

● MUSES 使用, 徹底的に音質こだわった

マルチ電源 70W × 2 パワー・

アンプの製作

■ 別府俊幸 ■

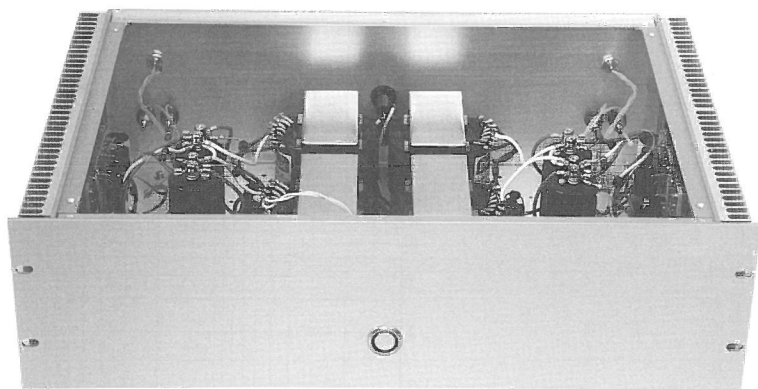
ふたたび MUSES オペアンプについて

新日本無線(株)より昨年12月に発売された MUSES シリーズ⁽¹⁾は、前号でお話したとおり、徹底的に音質にこだわって開発されたオペアンプです。多くの、というよりも、ほとんどのオーディオ機器にはオペアンプが使用されていますが、真空管と異なり、NE 5532 がよい、いや RC 4558 だ、FET 入力 of TL 082 だ、などと型番が取沙汰されることもなく、さらには、同じ 5532 であっても P 社がよい、いや T 社だ、それとも N 社だ、などとメーカーにこだわられることもめったにありません。

しかし、オペアンプによって音は異なります。外見上は同じ DIP パッケージに収められていたとしても、中のシリコン・チップ上の回路構成は異なります。ですから、当然、音も異なります。

また、同じ番号のオペアンプであっても、メーカーによって音は異なります。もっとも、セカンド・ソースと呼ばれる同じ番号のオペアンプは、後発メーカーが「等価」な回路を設計して製造しているものですから、チップの回路構成や製造プロセスは異なります。チップ上のトランジスタの形状や配置が異なれば、当然、音も異なるでしょう。

ところで、私は「オペアンプは音が悪い」と信じていました。これ以



前にも 20 ~ 30 種類はオペアンプを試聴しましたが、私にはどれも同じ種類の音、いわば“オペアンプの音”が聴こえました。広がり感のない、カサコソしたような、伸びのない、息が詰まったような音が、何を聴いてもつきまどってきます。

オペアンプによって、帯域バランスが異なったり、音の質感が異なったりはありますが、それでもすべてに“オペアンプの音”があります。この“オペアンプの音”は、ディスクリートの半導体アンプでは取り除くことができるのですから、オペアンプには音を悪くする何らかの共通因子がある、と考えていました。

昨年の8月、MUSES のサンプルを入手しました。写真に示すようにサンプルは、5720、5820 とナンバーがつけられていました。MUSE 01/NJM 5720 は入力の差動回路が J-FET であり、MUSE 02/NJM 5820 はバイポーラです。

試聴では第1図のように11倍の

ノン・インバータおよびインバータとして、DA コンバータとパワー・アンプの間に入れて試聴しました。なにも入れていない電線だけの状態(ダイレクト)との比較です。

ヴォルテージ・フォロウとして試せばゲイン1倍となりますが、ヴォルテージ・フォロウを必要とするオーディオ回路には無縁です。しかし、オペアンプにゲインを持たせませんから、フィードバック・ループやアッテネータに使う抵抗の音も含まれてきます。

さらにいえば、同じゲインであっても抵抗値を大きくするか小さくするかによって音は変わります。が、抵抗値による音の差は何度も経験していますし、素子の音とは別の種類の変化をします。オペアンプによる音質劣化とは分けて捉えられると考えます。

とにかく、音は聴かなければわかりません。

正直なところ期待は大きくありま

せんでした。そもそも、“オペアンプの音”が嫌いですから、ディスクリットでアンプを組んでいます。高音質を謳ったパーツにがっかりさせられたことは一度や二度ではありません。どうせあの“オペアンプの音”が聴こえるだろうと……。

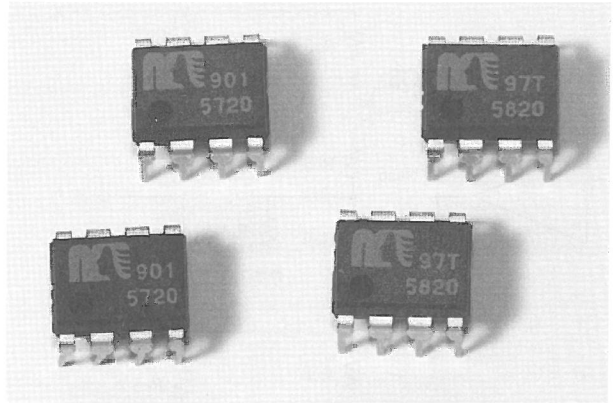
ところがこのMUSESからは、“オペアンプの音”が聴こえません。色づけもわずか。情報量の欠落も少し。なにより音場感が失われな。アンプの理想は“増幅する電線だ”との広告を昔に見たような気がしますが、増幅しない電線と比べても劣化は大きくありません。信号を増幅して、それから減衰させているのに、です。

出色のオペアンプです。

比較した中でのベストは、MUSES02のノン・インバータ接続でした。ダイレクト接続との比較では、わずかに中低域が混沌として、押し出しが悪いような感じはありましたが、極めてクリアで、音色の再現も悪くありません。躍動感もあり、聴いていて楽しさを失っていない音です。

ダイレクトと比較すると、細かなニュアンスの再現に劣り、音色がくすみますが、それほどではありません。私のイメージの中にある詰まったような、伸びのない、質感のない“オペアンプの音”がありません。

●筆者が入手したサンプル。まだ正式名称のMUSESは使われていない



イメージを覆してしまうレベルの高い再生音です。ただ、若干の定位感の劣化は感じられます。しかし、デュアルとは信じられないくらいわずかな劣化です。

付け加えておきますが、比較に用いたオペアンプを除いて試聴時のシステムはすべて、左右、プラス・マイナス、すべての増幅段に別々の電源トランスを用いています。その中でふつうのデュアル・オペアンプを試すと、悲惨なくらい平板な、奥行感のない、音像が不明確となって混沌とした“デュアル・オペアンプの音場”と化してしまいます。

参考のために比較したNJM4558はまさに“デュアルの音場”です。

しかし、MUSES02は“デュアルの音場”ではありません。

つぎにインバータ接続です。が、残念ながら、ノン・インバータに及びません。音像は小さく霞み、定位

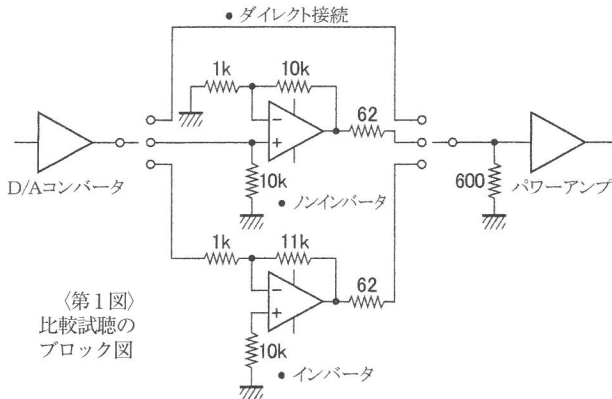
感も劣ります。また、音色も薄くなってしまいます。MUSES02の能力をあますところなく発揮させるためにはノン・インバータがよさそうです。

MUSES02に比べるとJ-FET入力のMUSES01は、わずかに色彩感に欠ける音でした。その傾向はとくに中高域に強く感じられましたが、反面、低域はベストです。5820で不満であった混沌とした感じが少なく、しまりのよい低音です。低音の質はより良好と感じられます。量感があって、音像がきちんとしています。音場感は5820と同じく、デュアル・オペアンプとは思えないほど良好です。

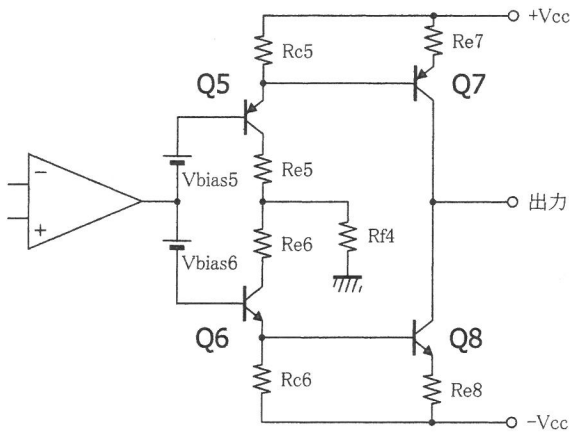
インバータ接続での傾向はMUSES01も同様でした。音色がモノ・トーンになり、躍動感に欠ける傾向です。MUSES01も、やはりノン・インバータ接続が良好です。

回路の構成

オペアンプはたいへん便利な素子です。抵抗比でゲインを計算できますし、その抵抗さえ外付けすれば、広帯域のDCアンプをきわめて簡単に作るすることができます。しかし、パワー・アンプにオペアンプを用いようとする、その出力電圧範囲は十分ではありません。かりに4Ωで50Wを出したいとしても20Vの



〈第1図〉
比較試聴の
ブロック図



〈第2図〉
オペアンプの出力にエミッタ接地増幅段をブースタに使った

出力電圧が必要です。これは、電源電圧±16Vのオペアンプには不可能な数字です。

解決策の1つが8月号のパワー・アンプで用いたエミッタ接地+エミッタ・フォロワでした。動作も問題ありませんし、音も悪くありませんが、オペアンプの使いかたがふつうではない点だけが気にかかります。

そこで今回は、第2図のようにオペアンプの出力に2段エミッタ接地増幅回路をブースタとして用いました。4Ω負荷にて出力70Wを目標とすると、最大出力電圧24Vが必要です。オペアンプの最大出力が14V、それをブースタで1.4倍に増幅できれば24Vが得られます。大きな電圧ゲインは必要ではありません。

最大出力電流は6Aが必要です。14mAの出力があれば、428倍すれば達成できます。1段あたりでは21倍ですから、これも可能な数字です。

実は、このコレクタをスピーカへの送り出しとする回路は、20年以上前に試みたことがあります。そのときは、エミッタ・フォロワを使いたくないとの理由から試みまし

たが、線の太い音を聴かせてくれた覚えがあります。

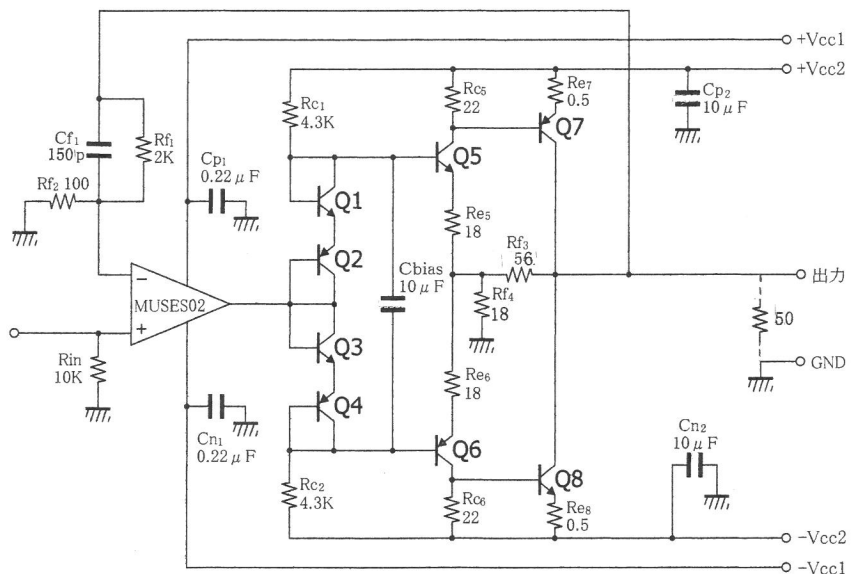
しかし、この回路は負荷インピーダンスによって、ゲインが変わります。スピーカをつないでただけでバイアス電流が変化してしまい、安定させられなかったため、お蔵入りとなっていました。

ところが、世の中にはうまい方法を考える人がいるものです。出力と R_{f4} の間にフィードバック抵抗 R_{f3} を用いてエミッタ接地段のゲインを制限すると、見事にこの問題を解決できます⁽²⁾。

アンプ回路を第3図に示します。オペアンプの出力は、 $Q_1 \sim Q_4$ のバイアス電圧回路を通して Q_5 、 Q_6 に入力されます。 Q_5 、 Q_6 はエミッタ接地プッシュプル回路を構成します。 Q_5 、 Q_6 の出力は、 Q_7 、 Q_8 の2段目のエミッタ接地プッシュプルに入力されます。 Q_7 、 Q_8 の出力(コレクタ)はそのまま出力端子へと導かれます。

出力にはエミッタ・フォロワを使うのが一般的ですが、コレクタからスピーカをドライブできるのであればあえて用いる必要はないでしょう。コレクタは出力インピーダンスが高いと教科書にはありますが、フィードバックを用いれば出力インピーダンスも下がります。1段でも増幅段は少ない方が、音のクオリティを下げないと考えます。

そして、2段のエミッタ接地回路のゲインを制限するために R_{f3} 、 R_{f4} の局所的なフィードバック(マイナー・ループ)を用います。ここがポイントです。マイナー・ループなしでは、トータルのオープン・ループ・



Q1, Q3 2SC1845 Q5 2SC5171 Q7 2SA1386A
Q2, Q4 2SA992 Q6 2SA1930 Q8 2SC3519A
〈第3図〉70W×2パワー・アンプの増幅部回路(片チャンネル)

ゲインが大きくなりすぎてしまい、不安定動作を招きます。

トランジスタの選定

バイアス電圧回路の $Q_1 \sim Q_4$ には、NEC 2SA 992/2SC 1845を用いました。ディスクリートのアンプなら初段に用いたいバランスのよいペアです。しかし、 $Q_1 \sim Q_4$ は増幅するわけでもありませんし、それほど音には関係しないようにも思いますが、わざわざよくなかったトランジスタを試みるのはおっくうです。 Q_1 と Q_5 、 Q_2 と Q_7 、 Q_3 と Q_8 、 Q_4 と Q_6 、とそれぞれpnp同士、npn同士で熱結合し、温度補償させています。

1段目のエミッタ接地 Q_5 と Q_6 には、東芝2SA 1930/2SC 5171を使用しました。

10年以上前に使っていたNEC 2SA 1006/2SC 2336は、中域の充実した嫌な音のしないことだけが取り柄のペアでした。押し入れには数百個ストックしてありますが、残念なことに現在では流通していません。

そこでドライバに使えそうなペアを物色し、入手できた6種類の中でベストのコンプリを使いました。音は、2SA 1006/2SC 2336と比べはるかにワイド・レンジです。やや高域にバランスが寄る傾向があるものの、付帯音の少ないすばらしく透明

な音を聴かせてくれるペアです。絶対最大定格はコレクタ・エミッタ間電圧180V、コレクタ電流2A、コレクタ損失20Wです。

出力段の Q_7 、 Q_8 にはサンケン電気LAPTマルチエミッタ・トランジスタ2SA 1386A/2SC 3519Aを使用しました。解像力の高い再生音を聴かせてくれるパワー・トランジスタです。絶対最大定格はコレクタ・エミッタ間電圧180V、コレクタ電流15A、コレクタ損失130Wです。

回路の設計

回路は正負対称ですから、ポジティブ側についてだけ考えます。

バイアス段の電流は、 R_{c1} によって決まります。 Q_1 のコレクタ電流を $I_{C(Q1)}$ とすれば、 Q_1 と Q_2 のベース・エミッタ間電圧を0.7Vとして、

$$I_{C(Q1)} = \frac{V_{cc} - 0.7 \times 2}{R_{c1}} \dots\dots(1)$$

です。

Q_1 と Q_2 のエミッタ・フォロワのバイアス電圧回路であれば、ある程度電流を流した方がしっかりとした線の太い音になります。今回はそれとは違いエミッタ接地のバイアス電圧回路であり、エミッタ・フォロワの経験からは5mA以上としたいところです。

R_{c1} には、たまたま手元にあったという理由で4.3k Ω を使いました。 Q_1 と Q_2 のコレクタ電流は約7mAとなります。

Q_5 のコレクタ電流は、 R_{e5} で決めることとなります。ところが、 R_{e5} は電流を決めると同時に、1段目のエミッタ接地段のゲインに関係し、さらには、出力段の動作クラスにも関係します。 Q_5 のバイアス電流 $I_{C(Q5)}$ は、 Q_5 のベース・エミッタ間電圧も0.7Vと仮定すると、

$$I_{C(Q5)} \approx 0.7 / R_{e5} \dots\dots\dots(2)$$

です。また、 Q_5 のゲイン G_1 は近似的に、コレクタ抵抗/エミッタ抵抗で求められます。

$$G_1 \approx R_{c5} / R_{e5} \dots\dots\dots(3)$$

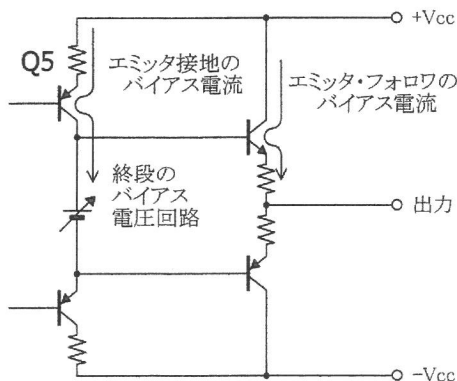
ここで、コレクタ抵抗 R_{c5} には Q_7 のベースが並列接続されますが、 Q_7 の入力抵抗は近似的にスピーカインピーダンス R_{load} の h_{fe} 倍となりますから、(3)式は、

$$G_1 \approx \frac{[R_{c5} \parallel (h_{fe(Q7)} \times R_{load})]}{R_{e5} + 2R_{f4}} \dots\dots(4)$$

となります。ここで、 R_{f4} もゲインを減少させるように働きます。ただ、後述しますが、 $R_{f3} + R_{f4}$ は負荷抵抗 R_{load} と並列になりますので、小さくし過ぎるとパワーを熱に換えてしまいます。

一方、 R_{e5} は終段 Q_7 のアイドル電流に関係します。第4図のように終段がエミッタ・フォロワの場合は、エミッタ接地段のプッシュアップルはAクラス動作とします。

当初は同じように、今回の回路でもエミッタ接地1段目はAクラスとして、2段目はBクラスにしたい、と考えていました。しかし、終段 Q_7 をBクラスとするために R_{c5} を小さくすれば、(4)式で示したゲインも小さくなってしまいます。か



〈第4図〉
エミッタ接地と出力段動作の関係。エミッタ接地のプッシュアップルはA級動作とした

といって R_{e5} も小さくすれば、 Q_5 のアイドル電流も小さくせざるを得ないため、 Q_7 のオン・オフに Q_5 も引きずられてしまいます。

だからといって、ゲインを稼ごうと R_{e5} を大きくすれば、終段 Q_5 のアイドル電流が増加します。

終段を A クラスとして妥協してもよいのですが、発熱の問題が大きいのかかってきます。ヒート・シンクの大きさからは、終段のアイドル電流は 500 mA 以下に押さえないとこです。

ところで、2 段目（終段）のゲイン G_2 は近似的に、

$$G_2 \approx \frac{R_{load} \parallel (R_{f3} + R_{f4})}{R_{e7}} \dots\dots(5)$$

です。そして、2 段エミッタ接地ブースタのゲイン G_0 は、

$$G_0 = G_1 \cdot G_2 \dots\dots(6)$$

となります。ここで、 Q_7 のエミッタ抵抗 R_{e7} は 0.5 Ω に決めてかかります。スピーカのインピーダンス R_{load} は 4 Ω とすると、式(5)より、

$$G_2 \approx \frac{4 \parallel (R_{f3} + R_{f4})}{0.5} < 8 \dots\dots(7)$$

ですが、 R_{f3} と R_{f4} の値をそれほど小さくすることはありませんので、 $G_2 > 6$ は見込めます。 G_0 は 2 倍もあれば十分ですから、 G_1 は 1/3 倍程度でよいこととなります。また、後述する理由により R_{load} が大きいときにも、ブースタ回路のゲインが大きくなり過ぎないようにしなければなりません。

以上、何度も堂々巡りを繰り返したのですが、最後は、適当に、 $R_{e5} = 18 \Omega$ 、 $R_{c5} = 22 \Omega$ 、 $R_{f3} = 56 \Omega$ 、 $R_{f4} = 18 \Omega$ としました。また、出力に R_{load} がなくても安定するように $R_{out} = 50 \Omega$ を用いました。このときの Q_5 ゲイン G_1 は、 Q_7 の h_{fe} を 80 とすれば(4)式より、

$$G_1 \approx \frac{[22 \parallel \{80 \times (4 \parallel 50)\}]}{18 + 2 \times 18} \approx 0.38 \dots\dots(8)$$

となり、 Q_7 のゲイン G_2 は(7)式より、

$$G_2 \approx \frac{(4 \parallel 50) \parallel (56 + 18)}{0.5} \approx 7.05 \dots\dots(9)$$

となり、ブースタ回路のゲイン G_0 は、

$$G_0 \approx 0.38 \times 7.05 \approx 2.68 \dots\dots(10)$$

となります。

マイナー・ループの設計

ここで、式(4)、(5)より明らかのように、ブースタ回路のゲイン G_0 は R_{load} に比例（厳密には比例ではないが）して大きくなります。ところが、不用意に高ゲインのブースタ回路を付け加えると、オープン・ループ・ゲインが増大するためにフィードバック・ループの位相余裕がなくなり、アンプは発振器と化してしまいます。

データ・シート⁽³⁾の電圧利得対周波数特性のグラフからは、オペアン

プの位相余裕（ゲインが 0 dB となる周波数での位相 +180°）は 50° と読み取れます。仮にブースタ回路での位相回転は 0° としても、オープン・ループ・ゲインが 5 dB アップすれば位相余裕は 30°、10 dB アップでは 0° です。ブースタ・ゲインは 5 dB より小さくしておかなければ、発振しないまでも寄生振動が生じたりする可能性が大です。

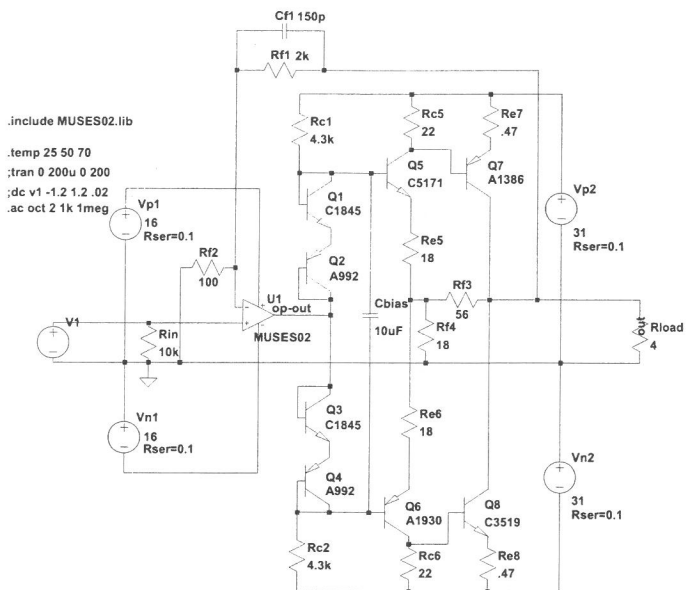
そこで、 R_{f3} と R_{f4} を使ってマイナー・ループを構成し、ゲインを調整します。マイナー・ループを用いた時のブースタ・ゲイン $G_{booster}$ は、

$$G_{booster} = \frac{G_0}{1 + G_0 \frac{R_{f4}}{R_{f3} + R_{f4}}} \dots\dots(11)$$

となります。 $G_{booster}$ は 1.4 倍以上が必要です。そこで、4 Ω 負荷のときに $G_{booster}$ を確保できるように $R_{f3} = 56 \Omega$ としました。このときの $G_{booster}$ は、

$$G_{booster} \approx \frac{2.68}{1 + 2.68 \frac{18}{56 + 18}} \dots\dots(12)$$

≈ 1.62 (4.2 dB) です。また、 R_{load} を接続しない無



〈第5図〉 リニアテクノロジー社 LTspice によるシミュレーション回路

負荷状態では、 $R_{f3}+R_{f4}=74\ \Omega$ と $R_{out}=50\ \Omega$ が並列に負荷抵抗となりますので、この時のゲインは、式(4)～(6)より、

$$G_0 \approx 24.2 \dots\dots\dots(13)$$

となり、 $G_{booster}$ は、

$$G_{booster} \approx \frac{24.2}{1+24.2 \frac{18}{18+56}} \dots\dots(14)$$

$$\approx 3.51 \text{ (10.9 dB)}$$

となります。無負荷状態では、計算上は発振器と化すと思われませんが、実機では $R_{out}=50\ \Omega$ にて発振は見られませんでした。

メジャー・ループの設計

アンプ回路のゲインは、 R_{f1} と R_{f2} によって決定されます。

$$G=1+R_f/R_i \dots\dots\dots(15)$$

$$=1+2\text{k}/100=21 \text{ (26.4 dB)}$$

です。

位相補償キャパシタ C_{f1} は、通常はなくても動作に問題はありませんが、しかし、電源オフ時に電圧が $\pm 10\text{V}$ くらいに下がってきたときに、1～2秒間ですが1MHzで発振したため、それを止めるために入れました。

ところが、150pFありとなしでは、あった方が落ち着いたような自然な感じに聴こえます。ほかの容量での試聴はしていません。ここは、

小さ過ぎると刺激的な音になり、大き過ぎると平板的な音になりますので、もうちょっと追い込む必要があります。

回路のシミュレーション

第5図にシミュレーション回路を示します。シミュレーションには、リアテクノロジー社LTspice IV 4.06を用いました⁽⁴⁾。LTspiceはLinear Technology社のホームページよりダウンロードできるフリーの回路シミュレータです。

以前は高価なPSpiceを使っていましたが、LTspiceは無料です。実にありがたいソフトです。ただ、ときどきバグらしい動作を示すことがあります。今回の回路設計も、定数を変更してはシミュレータで確認して、という作業を繰り返していました。

今回は、シミュレーションに使用したモデルは省きました。シミュレータはフリーですが、サポートされるモデルは、当然、LT社のデバイスだけです。Spiceモデルを提供している日本の半導体メーカーもあるのですが、今回使用したトランジスタは、いずれもサポートされていません。このためOrCAD Capture 9.2のPartsを使用してモデルを作成しました。

なお、どのモデルもデータ・シー

トに示される情報だけを使って作ったものであり、精度が十分ではありません。とくに高周波特性は実機とは差があることをご容赦ください。

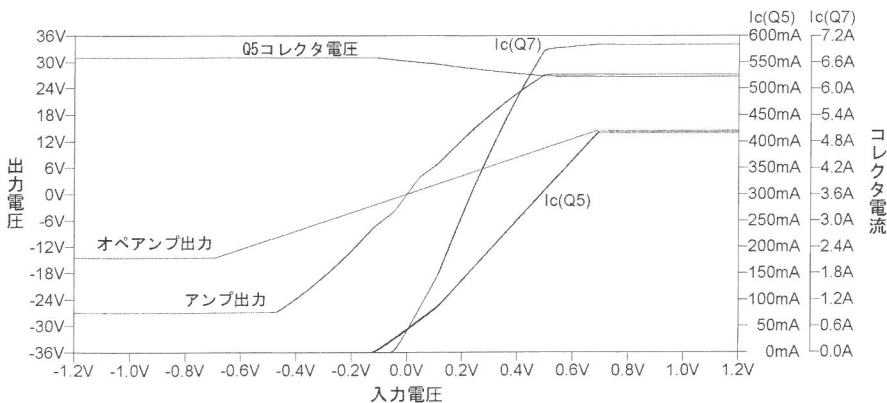
第6図に負荷インピーダンス4Ω、オペアンプを21倍の非反転アンプとして、フィードバックはメジャー・ループもマイナー・ループも、どちらもはずしたときのDCシミュレーションを示します。

アンプ出力電圧は、オペアンプ出力の約2.9倍となっています。これがブースタ回路のゲインになります。

Q_5 のコレクタ電流 $I_{C(Q5)}$ は、入力電圧が-110mV以上で流れ始め、最大415mAに達しています。 $I_{C(Q5)}$ は入力110mV、90mA付近に変曲点がありますが、-110mV～+110mVの区間は Q_6 にもコレクタ電流が流れ、Aクラス動作となっているためです。

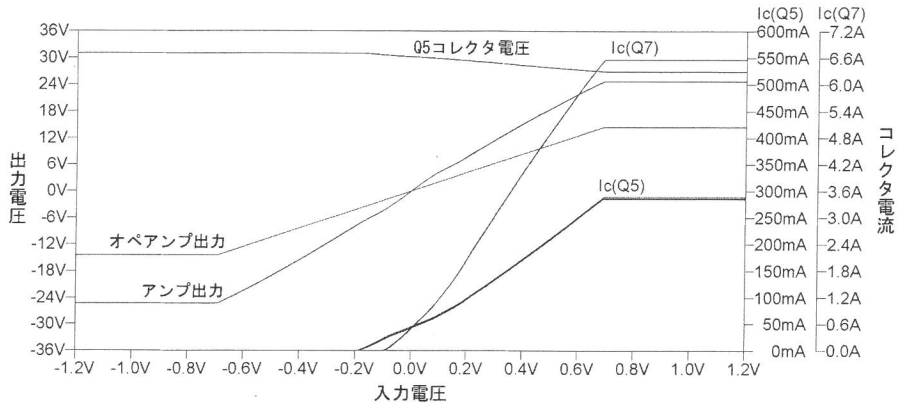
Q_5 のコレクタ電圧、すなわち Q_7 のベース電圧は入力電圧が-110mV以上で変化し始め、アンプ出力が飽和するとともに一定となっています。

また、 Q_7 のコレクタ電流 $I_{C(Q7)}$ より、 Q_7 は入力電圧-45mVでカットインしています。 Q_7 および Q_8 がオンになる区間は-45mV～+45mVであり、1段目の Q_5 よりも狭くなっています。アンプ出力電

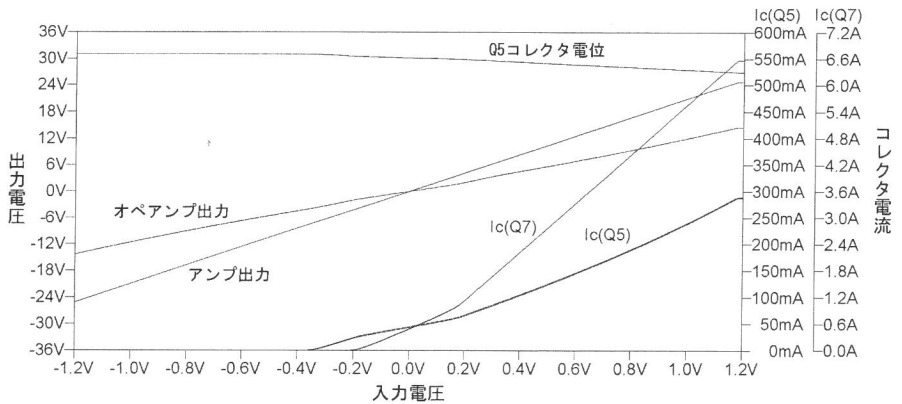


〈第6図〉
 R_f 4Ω、NFBなしのときのDC動作のシミュレーション

〈第7図〉
マイナー・ループ
NFBをかけたとき
のDCシミュレーシ
ョン



〈第8図〉
マイナー、メジャー
のNFBをかけたとき
のDC動作のシミュ
レーション



圧には、この Q_7 および Q_8 のオンオフによる非直線性が見えます。

マイナー・ループを用いたときが第7図です。ブースタ回路のゲインが1.8倍となっていることがわかります。アンプ出力の非直線性も改善されています。

さらにメジャー・ループも用いた場合が第8図です。ブースタ回路のゲインは1.77倍となり、トータ

ル・ゲインが21倍となっていることがわかります。アンプ出力の非直線性もグラフ上は確認できません。

トータル・ゲインが下がっているため、 Q_5 のカットインが -350mV に、 Q_7 のカットインが -200mV と、それぞれAクラス動作の範囲が広がっていることがわかります。

なお、シミュレーションでは、出力抵抗は $1\text{m}\Omega$ 以下の数字となりま

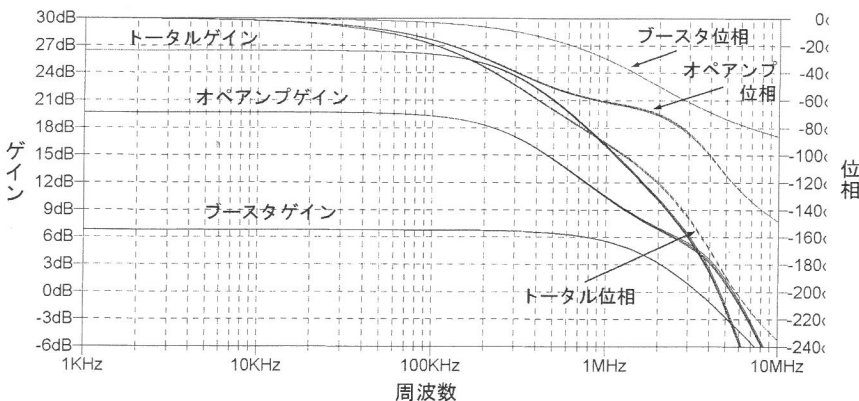
した。コレクタ出力によって、ダンピングが悪くなる心配はなさそうです。

また、シミュレーションでのアイドルリング電流は Q_5 が 44mA 、 Q_7 が 487mA ですが、実測では、 Q_5 が約 40mA 、 Q_7 が約 400mA となりました。

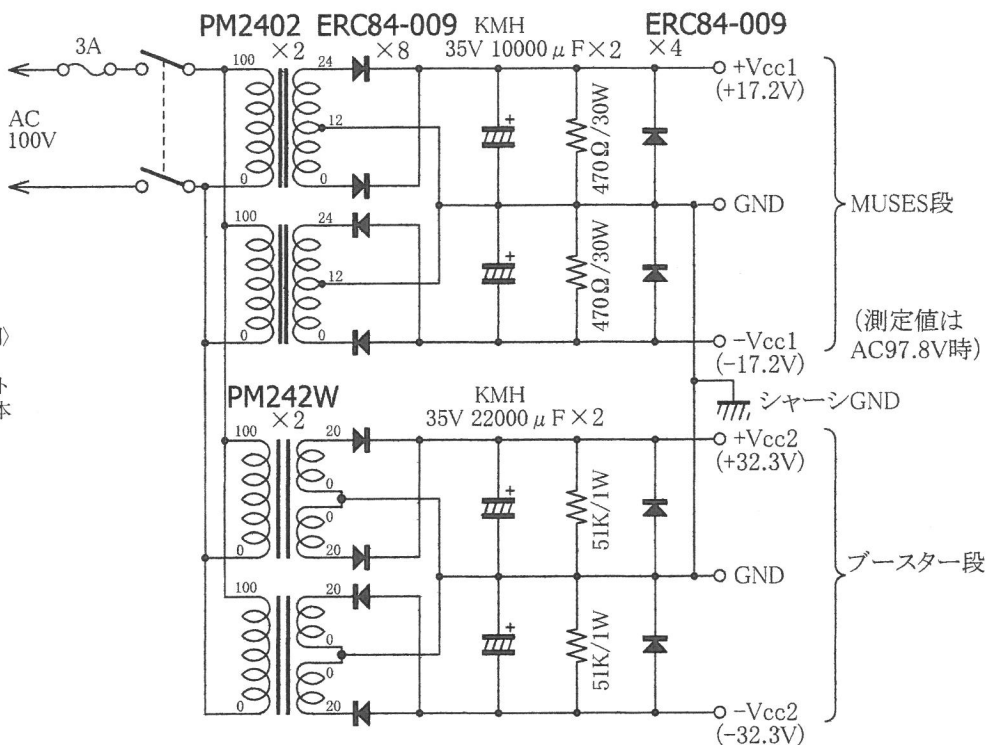
第9図に C_{T1} を 150pF として、負荷抵抗 4Ω としたときのACシミュレーションを示します。

トータル・ゲインの -3dB 点は 317kHz と計算されました。 4.5MHz でトータル・ゲインが 0dB となり、その時の位相が -180° と位相余裕が 0° とのシミュレーション結果となっていますが、実機は発振することなく安定に動作しています。

これは、私の作成したモデルがMUSESの高周波特性



〈第9図〉NFB回路に C_{pf} を加えたときのAC動作のシミュレーション



(第10図)
各回路とも左右、
±とも分けて8ト
ランスを使った本
機の電源回路

を正しく表わしていないことが原因です。後述する周波数特性に示されるように、実機の高周波特性はシミュレーションほどに伸びていません。これが幸いして、安定に動作しました。

電源回路

第10図に電源回路を示します。片チャンネル分です。回路図中の各部の電圧は、電源電圧99.4V時の実測値です。

電源は、左右、プラス・マイナスを分け、さらにMUSES段とブースター段を分けた8トランス構成です。各段とも電圧安定化回路は用いていません。

能動素子には、それぞれ電源電流を供給しなければなりません。そして、能動素子が増幅すれば、電源電流は変動します。複数の素子の電流変動を1つの電源トランス(コア)に流せば、そこに干渉が生じて音場

感が狭まります。と、わかったような説明をつけ加えますが、現象を観測したわけではありませんから、空想的(?)説明です。

しかし、その効果が聴こえてしまうと、1個で間に合うはずのもっとも高価な部品を複数個使うはめに陥ってしまいます。各段に独立の電源トランスを用いると、音場の広がりや音像定位にあるあやふやな感じをすばらしく改善します。

また、電圧安定化回路を用いて電圧を一定に保ったところで、電源電流は変化します。信号に依存する電流がコアを流れる状況に違いはありませんから、依然として電源トランス分離の効果は聴こえます。いまだ電源トランスや電源キャパシタの音の違いを消せる電圧安定化回路というのを聴いたことはありません。

電源回路もアンプ回路と同じく、能動素子を使えば使うほど、能動素子の音がアンプの音に付け加えられ

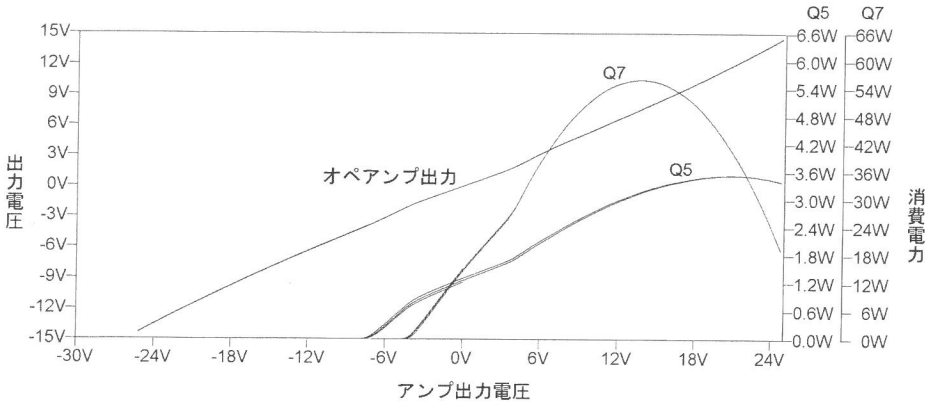
ます。できるだけ付加される音を少なくしてアンプを作りたいと考えています。

MUSES段は、ノグチトランスPM2402(24V, 0.2A)をプラス・マイナスそれぞれに用いています。オペアンプのプラスとマイナスであっても電源電流は別々の変化をしますから、電源トランスを分けると、その効果が聴こえてきます。

整流ダイオードには、富士電機ERC84-009(90V, 3A)をそれぞれセンター・タップ整流で使用しています。スイッチング・オフ時のリカバリ特性に優れたショットキー・バリア・ダイオードです。

フィルタ・キャパシタには日本ケミコンKMH 35V 10000µFを用いました。ネジ端子品であることはいうまでもありません。同じKMHであっても、基板自立型は比較にならない音です。

キャパシタには470Ω(3W)の



〈第11図〉
Q₅、Q₇の消費電力のシミュレーション

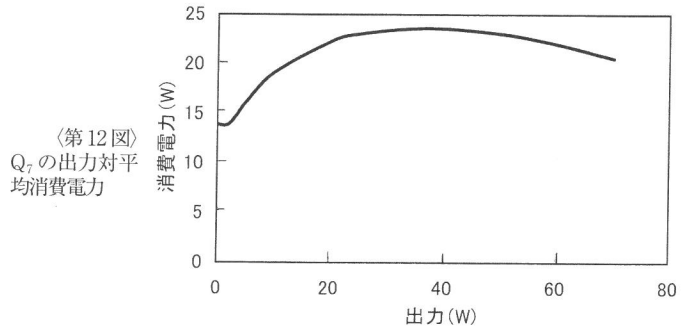
ブリーダ抵抗を並列に入れてありますが、これは、電源電圧調整用です。ないと MUSES の絶対最大定格を超える危険性があります。ここは音に影響しませんので、抵抗の銘柄にはこだわりません。

同じくキャパシタに並列に、電流が流れない方向に ERC 84-009 を入れています。あつた方がざらつきの少ない透明感のある音になります。なぜそうなるのか理由はまったくわかりません。

もっとも、整流ダイオードのリカバリ特性がなぜ聴こえてくるのか、そのメカニズムの説明も見たことはありません。「リカバリが早いと音がよくなる」では単なる現象論であつて、何の説明にもなっていません。

ブースタ段はプラス・マイナスそれぞれにノグチトランス PM 242 W (24V, 2A × 2) の 2 次巻線を直列接続して使用しています。欲をいえば、バイアス電圧段、1 段目のエミッタ接地と 2 段目のエミッタ接地の 3 段に分けたいのですが、エミッタ接地段とエミッタ・フォロワ段を分けるためには、レギュレータを使用するか A クラスにしなければならず、相当に面倒です。

MUSES 段と同じく ERC 84-009 を用いてプラス・マイナスそれぞれをセンター・タップ整流して、KMH 35 V 22000 μF を用いてフィ



〈第12図〉
Q₇の出力対平均消費電力

ルタリングしています。が、正直なところ、キャパシタの容量は倍くらい欲しいところです。パワー段フィルタ容量が増えるほど、透明感のある音になってきます。

ブースタ段のブリーダ抵抗 51 kΩ は、電源オフ時の放電用であり、必須ではありません。ここも逆方向ダイオードを用いています。

ヒート・シンク容量の計算

ブースタ段はアイドル電流 400 mA の AB クラス動作です。Q₅、Q₇ の消費電力をシミュレーションで求めたグラフが第 11 図です。Q₇ の消費電力はピークで 56 W となります。

このグラフから Q₇ の出力対平均消費電力を求めると第 12 図のようになります。消費電力のピークは出力 37 W の時で、23.6 W です。

まずパワー・トランジスタ 2SA 1386 / 2SC 3519 の熱抵抗 R_{TRp} は、ジャンクション温度 T_j、ケース温

度 T_c とすると、

$$R_{TRp} = (T_j - T_c) / P_{T(T_c = 25^\circ C)} \\ = (150 - 25) / 130 \\ \approx 0.962 \text{ (}^\circ\text{C/W)} \dots\dots\dots (12)$$

です。ケース温度を 65°C として、絶縁シートによる熱抵抗 R_θ = 0.5 (°C/W) とすれば、ヒート・シンクに要求される熱抵抗 R_{HSp} は、

$$R_{HSp} = \frac{T_j - T_a}{P_{TRp}} - (R_{TR} + R_\theta) \\ = \frac{150 - 65}{23.6} - (0.962 + 0.5) \\ \approx 2.13 \text{ (}^\circ\text{C/W)} \dots\dots\dots (13)$$

となります。Q₅ の平均発熱量のピークは 1.6 W です。無視します。

ヒート・シンクは、LEX (丸三電機) 21 F 154 を、それぞれのパワー・トランジスタに使用しました。高さはケースに合わせて 132.5 mm を特注しました。熱抵抗は約 1.3 (°C/W) です。

部品と組み立て

使用部品を第 1 表に示します。

抵抗はヴィシエイ・デール / Vishay Dale です。米軍規格 MIL-PRF-26 スペックのシリコン・コーテッド巻線抵抗です。アイルトン・ペリー (Ayrton-Perry) 巻線法によって、巻線インダクタンスおよび線間容量を極小に押さえた NS シリーズです。

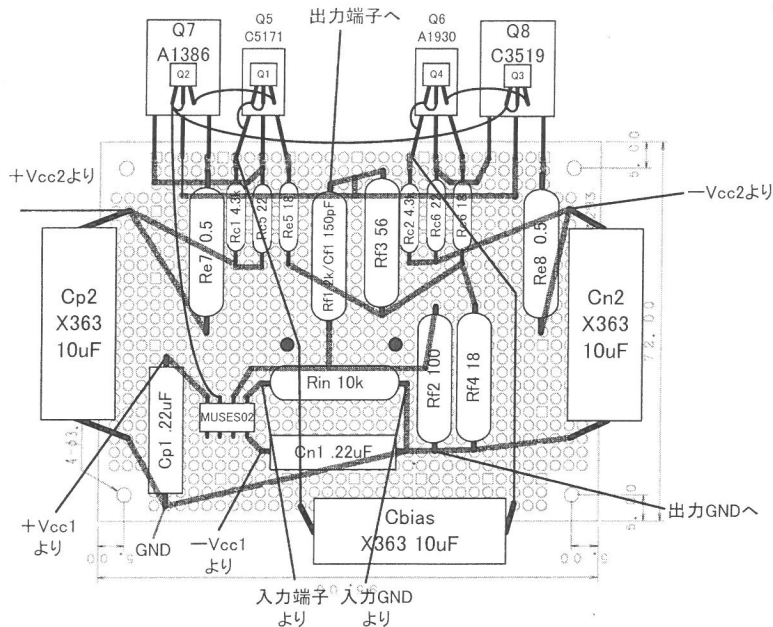
アイルトン・ペリー巻線とは、2本の抵抗線をコアに反対向きに巻きつけるバイファイラ巻きであり、2本の抵抗線のターン数が同じとなれば、磁界は打ち消しあってインダクタンスが発生しません。欠点は、倍の抵抗値、つまり同じ長さなら半分の断面積の2本の抵抗線を反対向きに巻かなければならないことです。

とにかく、抵抗は無誘導巻線に限ります。リードが鉄であるかないかは微々たる問題です。銅コーティングされた鉄リードは抵抗本体をしっかり支えます。リードの材質よりは、銅ニッケル合金またはニクロム合金である抵抗体の材質の方が音に重要なのです。

終段のエミッタ抵抗 R_{e7} および R_{e8} 、マイナー・ループのフィードバック抵抗 R_{f3} および R_{f4} は、定格 5W の NS-5 が必要ですが、音質に大きく影響する入力抵抗およびフィードバック・ループ抵抗にも NS-5 を使用しました。

デールであっても定格電力の大きい方が音もくっきりします。3W の NS-2B よりも 5W の NS-5、さらには 10W の NS-10 がよくなるのですが、あまりにも大きくなるので 5W で妥協しています。

出力端の 50 Ω は発熱もありますので、スピーカ端子に圧着端子を使用して取り付けます。連続最大出力ではこの消費電力が 5W を超えますが、実際にはそのような条件になることは (テストのときを除いて) あり



〈第13図〉本機の配線パターン

ませんから、NS-5 でいいことにしています。

ついでにつけ加えますと、これはなくても、50 Ω 以下のインピーダンスのスピーカを接続していれば、発振することはありません。出力オープンで測定するときの補償用であり、じつは、私の家では用いていません。

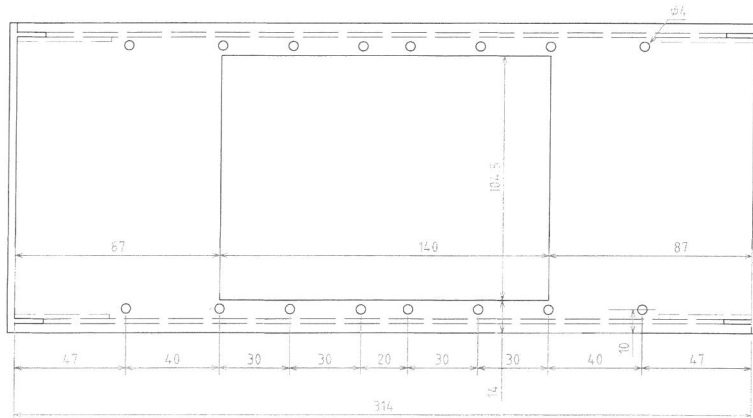
ほかの抵抗は NS-2B です。

基板上的バイパス・キャパシタは ASC の X363 メタライズド・ポリプロピレン・フィルム・キャパシタです。円筒形状ですが、無誘導巻フ

ィルムです。MUSES 段には 0.22 μF 、ブースタ段には 10 μF を用いました。

ブースタ段は使用しなくても発振はありませんでしたが、ある方が聴感上ざらついた感じが少なくなります。C_{bias} は、なくても動作には支障ありません。が、ある方が聴感上くっきりとした見透しのよい音になります。が 10 μF では容量不足で、できれば 100 μF 以上は欲しいところです、もちろん X363 で。位相補償用 C_{f1} はディップ・マイカです。

第13図にアンプ回路の配線パタ



〈第14図〉シャーシ加工図の中の側板の寸法。これに基板をつける

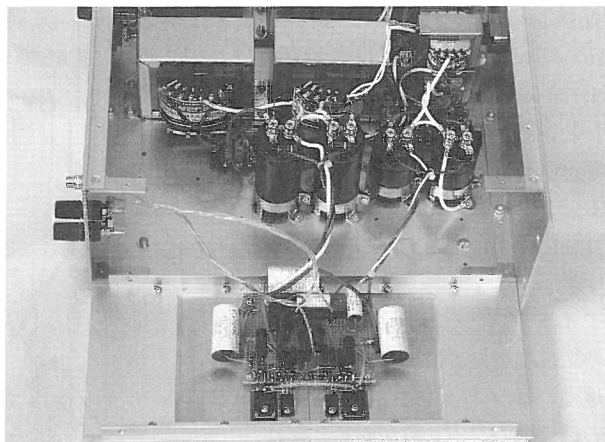
ーンを示します。MUSES02はデュアルですが、前述のとおり片側だけを使用します。

アンプ回路は、サンハヤト ICB-293 ユニバーサル基板のパターン面に部品を配置し、配線しています。部品が安定するようにユニバーサル基板は2枚重ねとして、部品の足がヒート・シンクに接触しないよう5tベーク板を下に敷いてヒート・シンクにネジ固定しています。

欲をいえばここに20mm くらいの真鍮板を挟むと、音的にもしっかりとします。

ケースはタカチ電機工業 YER-133-32S を使用しました。ヒート・

●側板をはずしてアンプ部分の配線をのぞいたところ



シンクを左右の側板の外から取り付けていますので、ラックには入らなくなっています。

第14図にケースの加工図の一部

を示します。底板はトランスが8個も載りますので、3tのアルミ板に換えています。ヒート・シンクは、左右のパネルにそれぞれ2枚を並べた状態で使用します。

電源スイッチは IDEC フラッシュ・シルエット・スイッチを使用しました。パネル面からの突出がほとんどなく、また自照式のスイッチですので、穴開けが1つですみます。2c 接点を用いて、AC ラインの両側をオン・オフします。

ヒューズは、スローブロー 3A を用いています。アイドリング時の消費電力は 80 W ほどですが、電源オン時の突入電流が大きいので、ふつうのヒューズではもう少し容量を大きくする必要があるかもしれません。

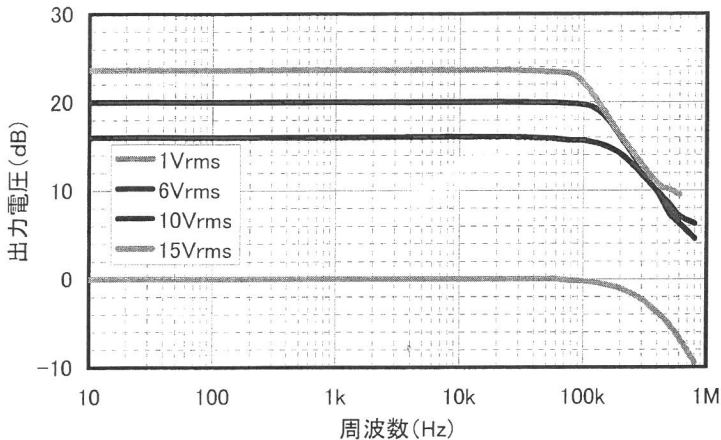
音的にはサーキット・プロテクタを薦めますが、この場合も容量は大きくしないとオンにできません。

配線材は 0.3[□] のビニール線を、入力端子からアンプ基板までは $\phi 0.5$ mm、アンプ基板からスピーカ端子までは $\phi 0.8$ mm の単線の被覆線を用いています。ここはシールド線ではなく、適度に柔らかい線であれば、こだわりません。

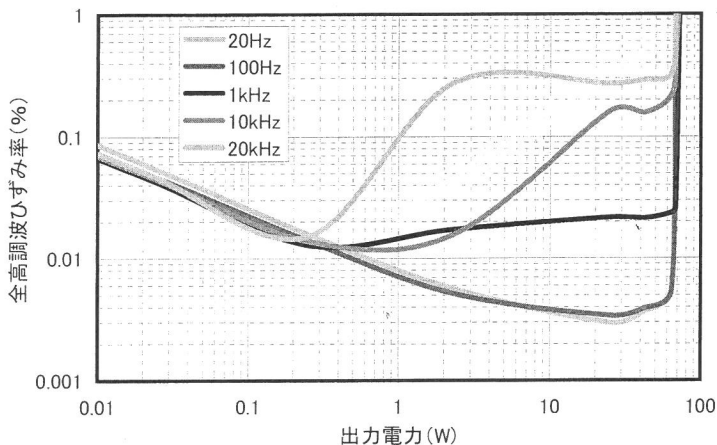
パーツ購入先は、CR および端子は秋葉原の海神無線、トランスはノグチトランス販売、NEC とサンケン

品名	メーカー	型式	数量	備考
外装				
ケース	タカチ電機工業	YER-133-32S	1	
AC電源ケーブル			1	
AC電源用コネクタ			1	
電源スイッチ	IDEC	LA1L-A1C63G	1	LA9Z-SM61ブラケット使用
ヒューズホルダ	EDK	FH-001AF	1	
ヒューズ		スローブロー2A	1	スローブローでない場合3A以上
RCA端子	オーディオクラフト	XC-01	1組	
スピーカ端子	アトラス	SP-10	2組	
電源				
トランス	ノグチトランス	PM2402	4	(電圧増幅段)
	ノグチトランス	PM242W	4	(電力増幅段)
端子台	サトーパーツ	ML-3391 6P	5	
ダイオード	富士電機	ERC-84-009	24	
ケミコン	日本ケミコン	KMH 35V10000uF	4	ネジ端子品(電圧増幅段)
		KMH 35V22000uF	4	ネジ端子品(電力増幅段)
抵抗	KOA SPR5C	470 (5W)	4	(電圧増幅段)
		10k (1W)	4	(電力増幅段)
アンプ基板				
ヒートシンク	LEX	21F154 L=132.5	4	
ユニバーサル基板	サンハヤト	ICB-293	4	
ベーク板		5t 95 × 72	2	
オペアンプ	新日本無線	MUSES02	2	
トランジスタ	NEC	2SA992	4	
	NEC	2SC1845	4	
	東芝	2SA1930	2	
		2SC5171	2	
	サンケン電気	2SA1386A	2	
		2SC3519A	2	
シリコンシート		TO-3用	4	
キャパシタ	ASC	X363 400V0.22uF	4	Cp1, Cn1
		X363 100V10uF	6	Cp2, Cn2, Cbias: X335もOK
キャパシタ	松崎電気	ディップマイカ 68pF	2	Cf1
抵抗	Dale NS-5 (5W)	0.5	4	Re7, Re8 (5W以上必要)
		33	2	Rf4 (5W以上必要)
		100	2	Rf2
		150	2	Rf3 (3W以上必要)
		2k	2	Rf1
		10k	2	Rin
	Dale NS-2B (3W)	18	4	Re5, Re6
		22	4	Rc5, Rc6
		4.3k	4	Rc1, Rc2

〈第1表〉本機の部品表 ネジ、ナット、電線類は含まず



〈第15図〉出力別の周波数特性



〈第16図〉周波数別のひずみ率特性

ンのトランジスタとダイオードは若松通商、MUSESと東芝のトランジスタはネット通販のチップワンストップです。

調整箇所はありません。電源回路を組み立てて電圧を確認してから、アンプ基板を接続します。別の電源トランスを用いる場合は、MUSES段が絶対に±18Vを超えることがないように、とくに注意してください。また、製作の際にはかならずオシロスコープを用いて発振のないことをご確認ください。

本機には保護回路を用いていません。スピーカを接続する際には電源をオフにしてください。不用意に出力をショートすると、故障の原因になります。

特性

第15図に4Ω負荷での周波数特性を示します。出力1V_{rms}を0dBと表示しています。1V_{rms}での-3dB点は約360kHzであり、シミュレーションの結果とほぼ同じとなっています。

6, 10, 15V_{rms}では100kHz付近からレスポンスが急激に低下していますが、これはオペアンプのスルー・レートによる限界です。MUSES02のスルー・レートは5V/μsですので、100kHzの無ひずみ最大振幅は5.6V_{rms}となります。ブースタで1.77倍に増幅されたとして9.9V_{rms}(19.9dB)です。計算値と一致しています。

第16図にひずみ率特性を示します。20Hz、100Hzは何もいうことではないのですが、周波数が高くなると、1Wあたりからひずみの増加が見られます。これは、オペアンプの負荷が重くなるためと考えられます。周波数が高くなればなるほど、容量性負荷インピーダンスが小さくなるため、出力段のトランジスタの出力電流は多くなり、そのため、出力段のトランジスタのh_{FE}が低下してひずみ率の悪化を招いていると考えています。的はずれかもしれませんが……。

ゆったりとした感じの音

ゆっくりと安心して聴いていられる音です。軽く、ふわっと、素早い感じで音が伝わってくるように感じます。楽器の質感、とくに弦楽器のそれをクリアに感じさせてくれる音です。低域の量感は良好です。

コレクタ出力に心配はありましたが、エミッタ・フォロワよりもダンピングのよい低音に感じます。実在感のある低音です。8月号のアンプよりゆったりとした感覚があり、私の好みです。ややヴォーカルに霞んだような音が被さる感じがありますが、透明感に優れ、音像をリアルに感じさせてくれる音です。音場の広がり、奥行き感も悪くありません。

優れたMUSES02の音を損なうことなく再生してくれるアンプと思います。

●参考資料

- (1) <http://semicon.njr.co.jp/jpn/MUSES/index.html>
- (2) 渡辺明禎、低周波電力増幅回路の設計、トランジスタ技術2003年4月号、pp.186-191
- (3) MUSES02データシート、新日本無線(株)
- (4) http://www.linear-tech.co.jp/design_tools/software/#Spice