

# ヘッドホン・アンプ&7Wパワー・アンプ電源の製作

別府俊幸



7Wアンプと電源



ヘッドホン・アンプと電源

## アナログ電源

ヘッドホン・アンプと7Wパワー・アンプを製作されたら、電源回路も製作してみましょう。どちらのアンプもACアダプタを2つ用いれば動作します。しかし、音を考えたらアナログ電源しかありません。

ACアダプタでは、スイッチング方式の電源が使用されています。スイッチング方式では、まず、交流100Vの商用電源を整流して直流にします(図1)。この直流を数十~数百kHzの発振回路を用いて高周波に変換してからトランスに通し、電圧を変換します。トランス2次側に整流回路、フィルタ回路を用いて直流電圧として出力します。わざわざ直流にして交流にするのは二度手間にも思えますが、周波数を高くすることによってトランスを小さくできます。トランスのコアの大きさは周波数に反比例して小さくできます。同じパワーを伝達するための磁束鎖交数が、周波数に反比例して小さくできるためです。実際にはコア材の透磁率の特性が周波数によって変化しますし、周波数を高くするとコイルの線間容量など他の要因もからんでいきますからそれほど小さくはできませんが、それでも、もっとも大きな部品であるトランスを小型化できます。つまり、小型・軽量化され、そして価格も下げられます。

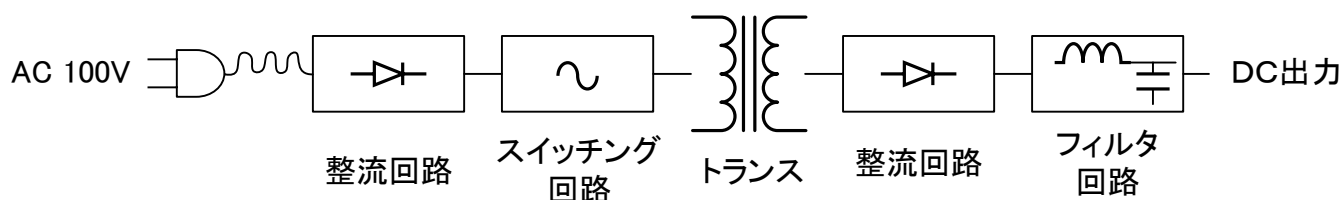


図1 スイッチング電源の構成

これに対してアナログ電源は、大きな電源トランスを使わなければなりません。大きさ、重さ、そして価格、さらには効率と、すべてスイッチング電源に劣ります。しかしアナログ電源には、ノイズが少ないメリットがあります。私もアンプの測定時にはアナログ電源を使用し、机の上のインバータ蛍光灯を消します。スイッチング電源を動かすだけで、ノイズによってオシロスコープの輝線は広がります。

聴感上もアナログ電源は、透明感のある、はっきりとした、輪郭のある再生音を聴かせてくれます。PCオーディオの音が悪いのは、スイッチング電源にも一因があります。

図2にヘッドホン・アンプ用電源の回路を、図3に7Wパワー・アンプ用電源の回路を示します。どちらもAC100Vをトランスで降圧し、ダイオードで整流し、フィルタ・キャパシタを用いる古典的な回路です。それでは、7Wパワー・アンプ用電源を例に回路を設計しましょう。

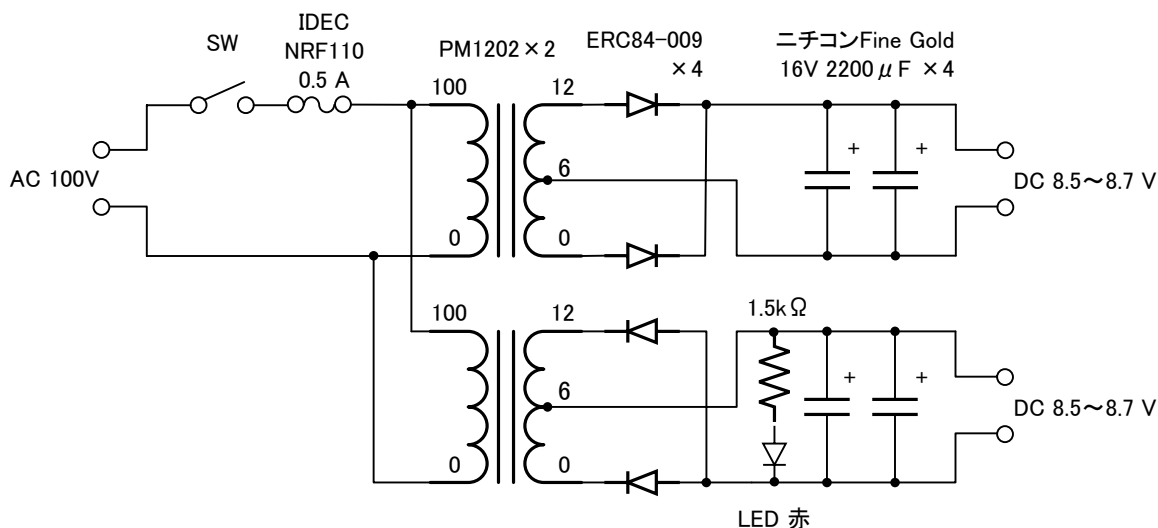


図2 ヘッドホン・アンプ電源回路（電圧は無負荷時の実測値）

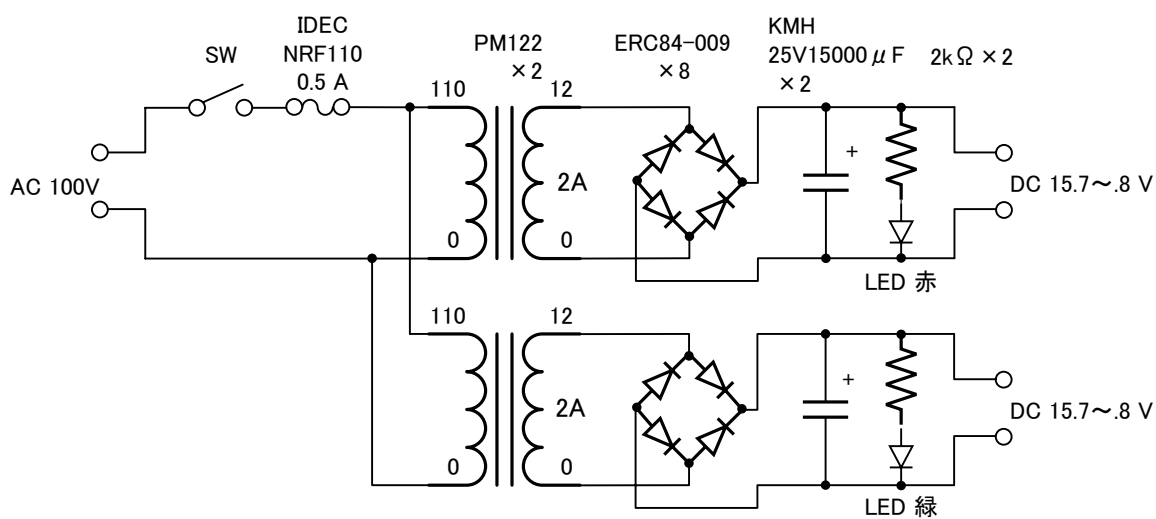


図3 7Wパワー・アンプ電源回路（電圧は無負荷時の実測値）

## 電源回路の設計

電源回路の設計にあたっては、出力電圧および電圧の正確さ、電流容量、そして負荷に対する出力電圧の変動(負荷安定度)を決めなければなりません。

出力電圧は12Vです。しかし7Wパワー・アンプは、±15Vでも±9Vでも最大出力は多少変化しますが動作には問題ありません。この範囲をOKとして許容電圧範囲は12V ± 25%としましょう。

電源トランスの出力電圧には、AC電源の電圧変動も影響します。これは日本国内であれば±5%以内

に保たれているでしょう。しかし、これも計算に含める必要があります。

つぎに電流です。7Wパワー・アンプはMUSES02の電圧増幅段と、エミッタ・フォロワのパワー段から構成されます。電圧増幅段の電流は、MUSES02の消費電流(最大12mA)と、パワー段をドライブする電流となります。ドライブ電流はMUSES02の最大出力電圧6Vを173Ωの負荷に供給するため、約35mA×2チャンネルの70mAが必要です。これより電圧増幅段の合計は82mAです。

パワー段の電流は、負荷に供給する電流となります。6Vの最大出力を4Ωの負荷に供給しますからピークで1.5Aです。2チャンネルありますから3.0A。電圧増幅段と合計で約3.1Aとなります。これがピーク電流です。レギュレータを用いる場合には、このピーク以上の電流容量をもったICを選定しなければなりません。

一方、パワー段電流の平均値は、プラスとマイナスのトランスあたりで考えればピーク電流1.5Aの2/π倍の半分が平均値で480mAです。2チャンネルで960mA。電圧増幅段も平均値では37mAとなりますので、合計で約1Aです。これが平均直流電流となります。

負荷安定度は、アンプの最大出力時にも前述の電源電圧範囲にあることを目標とします。

## 電源トランス

7Wパワー・アンプ(ヘッドホン・アンプも同じ)には、プラスとマイナスの2つの電源を供給しなければなりません。この2つの電源はアンプ内部で接続されているため、どちらのプラグを挿しても問題ないように電源側にも2つの絶縁された直流を用意します。2巻線の電源トランスを用いて、整流回路以降を2セット用意すれば良いのですが、もちろん電源トランスは2つ用意します。電源トランスを分けることによって音場感は広がり、定位感をはっきりと感じられるようになります。

直流電圧 $V_{DC}$ を得るための電源トランスの2次側巻線の電圧 $V_{AC}$ は、ダイオードの順電圧 $V_D$ として、ブリッジ整流では、

$$V_{AC} = (V_{DC} + 2V_D) / \sqrt{2} \quad (1)$$

センタタップ整流では、

$$V_{AC} = (V_{DC} + V_D) / \sqrt{2} \quad (2)$$

となります。が、式(1)も式(2)もほとんど同じ値となります。なお、 $V_D$ はシリコン・ダイオードであれば0.8V、ショットキー・バリア・ダイオードであれば0.5Vとします。

ところで、電源トランスの2次側電流容量 $I_{AC}$ は、平均直流電流 $I_{DCAVR}$ に対して、

$$I_{AC} = I_{DCAVR} \times \sqrt{2} \quad (3)$$

と計算されます。ところが、電源トランスを電流が流れるのは電源のフィルタ・キャパシタに充電される短い時間です。したがって電源トランスには短時間に大きな電流が流れます。この時、容量ぎりぎりではコアの磁束が飽和して損失を増やすこととなります。 $I_{AC}$ には少なくとも25%、できれば50%以上の電流容量を確保したいところです。なお、確保されていなくても最大出力が制限されるだけで、アンプの動作には問題は生じません。

また、電源トランスの2次側電圧は、定格の電流を流したときの値であり、無負荷では5~10%の電圧上昇があります。これは巻線の直流抵抗や磁気回路の損失によって降下する電圧を見込んでトランス

が設計されているためです。電源トランスの電流容量が大きければ、巻線抵抗値も小さくなりますから、この点でも、大きめのトランスを選定した方が有利となります。

ここでは出力直流電圧を 12 V としたいのですから、式(1)より 2 次側電圧は約 10 V です。また、電流平均値は直流で 1 A ですから交流では $\sqrt{2}$ 倍で 1.4 A。50 %の余裕とすると 2.1 A 以上の容量が必要です。ここでは、7 W パワー・アンプと同じくらいの幅のケースに収めたかったので、ノグチトランス PM-122 (12 V, 2 A)を用いました。2 次側は 12 V 端子を使いますが、1 次側は 110 V の端子として、2 次側電圧は 10.9 V とします。

## 整流ダイオード

整流回路は図 2 に示したようにブリッジ整流です。

ブリッジ整流のダイオードには最大で $\sqrt{2} \times V_{AC}$  の逆電圧が加わります。ところで、電源電圧にはインバータ機器からのノイズ電圧が重乗しています。さらには、雷などのサージ電圧が重乗することがあります。この種のノイズ電圧はトランスを通過して 2 次側にも現れます。ですから  $V_{RRM}$  には、50 %以上の安全率を見込みます。したがって整流用ダイオードに必要な繰り返しピーク逆電圧（耐圧） $V_{RRM}$  は、電源トランスの 2 次側電圧 10.9 V に AC 電圧変動の 5%、無負荷時の上昇分の 10 %、さらに安全率を 50 %見込んで、

$$V_{RRM} \geq \sqrt{2} \times 10.9 \times 1.05 \times 1.1 \times 1.5 \approx 26.7 \text{ V} \quad (4)$$

とします。

ブリッジ整流のダイオードに流れる平均電流は、負荷への平均直流電流の半分となります。ダイオードの平均整流電流  $I_F$  がそれ以上の値であれば OK ですが、しかしデータシートに示される  $I_{F(AV)}$  値も 25°C の条件です。温度が上昇すればそれだけダイオードに流せる電流も減少します。ですので、温度によるディレーティング（負荷軽減）を 50 %見込んで、 $I_{F(AV)}$  は平均直流電流値とします。

$$I_{F(AV)} > 1 \text{ A} \quad (5)$$

のダイオードを選定します。容量的に十分ですので、いつもの富士電機 ERC84-009, (90V, 3A)を用います。順電圧の小さな、そしてスイッチングオフ時の逆流からのリカバリの早いショットキー・バリア・ダイオードです。

## フィルタ・キャパシタ

ダイオードのオン・オフによるリップル電圧を低減させるためにケミコンを使用します。ケミコン容量が大きければリップル電圧は小さくできますが、同時にダイオードのオン時間が短くなり、ダイオード電流のピークは高くなります。しかし、ピーク電流の計算にはトランスの巻線抵抗だけでなく、巻線インダクタンスやキャパシタの特性の影響もあるため困難です。ですが、ダイオードのサージ電流  $I_{FSM}$  の絶対最大定格は、平均整流電流  $I_{F(AV)}$  の 20 倍以上はありますから気にしなくても大丈夫です。

また、リップル電圧も、ケミコンの損失である誘電正接の影響もあり、ケミコンの容量からだけでは計算できません。

リップル電圧よりもケミコンの音の違いの方を重要視していることもあり、ケミコンの選択は、まったく経験的なものです。ネジ端子品で 10000  $\mu$  F 以上を確保したい、との経験則より、日本ケミコン KMH 25V 15000  $\mu$  F を使用しました。

## 組み立て

7W パワー・アンプ電源の部品表を表 1 に示します。また、内部を写真 1 に示します。タカチ電機工業 KC7-10-17GS ケースに組み込みました。AC インレットはスペースに余裕がありませんのでメガネタイプとしました。

AC 100 V 側にはノン・ヒューズのサーキット・プロテクタ、IDEC NRF-110 を用いました。NRF-110 は熱動引外し方式のサーキット・プロテクタです。過電流による過熱によってバイメタルが変形し、接点が開放して電流を遮断します。万が一の時の保護用です。サーキット・プロテクタは絶対に省略しないでください。なお、比較したところヒューズよりもサーキット・プロテクタの方が、音的には良好でした。

リアビューを写真 2 に示しますが、トランスを避けて AC メガネジャック、サーキット・プロテクタなどをリアパネル上側に配置しています。また、このケースではケミコンの高さがぎりぎりですから、ネジ端子がケースにふれることのないようにしてください。

ケースはフロントとリアのパネルがプラスチックで、ボディはアルミですが、ケースには接地していません。7W パワー・アンプとの接続によって 2 つの電圧のどちらがプラスになるかマイナスになるかわかりませんので、2 つのケミコンの間には配線はありません。

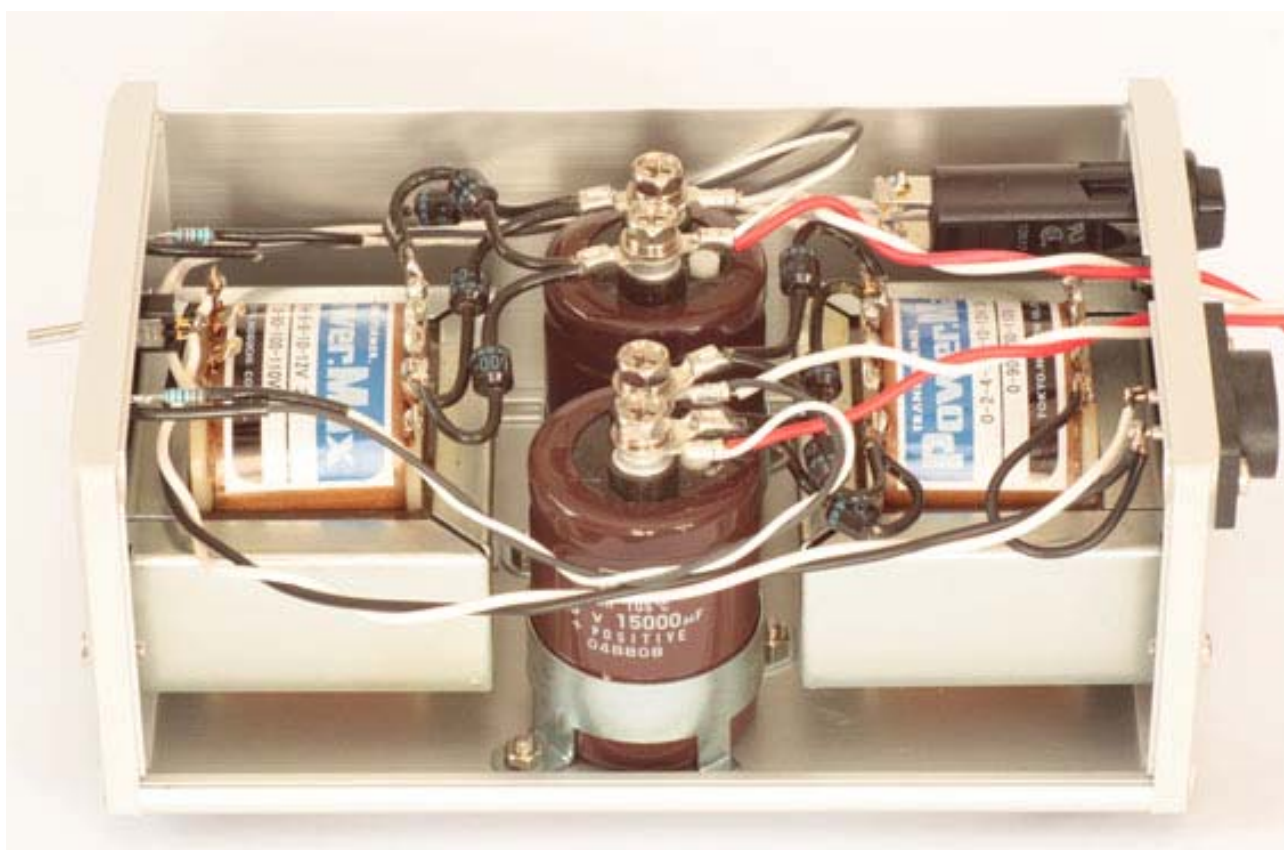


写真 1 7W パワー・アンプ電源内部



表 1 7W パワー・アンプ電源部品

品名	メーカー	型式	数量
ケース	タカチ電機工業	KC7-10-17GS	1
DC 電源用プラグ	マル信無線電機	MP-121C	2
電源スイッチ	ミヤマ	MS-243	1
AC メガネケーブル	秋月電子	C-01688	1
AC メガネジャック	マル信無線電機	MJ-27S	1
ノーヒューズブレーカ	IDEC	NRF110 0.5A	1
トランス	ノグチトランス	PM122	2
ダイオード	富士電機	ERC-84-009	8
LED	LED & Application Tech	OSDR3133A, OSNG3133A	各 1
R	1/8W	2k $\Omega$	2
C	日本ケミコン	KMH 25V15000uF	2



写真 2 7W パワー・アンプと電源リアビュー

ヘッドホン・アンプ電源の部品表を表 2 に示します。7Wパワー・アンプと同じタカチ電機工業 MX4-10-12 ケースに組み込みました。内部を写真 3 に示します。組み立て上の注意点は 7Wパワー・アンプ電源と同じです。

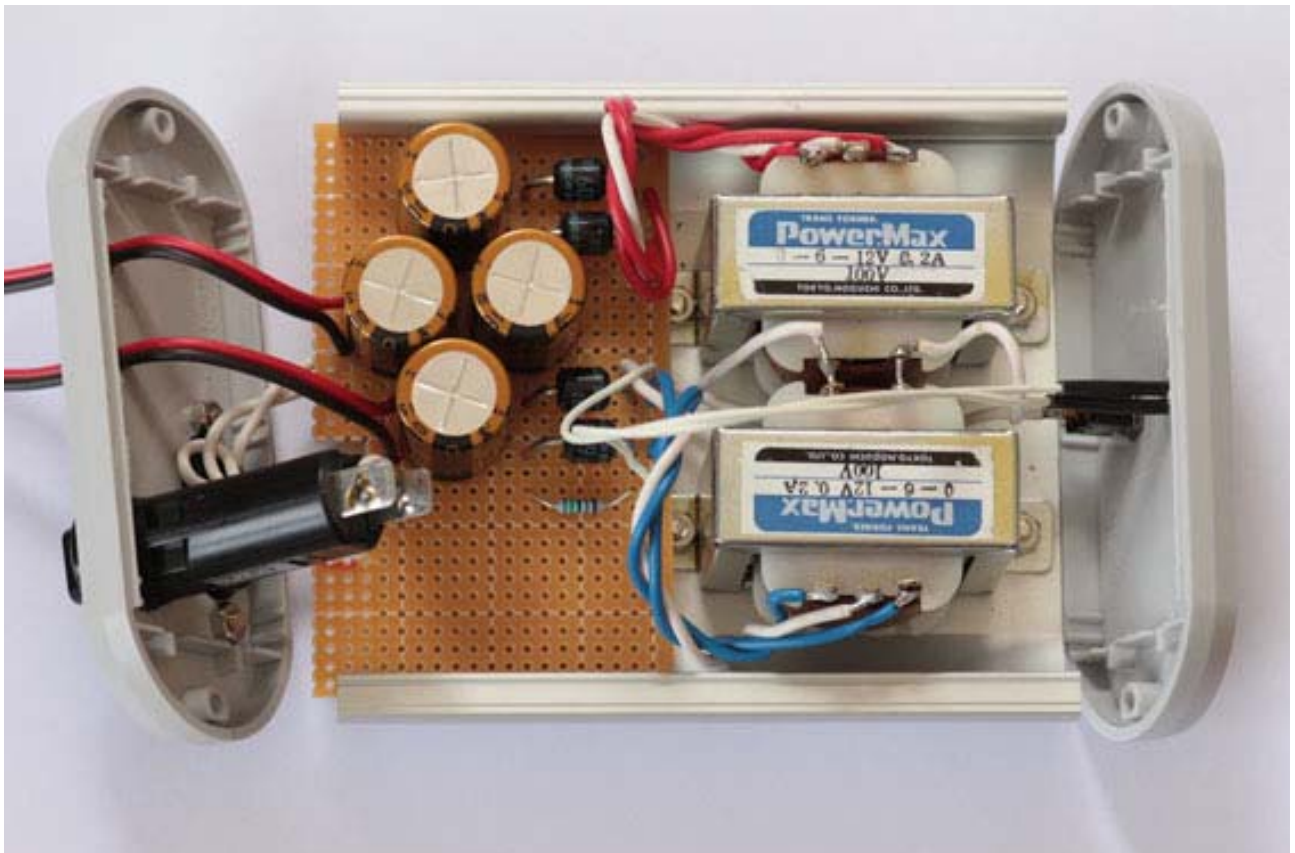


写真 3 ヘッドホン・アンプ電源内部

表 2 ヘッドホンアンプ電源部品

品名	メーカー	型式	数量
ケース	タカチ電機工業	MX4-10-12GS	1
DC 電源用プラグ	マル信無線電機	MP-121C	2
電源スイッチ	ミヤマ	MS-245 6P	1
AC メガネケーブル	秋月電子	C-01688	1
AC メガネジャック	マル信無線電機	MJ-27S	1
ノーヒューズブレーカ	IDEC	NRF110 0.5A	1
トランス	ノグチトランス	PM1202	2
ダイオード	富士電機	ERC-84-009	4
基板	サンハヤト	ICB-293	1
LED	LED&Application Tech	OSDR3133A	1
R	1/8W	1.5k	1
C	日コン	FineGold 16V2200uF	4

## 電源導通前の検査

組立が終わりましたら、まず、配線をもう一度回路図と照らし合わせて確認します。

まず、電源スイッチをオフにして、AC コンセントも差し込まないで、AC コンセントのプラグ間、プラグとケミコン端子間の絶縁抵抗を計ります。∞とならなければ問題です。次に電源スイッチをオンにして計ります。AC プラグ間はほぼ0 Ωとなりますが、AC プラグとケミコン端子との間は∞です。

次に、ケミコンの端子から電圧出力プラグへの導通を確認します。また、ケミコンの端子間の抵抗を計ります。瞬間的に0に近い値を示し、徐々に抵抗値が上昇していけばOKです。

一息入れてテスターのレンジをDCVに切り替えてから、コンセントを差し込み、電源スイッチをオンにして、すぐにオフし、ケミコンの端子間電圧を確認します。プラスマイナスの極性が正しければOKです。

再度、電源スイッチをオンにして、ケミコンの端子間電圧が15~16 Vにあることを確認します。アンプに接続するプラグの先端でも同様に確認します。なお、プラグは内側がプラスで外側がマイナスです。2つのプラグの間の抵抗は∞です。

ネジ端子型のケミコンのインピーダンスはたいへん低くなっています。つまり、ショートさせるとスパークが生じてどこかが溶けます。絶対にショートさせることのないように気を付けてください。

## 負荷特性

図4に7Wパワー・アンプ電源の出力電圧-電流特性を示します。入力電圧99.7~100.2 Vにおいて、無負荷時の直流出力電圧は15.7 V、トランスの定格容量となる直流電流1414 mAにおける直流電圧は12.0 Vでした。

7Wパワー・アンプのアイドリング時の消費電流は206 mAであり、この時の直流電圧は14.7 Vでした。4Ωを負荷として1 kHzの信号を入力し、最大出力(7.3 W + 7.3 W)での電流は1283 mA、電圧は12.1 Vでした。かりに、アイドリング時と最大出力時を結んで出力抵抗  $R_o$  を求めますと、

$$R_o = \frac{14.7 - 12.1}{1.283 - .206} \approx 2.4 \Omega \quad (6)$$

となります。

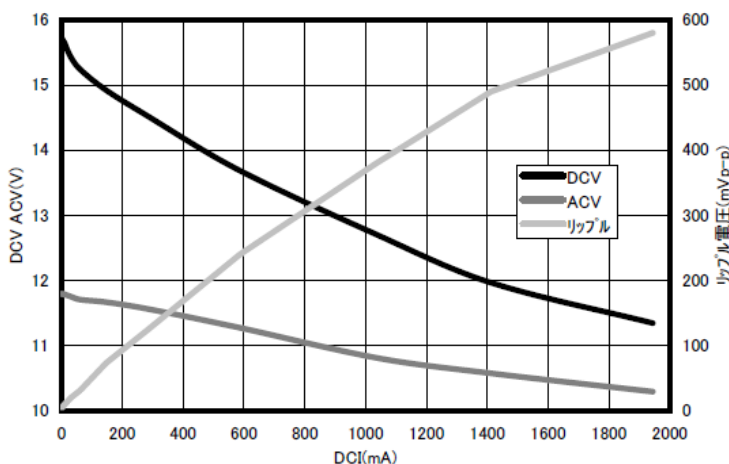


図4 7Wパワー・アンプ電源出力特性

図4には比較のため、トランスの2次側電圧も示してあります。無負荷時は直流電圧15.7 Vに対してトランスの2次側電圧は11.8 V、測定時の最大電流1944 mAでは直流電圧11.4 Vに対して交流電圧10.3 Vです。この時、直流電圧は4.3 Vの降下ですが、交流電圧の降下は1.5 Vでしかありません。グラフからは、電源トランスの内部抵抗に比べて電源の内部抵抗が大きくなっているようにも見えます



が、これは、電流が少ないときには直流電圧は交流電圧の尖頭値にあったものが、電流増加にともなってリップル電圧も大きくなり、直流電圧が交流電圧の尖頭値から下がるためです。

また、当然のことですが、出力電流の増加にともなってリップル電圧も大きくなっています。しかし、このリップル電圧によるハムノイズは観測されません。

## おわりに

アナログ電源でアンプを駆動しますと、スイッチング電源との差が聴こえることと思います。アナログ電源を聴いた後にスイッチング AC アダプタを聴けば、平板的な、輪郭のぼやけた、つまらない音に感じるでしょう。

オーディオの世界では、電源がアンプの音の半分を決めると言われます。私もこの意見に賛成です。アンプを製作されましたら、ぜひ、アナログ電源を製作して聴いてください。ヘッドホン・アンプと7Wアンプの実力を初めて聴くことができるようになります。と言うか、私もアナログ電源で聴くまでは、それほど音じゃないなあ、と見くびっていました。これほどまでにスイッチング電源と違うのか、と改めて認識させられました。

## 参考資料

(1) ERC84-009 データシート、富士電機(株)

