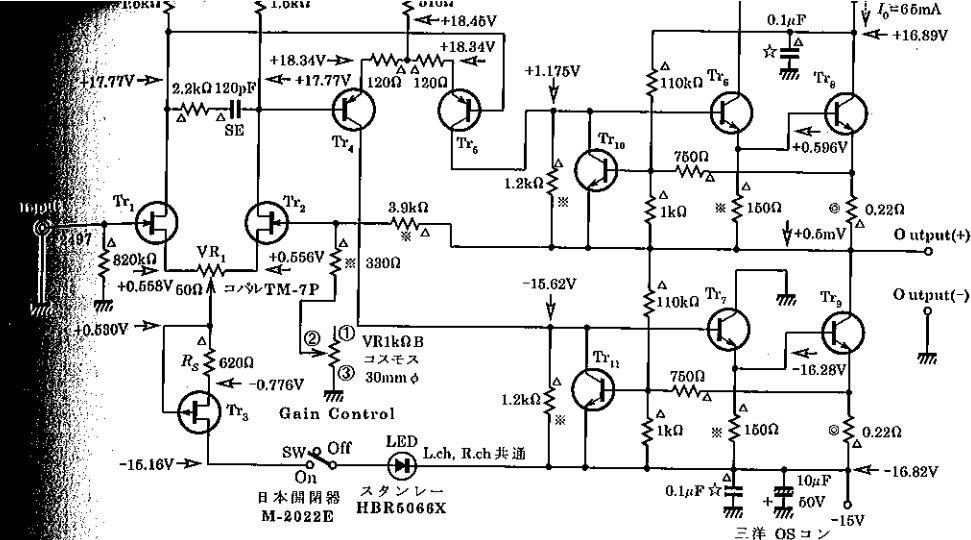
トンでは+側にも-側にも $\pm V_{CC}$ より高いドライブ段用電圧が必要になる。高効率ダーリントンではドライブ段電圧を+側だけ高くすればよい。この点でバッテリードライブにはダーリントンが有利になる。

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で見ていこう。

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Tr₈, Tr₉は熱結合, Tr₆, Tr₇はサイドパネルに取り付ける
 ※: スケルトン, ◎: 福島双羽 M P C74, ☆: ニッセイ電機積層フィルム APS

図4 本機パワーアンプ部

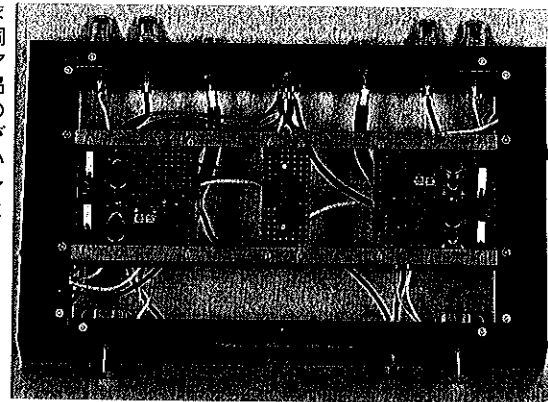
化させるのに必要な労力と経費が
 厳格で済む。後ほど説明するが、
 バッテリーに容量が大きなりチウ
 ムイオン型を使用したので、アン
 プごとにバッテリーを入れる必要
 がないからだ。

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、

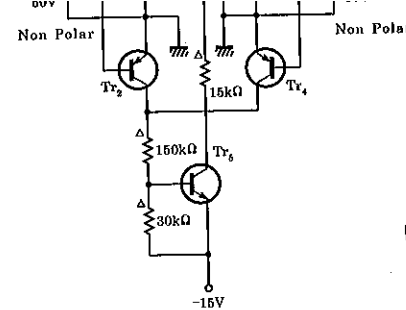
アンプ基板はこれま
 でのパワーアンプ同
 様、左右に渡したアル
 ミアングルから吊り下
 げる。出力段の
 アイドリング電流が
 小さく発熱も少ない
 ので、アルミシャシ
 の側板を放熱器と
 して利用できる



超シンプルな構成だ。出力段の電
 源電圧は±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
 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, Tr₃, Tr₅: 2SC2240 Tr₂, 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、電圧増幅段の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 I_0 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 I_0 の安定度が特に大事だ。温度上昇により I_0 が増える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 I_0 は極めて安定になる。

I_0 の温度補償は出力Trに熱結合したサーミスター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Tr₃の温度が上昇し、 I_0 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、 I_0 が減少する。これらの変化は I_0 の変化を元に戻す働きをする。

I_0 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。

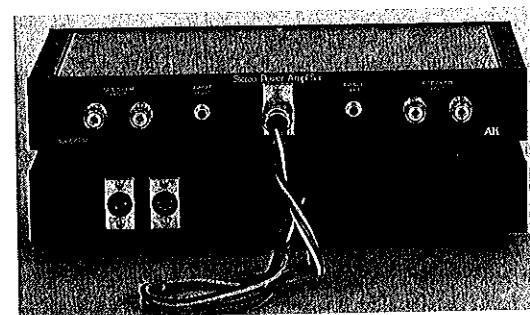
この状態で、パワーアンプを3台使用し、1日に2時間聴くとすれば、1週間はバッテリーが保つことになる。1週間に1回の充電

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。

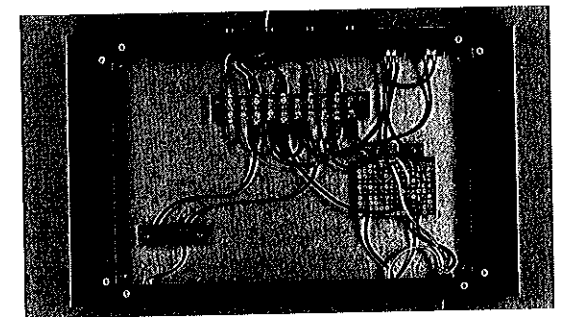
初段差動アンプにはカスコードアンプは使わない。電源電圧が低いので入れる必要がないからだ。定電流回路(Tr₃)は定電流特性の優れたPチャンネルFET(2SJ103)の自己バイアス型定電流回路である。最もシンプルで、バイポーラーTr式のように定電圧ダイオードに電流を流す必要ない。

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。

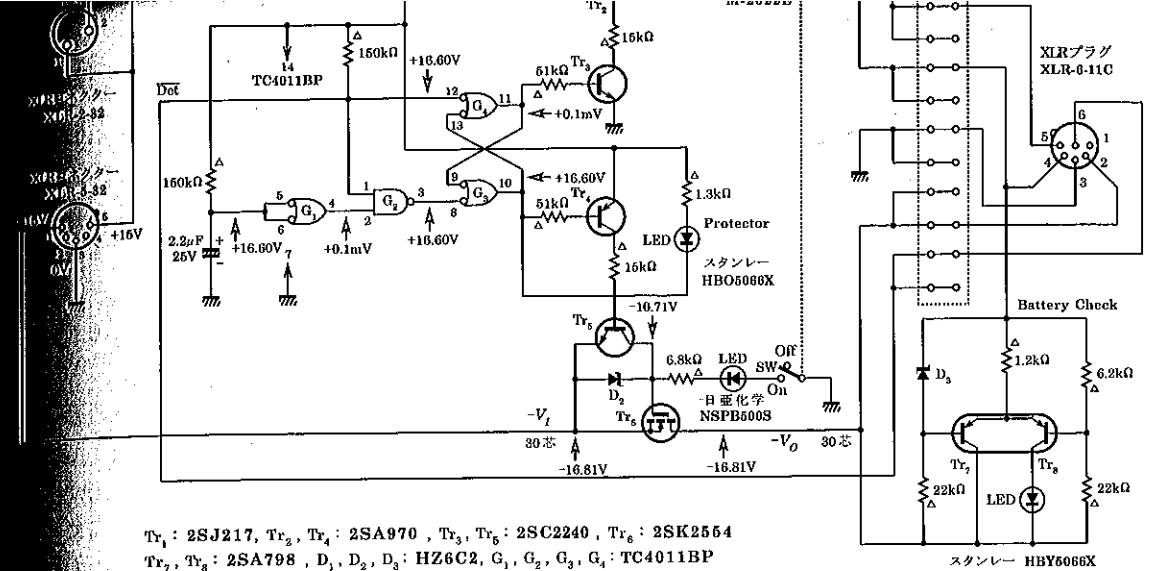
2段目差動アンプには定電流負荷を使わない。定電流回路を動作させるには、最低1.2Vの電圧が必要になり、その分一側の電源電圧を高くしなければならないからだ。本機のように初段がNチャンネルFET、2段目がpnpTrの2段差



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コネクターを使用。電源部に電力を供給するバッテリーは2種類あるため、コネクターも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



Tr_1 : 2SJ217, Tr_2, Tr_4 : 2SA970, Tr_3, Tr_5 : 2SC2240, Tr_6 : 2SK2554
 Tr_7, Tr_8 : 2SA798, D_1, D_2, D_3 : HZ6C2, G_1, G_2, G_3, G_4 : TC4011BP

電源部

動作では、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pnp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 Tr_2 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。

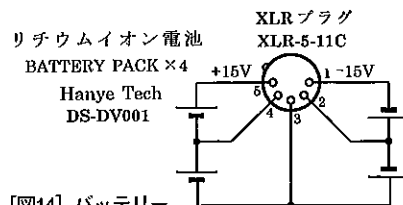
本機にはゲインコントロールが付いている。マルチアンプ方式ではレベル調整用に必要だ。ネットワーク方式でも、スピーカーの効率に応じて使いやすいゲインにセットできる。

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



[図14] バッテリー

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

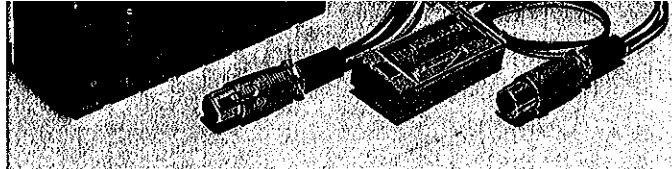
図12はスピーカーを直流漏れから守るための、保護回路のDC検出部である。この回路は他のDCパワーアンプと共通だ。

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ヴならでは工夫がある。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



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

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。

電源コネクターは $\pm 15V$ 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ピンコネクターでもよさそうだが、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で、トータル電圧をチェックすればよい。 $\pm 2.4V$ 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。