

# 第2部 性能UPの素

## 第7章

ハイレゾ・オーディオに  
スイッチング電源なんてナンセンス

低雑音&  
高安定

# 固定出力&可変出力の 4チャンネル実験用低雑音電源

遠坂 俊昭 Toshiaki Enzaka

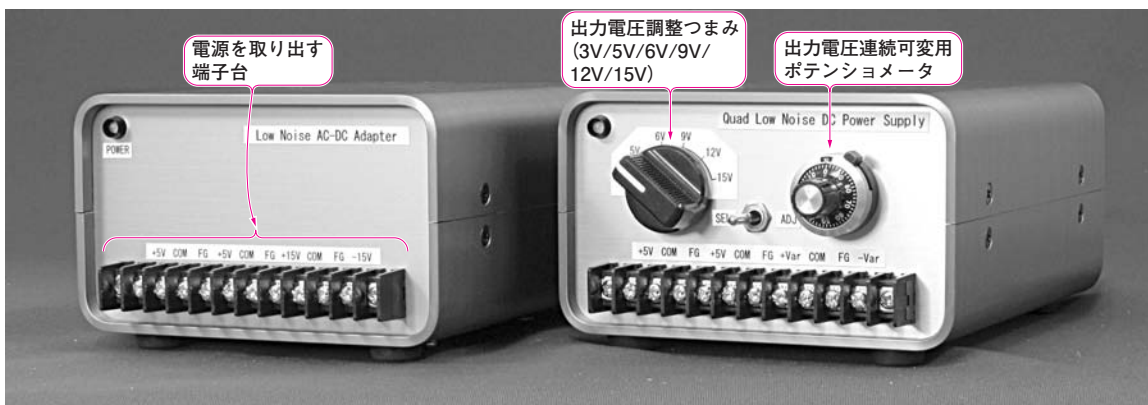
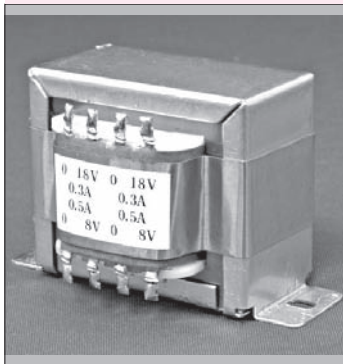
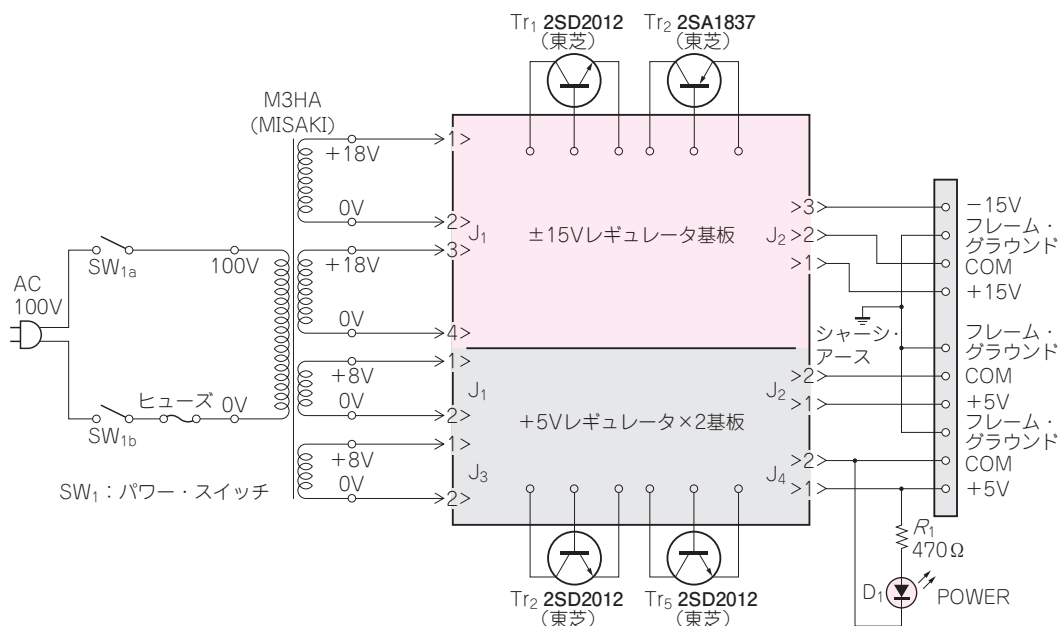


写真1 オーディオ用低雑音可変電源(左が固定出力, 右が可変出力タイプ)

編集部では右側の可変出力タイプのキット化を予定している。可変出力タイプはロータリ・スイッチによる設定と10回転ポテンシオメータによる連続可変がトルク・スイッチで選択できる。可変範囲は $\pm 3V \sim 15V$

品名：オーディオ用低雑音可変電源キット， 型名：LNPS1-TGKIT



(a) ケース内結線図(固定出力タイプ)

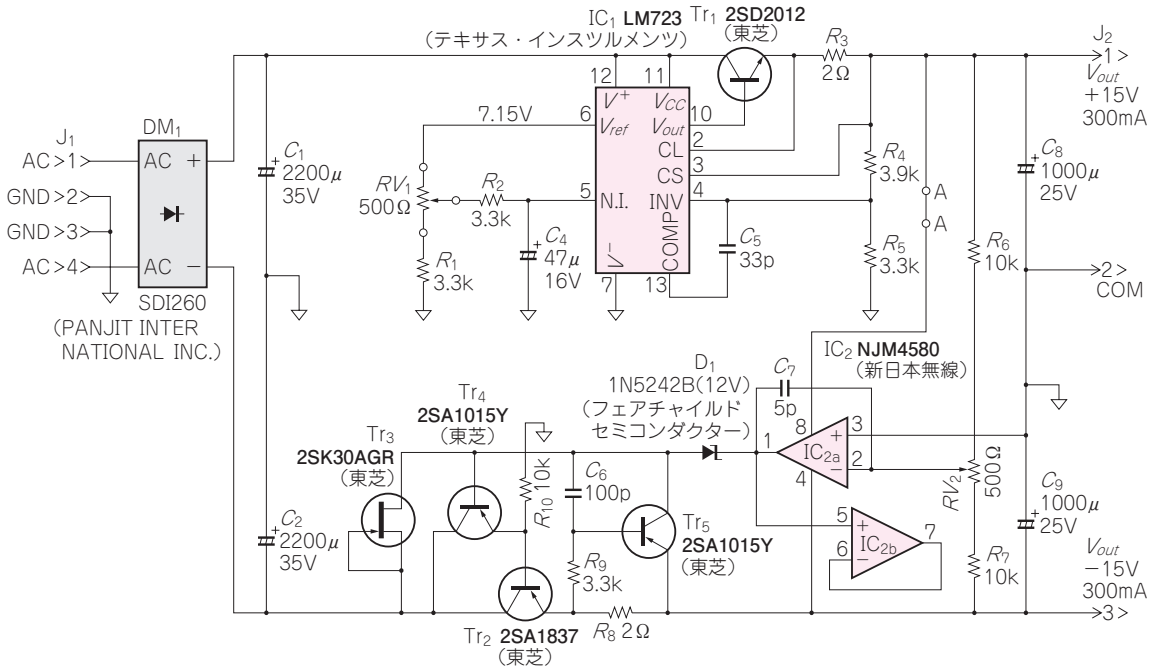
図1 製作したオーディオ向け低雑音実験用電源の回路(写真1左の固定出力電圧タイプ,  $\pm 15V/\pm 5V$ , 300mA出力)

# 特集 作る! 24 bitデジタル・オーディオ

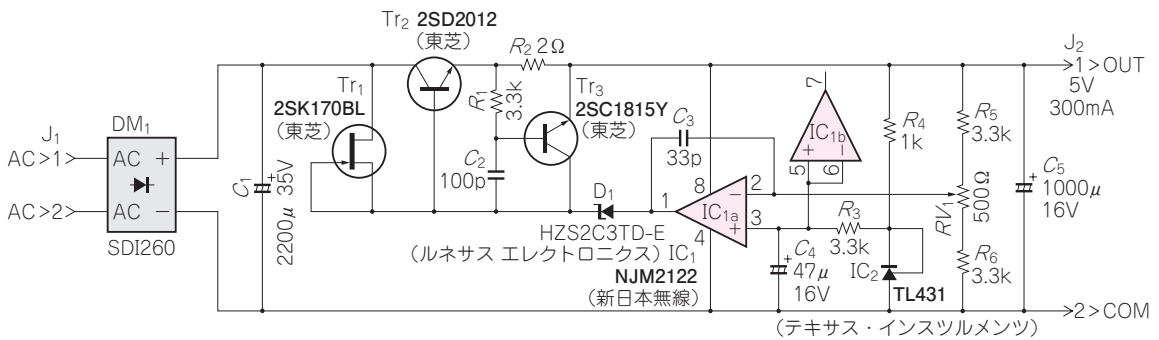
オーディオを自作するときに必ずほしくなるのが低雑音の実験用電源です。一番手頃な電源といえばACアダプタですが、出力電圧は固定で、気づけばノイズの大きいスイッチング電源タイプしか入手できなくなっていました。24ビットの1ビットは

-130 dBというとても微小な信号ですから、ノイズは天敵です。

そこで、ハイレゾ・オーディオにも使える商用トランス式の低雑音電源 [LNPS1-TGKIT(写真1)] を作りました。  
(編集部)



(b) ±15V出力レギュレータ(固定出力)



(c) 5V×2チャンネルのレギュレータ(固定出力)

## 回路設計

### ● 仕様

「いざ電源を自作!」というとき、一番のネックになるのが多巻き線の電源トランスが市販されていないということです。

本章では、電源トランスを特注で製作して、写真1に示す3系統4出力のオーディオ向け低雑音実験用電源「LNPS1-TGKIT」を製作しました。表1に製作したオーディオ用低雑音可変電源キットのスペックを示します。この電源トランスは2次巻き線がそれぞれ独立しているため、各出力のグラウンドをフローティングできます。

デジタル・オーディオではデジタル部とアナログ部の電源電圧が異なります。さらに高S/N、高忠実度のオーディオ信号を得るためには、デジタル部で発生する雑音をアナログ部に混入させないようにするために別系統の電源を用意します。

今回は、図1の回路図に示すように「±15V、最大300mA」の1回路と、「5V、最大300mA」を2回路の3系統をもち、それぞれのグラウンドを別々にしてフローティングしています。このため完成したシステ

ムでデジタル部とアナログ部の最適なグラウンド接続点を探します。その点でグラウンドを1点接続します。また、5V出力は端子の結線によって±5Vとして使うことも可能です。

### ● トランスを特注

タイトル・カット写真に示すのが今回特注した電源トランス(M3HA; MISAKI)です。

50/60 Hzの商用周波数の電源トランスでは、巻き線比と巻き線抵抗が明確になっていると、シミュレーションで整流後の直流電圧とリップル電圧が簡単に求められます。巻き線抵抗は、デジタル・マルチメータなどで直流抵抗を計測します。巻き線比は、2次側巻き線を無負荷(開放の状態)にして、1次と2次の電圧比から求めることができます。図2が計測した結果です。

図3は、M3HAの励磁インダクタンス(≒1次インダクタンス)とリークageインダクタンスを求めるために計測した1次側のインピーダンスと周波数特性です。2次側開放の状態では、励磁インダクタンスが支配的になります。

$$L = \frac{R}{2\pi f} \dots\dots\dots (1)$$

式(1)より、図3の50 Hzのインピーダンス(450 Ω)

表1 オーディオ用低雑音可変電源キット「LNPS1-TGKIT」のスペック

電源装置の種類		製作した低雑音電源*1	LDC15F-2(コーセル)	SWT30-5FF(TDK ラムダ)
入力	電圧範囲	85~110 V <sub>RMS</sub>	85~264 V <sub>RMS</sub>	85~265 V <sub>RMS</sub>
	電流	0.3 A <sub>RMS</sub>	0.4 A <sub>RMS</sub>	0.9 A <sub>RMS</sub>
	効率	45 %	70 %	70 %
出力1 (+15V)	最小電流	0 A	0 A	0.4 A
	最大電流	0.25 A	0.3 A	1 A
	リップル雑音	0.2 mV <sub>P-P</sub> 以下*2	120 mV <sub>P-P</sub> 以下*4	150 mV <sub>P-P</sub> *5
	リップル雑音	50 μV <sub>RMS</sub> 以下*3	-	-
出力2 (-15V)	最小電流	0 A	0 A	0 A
	最大電流	0.3 A	0.2 A	0.3 A
	リップル雑音	0.2 mV <sub>P-P</sub> 以下*2	120 mV <sub>P-P</sub> 以下*4	150 mV <sub>P-P</sub> *5
	リップル雑音	50 μV <sub>RMS</sub> 以下*3	-	-
出力3 (+5V)	最小電流	0 A	0 A	0.2 A
	最大電流	0.3 A	2 A	2 A
	リップル雑音	0.1 mV <sub>P-P</sub> 以下*2	100 mV <sub>P-P</sub> 以下*4	120 mV <sub>P-P</sub> *5
	リップル雑音	20 μV <sub>RMS</sub> 以下*3	-	-
出力4 (+5V)	最小電流	0 A	なし	なし
	最大電流	0.3 A		
	リップル雑音	0.1 mV <sub>P-P</sub> 以下*2		
	リップル雑音	20 μV <sub>RMS</sub> 以下*3		
質量	1.52 kg	0.15 kg	0.23 kg	
サイズ W×H×D	120×75×175 mm	50×26×127 mm	76.2×30.5×127 mm	

\*1 出力可変タイプは、出力1と出力2を連動させて±2~±15Vに可変できる。質量1.57 kg、D=185 mm

\*2 帯域幅1 MHzの増幅器で40 dB増幅してBW20 MHzのオシロスコープで観測

\*3 帯域幅1 MHzの増幅器で40 dB増幅してBW10 MHzの交流電圧計で計測

\*2、\*3とも外部からの雑音は含まず電源内部で発生した雑音のみの値

\*4 BW20 MHzのオシロスコープで観測 \*5 JEITA規格RC-9131に準じた計測方法

から励磁インダクタンスが1.4 Hと求まります。2次側短絡の状態ではリーケージ・インダクタンスが支配的になり、10 kHzのインピーダンス(350 Ω)から5.6 mHとなります。

### ● 整流回路の設計

商用周波数(50/60 Hz)を使用した電源トランスでの整流回路のシミュレーションの場合、励磁インダクタンスとリーケージ・インダクタンスは出力電圧とリプル電圧にほとんど影響しません。このため、通常1 Hなどの切りのよいインダクタンスを励磁インダクタンスにし、結合係数は1とした場合でよいことにな

ります。ここでは、せっかく励磁インダクタンスを計測したのでM3HAをモデリングしました。

結合係数は簡単には、励磁インダクタンス $L_P$ 、リーケージ・インダクタンス $L_L$ から、

$$K = 1 - \frac{L_L}{L_P} \dots\dots\dots (2)$$

式(2)から、0.996と求まります。

2次側インダクタンス $L_S$ は、励磁インダクタンス $L_P$ と巻き線比 $n$ から式(3)で求まります。

$$L_S = L_P n^2 \dots\dots\dots (3)$$

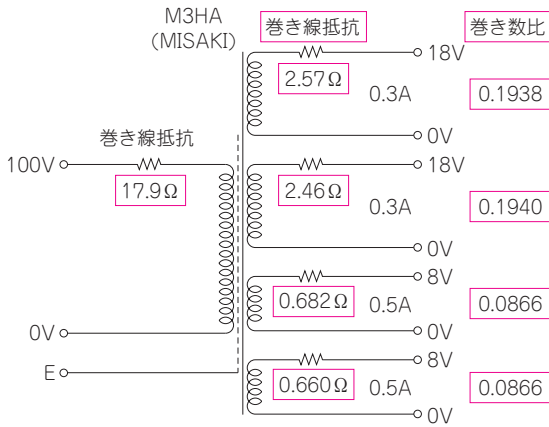


図2 電源トランスの巻き線比と巻き線抵抗

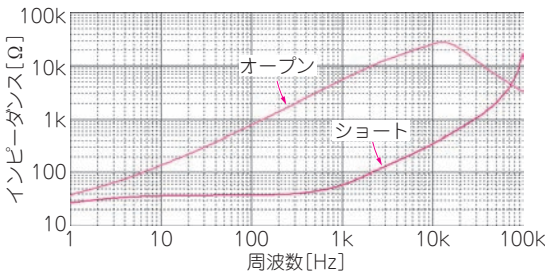
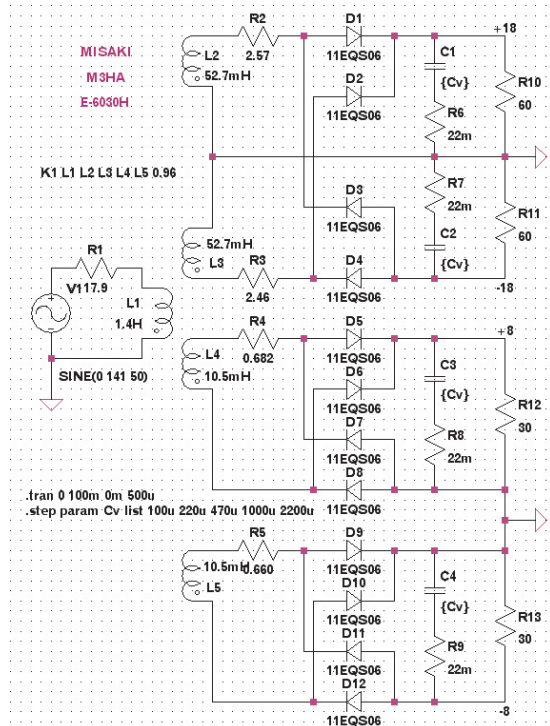
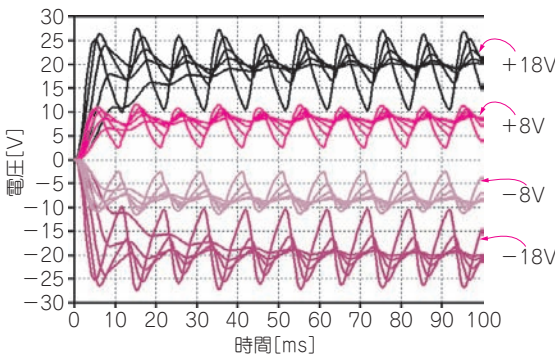


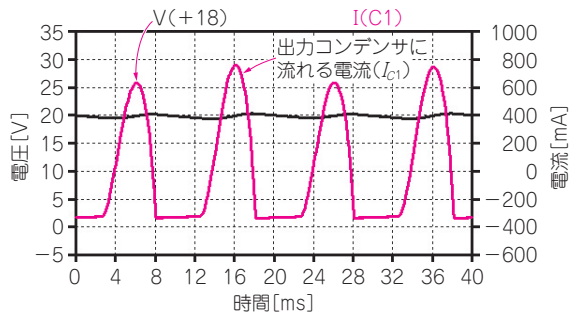
図3 電源トランスの1次側インピーダンス特性



(a) シミュレーション回路



(b) 出力コンデンサの値と電源投入後の電圧変動

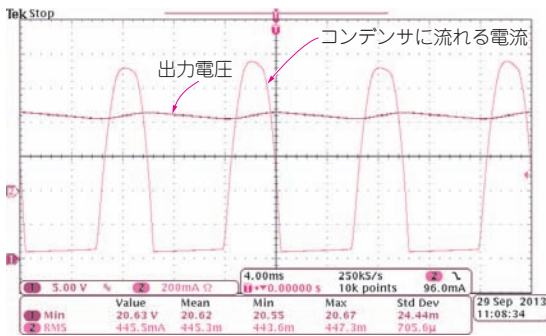


出力コンデンサに流れる実効値電流は395mA RMS

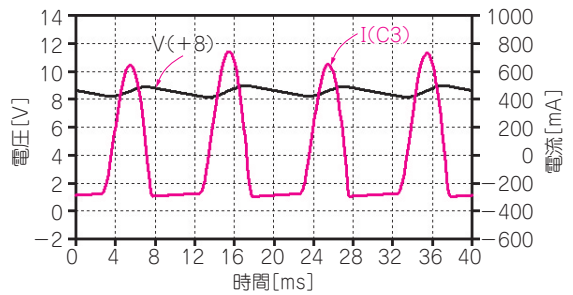
(c) 2200 μFでの+18V出力(定常状態の出力電圧波形とコンデンサに流れる電流波形)

図4 整流回路の設計



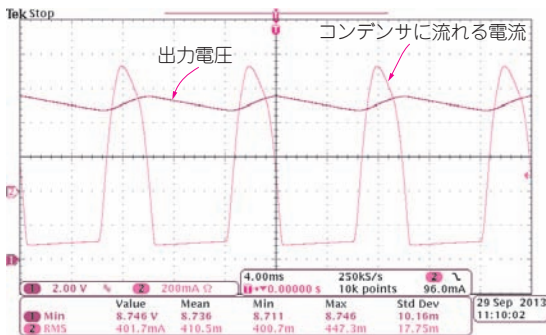


(d) +18V出力の出力電圧波形とコンデンサに流れる電流波形(実測値)

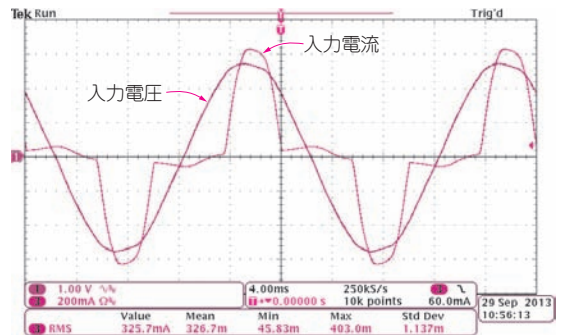


出力コンデンサに流れる実効値電流 366mA<sub>RMS</sub>

(e) 2200  $\mu$ Fでの+8V出力(定常状態の出力電圧波形とコンデンサに流れる電流波形)

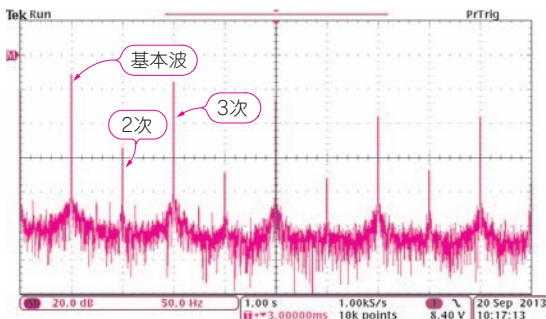


(f) +8V出力の出力電圧波形とコンデンサに流れる電流波形(実測値)



入力電圧はアイソレーション・アンプで1/50にしてから観測

(g) AC100V入力電圧波形と入力電流波形



(h) 入力電流波形をFFTした結果

図4 整流回路の設計(つづき)

図4(a)が、出力コンデンサの容量を100  $\mu$ F, 220  $\mu$ F, 470  $\mu$ F, 1000  $\mu$ F, 2200  $\mu$ Fに変化させて出力電圧を求めるシミュレーション回路です。図4(b)が、電源投入からの4出力の電圧波形のようです。100  $\mu$ Fのとき、+18V出力では最低出力電圧が約+10Vでリップル電圧が大きく、容量不足であることがわかります。コンデンサの値が大きくなるにつれてリップル電圧が小さくなり、最低出力電圧が上昇していきます。

図4(c)は、シミュレーションでの2200  $\mu$ Fのときの+18V出力の電圧波形と $C_1$ に流れるリップル電流波形です。最低電圧が19.35V、リップル電流が約1A<sub>P-P</sub>、

そしてCTRLキーを押しながらグラフ名を左クリックすると電流の実効値が表示され、395mA<sub>RMS</sub>になりました。

図4(d)は実測値です、最低電圧が20.63V、リップル電流が446mA<sub>RMS</sub>で、シミュレーションの値よりも若干高くなっています。

また、図4(e)と図4(f)は+8V出力のシミュレーションと実測値です。最低出力電圧とコンデンサに流れる電流が、シミュレーションでは8.15V、368mA<sub>RMS</sub>、実測値では8.746V、402mA<sub>RMS</sub>と、こちらも実測値のほうが若干高くなっています。入力電圧をスライダックで100V<sub>RMS</sub>に調整しているのに違いがあるのは、AC100V波形のひずみとダイオードのモデリング値が影響しているものと推測しています。

図4(g)がAC100Vの電圧波形と電流波形の実測値です。2次側の電流が入力波形のピーク付近しか流れないため、入力電流波形は正弦波とはかけ離れた波形になり、図4(h)のように高調波がたくさん含まれています。この高調波の量はJIS C61000などで規制されていますが、現在のところ照明機器を除く75W以下の機器では規制がありません。

図4(c)~(f)での出力電圧は入力電圧100V<sub>RMS</sub>のときの値です。実際の使用状態ではAC100Vが変動し

ます。一般的な計測器では、AC 90 V～110 V程度の範囲で正常動作するように設計されています。入力電圧が90 Vのときには、最低電圧も入力電圧に比例して10%低下します。最低電圧は18 V出力で17 V程度になり、出力電圧15 Vとの差が2 Vで、この値でもレギュレータ回路が正常に動作する必要があります。

▶平滑コンデンサの許容電流の確認

電解コンデンサには許容リップル電流の値が決められており、この値を越えて使うと寿命が縮まり、最悪の場合は破壊してしまいます。

今回は秋月電子で安価に売られていたため日本ケミコンのLXJ(2200 μF/35 V)を使用しました。LXJはスイッチング電源の出力に使用される目的で販売されているため、100 kHzにおけるリップル電流が規定されています。2200 μF/35 V品では2.77 A<sub>RMS</sub>とあります。データシートには120 Hzの場合、補正係数が0.6と規定されています。今回の使用方法では許容リップル電流は約1.7 A<sub>RMS</sub>になります。シミュレーションと実測値より、リップル電流はこの値より十分に小さいので安全です。

● ±15 V出力レギュレータ

▶定番ワンチップICを使う

図1では、±15 V出力のレギュレータにLM723を使っています。発売は1/4世紀ほど前で非常に古いICです。しかし、基準電圧の安定度と雑音特性が優秀で、同等のICが各社から販売され入手性も良いことから、未だに世の中でたくさん使用されています。

図1(b)に示すように、基準電圧出力(6ピン)と基準電圧入力(5ピン)が分離されています。この間に雑音除去用のCR(R<sub>2</sub>とC<sub>4</sub>)を挿入することができます。基準電圧素子から発生した雑音を低減できます。

LM723は、出力電圧をR<sub>4</sub>、R<sub>5</sub>で分圧した4ピンの電圧と、基準電圧入力5ピンの電圧が等しくなるように動作します。出力電圧が+15 Vでは4ピンの電圧が6.875 Vになります。基準電圧7.15 VをRV<sub>1</sub>とR<sub>1</sub>で5ピンの入力電圧が6.875 Vになるよう調整します。

R<sub>4</sub>とR<sub>5</sub>の値を変更すれば7 V～15 Vの範囲で出力電圧を変更できます。基準電圧をV<sub>ref</sub>とすると、出力電圧は次式から求められます。

$$V_{out} = V_{ref} \left( 1 + \frac{R_4}{R_5} \right) \dots \dots \dots (4)$$

▶平滑コンデンサのESRにこだわる

当然ながら、LM723の回路では出力電圧が15 Vになるように負帰還が施されています。レギュレータの負帰還ではループ・ゲインが1になる周波数で、60°以上の位相余裕が確保できるように設計します [詳しくは参考文献(1)のpp.86～122を参照]。

この位相余裕は、出力コンデンサのESR(等価直列抵抗)が大きく影響します。

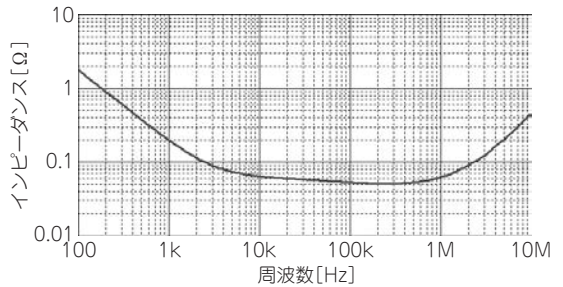


図5 出力コンデンサのインピーダンスと周波数特性の実測値 (PKシリーズ; 1000 μF/25 V)

今回使ったのは秋月電子で手に入るルビコンのPKシリーズの1000 μF/25 Vの電解コンデンサです。スイッチング電源の出力に使用する電解コンデンサの場合にはデータシートにESRが記載されているのですが、一般的な電解コンデンサではESRの値がデータシートに記載されていません。

インピーダンス特性を実測したのが図5です。1 kHz以下では容量の1000 μFが支配的なので、インピーダンスが周波数に反比例しています。10 kHzから1 MHzではインピーダンスが平坦になり、抵抗成分が支配的であることを示しています。この平坦部のインピーダンスがほぼESRの値になり、約60 mΩです。

ESRはコンデンサ容量によって異なり、同じシリーズでは容量が大きいほどESRが低くなります。ESRがあまり低すぎるとレギュレータの負帰還の設計が難しくなります。シリーズ・レギュレータの出力にはPKシリーズ程度のESRが適しています。

▶正電圧から負電圧を生成する

LM723と同等な機能をもった負電圧用のリニア・レギュレータICがないので、図1(b)に示すように負の出力電圧は+15 Vを基準電圧としてU<sub>2</sub>とTr<sub>3</sub>～Tr<sub>5</sub>の回路で生成しています。

U<sub>2a</sub>の回路はU<sub>2a</sub>の+入力が0 V、そしてR<sub>6</sub>=R<sub>7</sub>なので、負電圧出力が正電圧出力と同じ電圧になるようにトラッキング動作します。

OPアンプの電源が変動すると、その変動がOPアンプ出力に若干現れます。このため変動の極少ない±15 Vの出力電圧からU<sub>2a</sub>の電源を供給しています。U<sub>2a</sub>の出力電圧範囲は電源電圧の±15 Vよりも2～3 V狭くなります。しかし、Tr<sub>4</sub>のベース電圧は出力電圧の-15 Vよりもさらに1.2 V低い、-16.2 V程度の電圧が必要になります。そこで、Tr<sub>3</sub>により数mAの電流を流し、D<sub>1</sub>で約12 Vの電圧をシフトさせ、U<sub>2a</sub>の出力電圧を16.2 V - 12 V = 4.2 V付近で動作するようにしています。C<sub>2</sub>の-端子では1 V程度のリップル電圧が現れますが、Tr<sub>3</sub>の定電流特性によってTr<sub>3</sub>に流れる電流のリップル成分は極少なくなります。

R<sub>10</sub>は、出力電流が極少ないときTr<sub>4</sub>のg<sub>m</sub>の低下を

防ぐとともに、 $Tr_2$ の $I_{CBO}$ の対策としています。

### ● +5V出力レギュレータ

▶低雑音OPアンプとディスクリート・トランジスタで作る

+5V出力レギュレータにもLM723を使用したいところですが、LM723の基準電圧が7.15Vのため、LM723の最低入力電圧はさらに高い電圧が必要になり、データシートには最低入力電圧が9.5Vと書かれています。5V出力の場合、LM723では必要な入力電圧が高くなりすぎてしまいます。このため部品点数が少々多くなりますが、図1(c)に示すようにOPアンプとトランジスタでレギュレータを構成しました。回路動作は-15V出力のレギュレータとほぼ同じです。

基準電圧はTL431で生成し、2.5Vです。TL431はツェナー・ダイオードよりも定電圧特性とその温度特

性が優れています。市販のスイッチング電源には、たいていTL431かその同等品が使われています。このため生産量が非常に多く、低価格で手に入ります。

出力電圧は $V_{out} = 2.5V \times (1 + R_5/R_6)$ で決められます。R<sub>5</sub>とR<sub>6</sub>の値を変更することにより2.5V~5Vの出力電圧に変更でき、電源トランスとOPアンプを変更すればさらに高い電圧も得られます。2.5V以下の出力電圧が必要な場合は、基準電圧が1.25VのTLV431かその同等品に変更します。

ここで使用したNJM2122は、電源電圧が最大±10V(DIP品の場合SOPは±7V)で、ヘッド・ルームが0.3Vとレール・ツー・レールに近い特性をもっており、入力換算雑音電圧が $1.5\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ と低雑音です。GBWは12MHz、スルー・レートは $2.4\text{ V}/\mu\text{s}$ で、高ゲイン/低雑音の増幅器に向いています。秋月電子通商で入手できます。

## 製作

今回使用したケースはタカチのUSシリーズです。基板の取り付け穴は写真2のように、基板を粘着テープでケースに貼り付けてガイドにすると正確に穴開けができます。プリント基板に部品を実装するときは写真3のように背の低い部品から取り付け、間違えないように回路図にチェックを入れながら作業を行います。

今回の電源「LNPS1-TGKIT」は比較的输出電流が少ないため、写真4に示すように金属ケースを放熱器として使用しました。パワー・トランジスタはあらかじめリード線をはんだ付けしてから放熱シートをはさみ、ねじ止めします。

写真5のようにトランジスタと基板をケースに取り



写真2 ケースの穴あけは慎重に

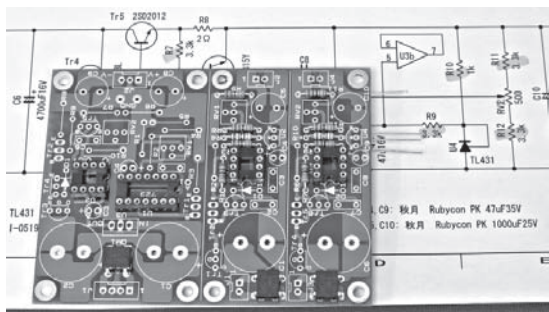


写真3 プリント基板に部品を実装する

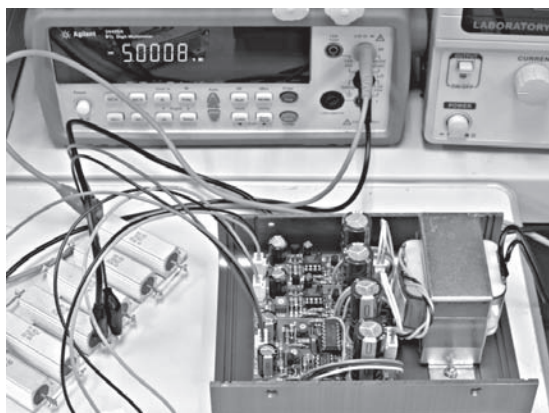


写真5 バラック状態で動作チェック

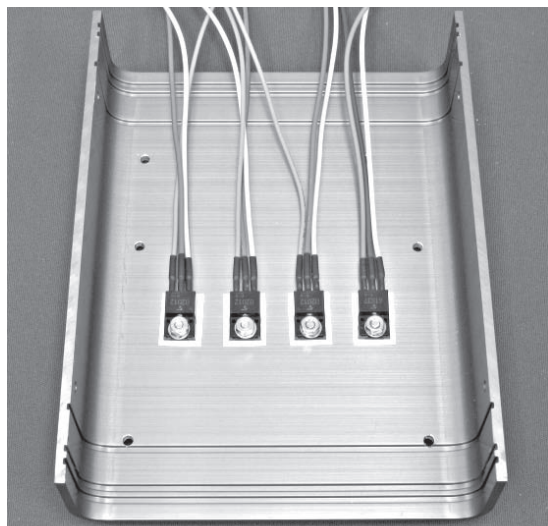


写真4 パワー・トランジスタはあらかじめリード線をはんだ付けしてケースに取り付ける



付けたバラック状態で動作確認しておく安心です。  
 USシリーズはパネルが差し込み式なので、写真6に示すように組み立てるまえに配線を済ませておきます。

## 性能

- 出力電圧-出力電流特性と出力インピーダンス  
 図6(a)~(c)は、出力電流を変化させたときの出力

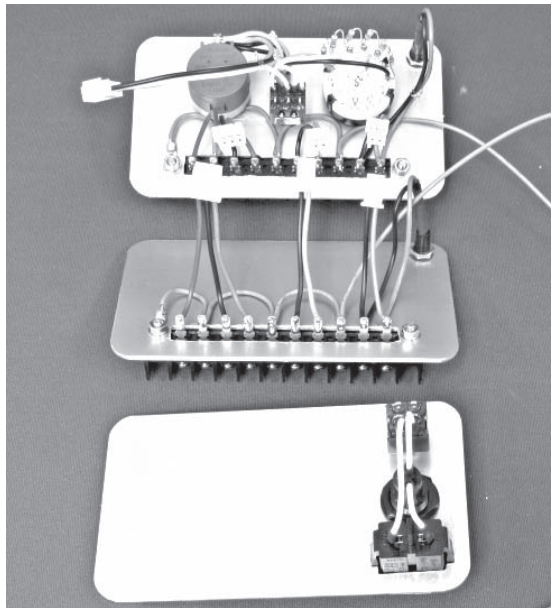
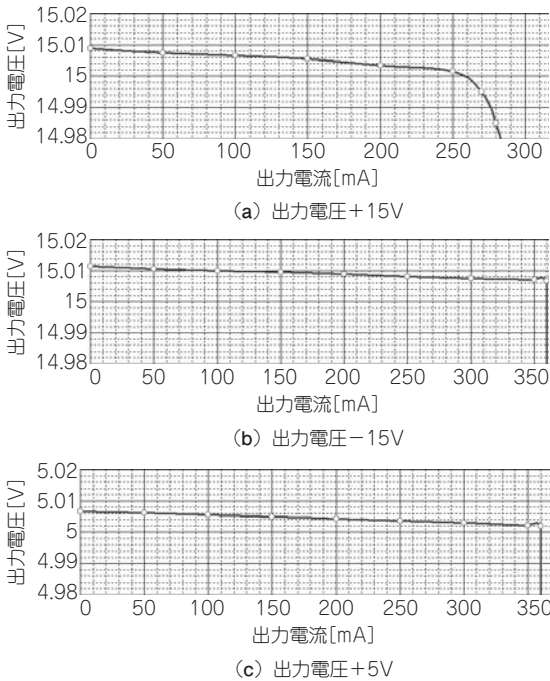
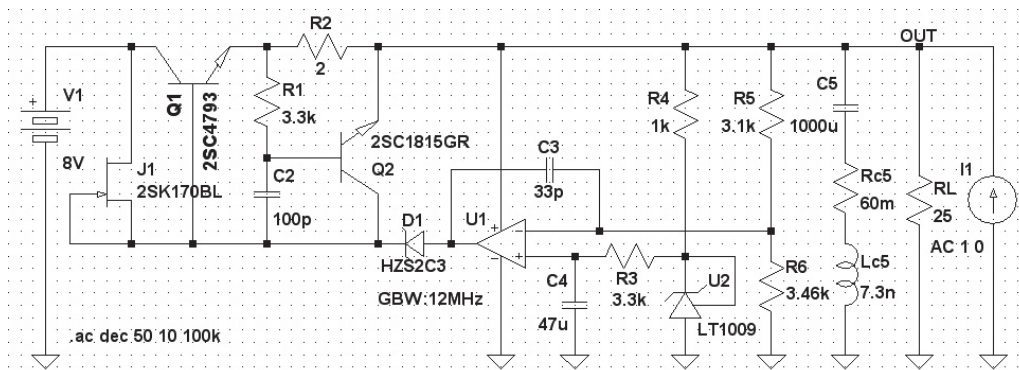
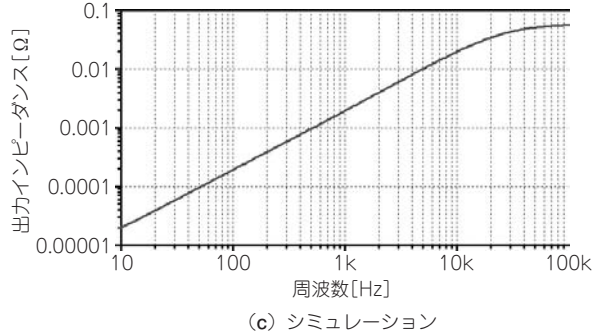
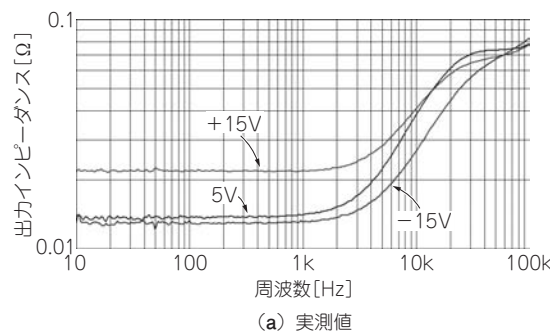


図6 出力電圧-出力電流特性

写真6 パネルは差し込み式なので取り付け前に配線を済ませる



(b) 出力インピーダンスのシミュレーション回路

図7 オーディオ向け低雑音実験用電源「LNPS1-TGKIT」の出力インピーダンスの周波数特性



電圧の変動のグラフです。図6(a)の出力電流0 mAと250 mAの点から、+15 Vの直流出力インピーダンスを計算すると38 mΩになります。-15 Vと5 Vはほぼ同じ値で、約14 mΩになります。+15 V出力が若干大きくなっているのは、LM723に内蔵されている誤差増幅器のゲインが数百倍と、OPアンプに比べて非常に少ないのが原因と考えられます。

図7は、出力インピーダンスの周波数特性のシミュレーションと実測値です。図6は出力電流が変動しない直流状態での出力電圧変動の値です。出力電流が変動する場合はその周波数成分によって変動値が異なり、その値が図7から読み取れます。周波数成分が高くなるほど出力インピーダンスが大きいのので、出力電圧の変動が大きくなることを示しています。

図7(b)は、出力インピーダンスを求めるためのシミュレーション回路です。出力に1 Aを注入し、発生した電圧から出力インピーダンスを求めます。シミュレーション結果を見ると、1 kHz以下でもインピーダンスが下がり続け、実測値と大きな乖離が見られます。これはコネクタと配線の抵抗成分がシミュレーション回路に含まれていないためです。

図7の低域での実測インピーダンスと図6のグラフの傾きが同じ値になっています。したがって、図6の変動はコネクタと配線による抵抗成分が支配的であることを示しています。

このように負帰還で出力電圧の変動は限りなく小さくできますが、実際の使用状態ではケーブルによる影響が支配的になります。ケーブルが長くなり、この影響が無視できないときには、図8に示すように電圧検出点[図1(c)では $R_5$ 、 $R_6$ 、 $U_2$ ]を負荷端に接続する、リモート・センシングを行います。

±15 V出力に80 Ω、5 V出力に30 Ωの負荷抵抗をつけてAC 100 Vの入力電圧を下げていって出力にリップル波形の現れる電圧を調べたら、±15 Vでは約82 V<sub>RMS</sub>、5 V出力では約70 V<sub>RMS</sub>と十分な余裕がありました。上記の負荷でAC 100 V入力電圧のとき、消

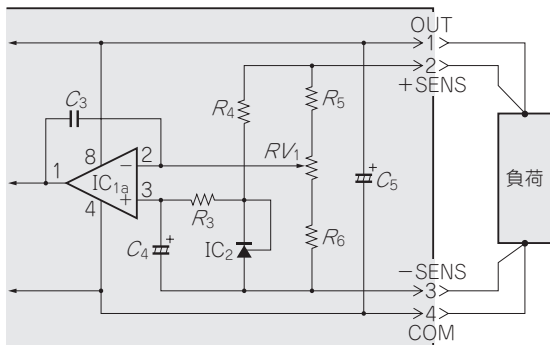


図8 ケーブルによる電圧降下の影響をなくすときは負荷端で出力電圧を検出してフィードバックする(リモート・センシング)

費電力が21.7 VA、17.4 W、そして力率が0.8でした。

### ● 出力雑音特性

図9は出力の直流成分をコンデンサでカットし、交流成分だけを低雑音増幅器で1000倍増幅して出力雑音のスペクトルを観測した結果です(Y軸の目盛りはエクセルで換算している)。

電源周波数とその整数倍のスペクトルが目立ちます。よく見ると、図9(a)では偶数次の高調波が多いのに対して、図9(b)、(c)では偶数次の高調波が少なくなっています。基本波と奇数次の高調波は電源トランスからの漏れ磁束が支配的と考えられます。図9(a)はLM723内蔵の誤差増幅器のゲインが少ないため入力電圧の変動を抑圧する能力、リップル・リジェクション・レシオが少なく、50 Hzを両波整流した100 Hz成分の変動が出力に現れてしまった結果と考えられます。しかし一番大きな成分も10 μV程度の値なので、市販の電源に比べれば十分に小さな値になっています。

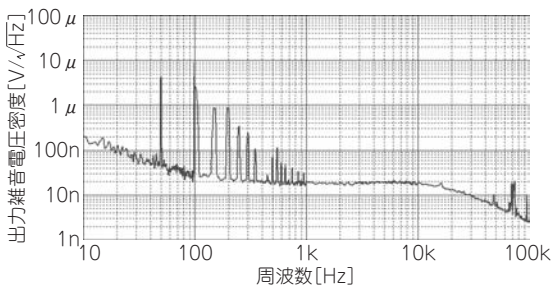
図9(e)は電源出力の交流成分を1000倍増幅したあとオシロスコープで観測した波形です。図9(c)の計測結果を裏付けるように50 Hz成分が支配的になっています。オシロスコープの計測機能で示された値が18.9 mV<sub>RMS</sub>なので、電源出力での雑音電圧は18.9 μV<sub>RMS</sub>になります。

### ● 出力電圧をパネル面で可変するには

電子回路の実験をするとき、出力電圧が可変できると便利です。ここで製作した基板を使って±15 Vの回路を図10に示す回路に変更すると、出力電圧を±3 V程度～±15 Vまで可変できます。通常の電源として使用する場合はロータリ・スイッチで設定し、可変直流信号として使用する場合は10回転ポテンシオメータで連続可変して使用できます。

\* \* \*

今回は小型に製作したためパネル面が狭く、ターミナルを取り付けることができなかったので端子台を使用しました。少し大きなケースにしてターミナルに変



(a) +15V出力

図9 製作した電源の出力雑音特性

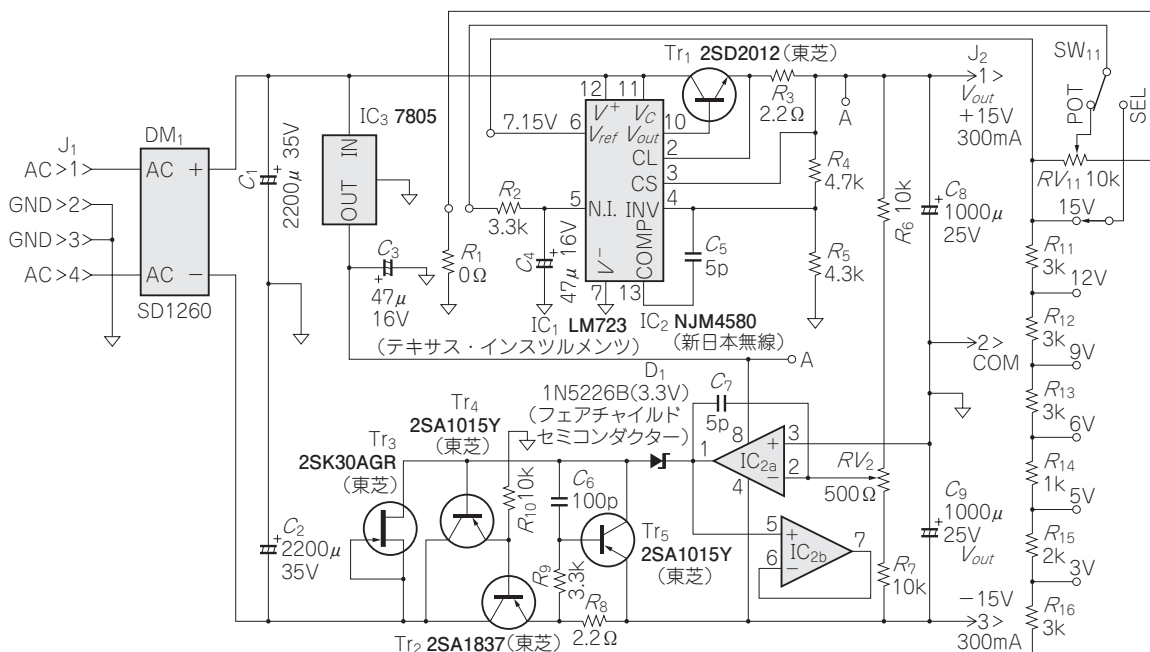


図10 ±3～±15Vまで出力電圧を変えられる電源回路

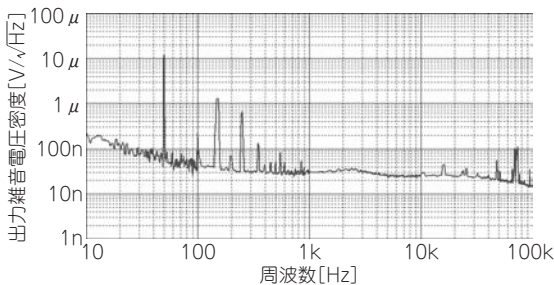
更すれば、さらに便利に使用できます。

◆参考文献◆

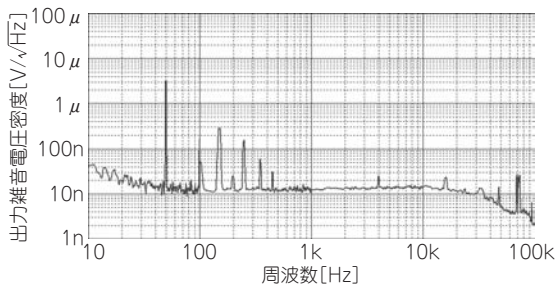
- (1) 大塚 巖：直流安定化電源回路 1971年11月, 日刊工業新聞社.
- (2) 金井 隆：定電圧電源回路, 無線と実験1978年2月号 pp193

～198, 誠堂新光社.

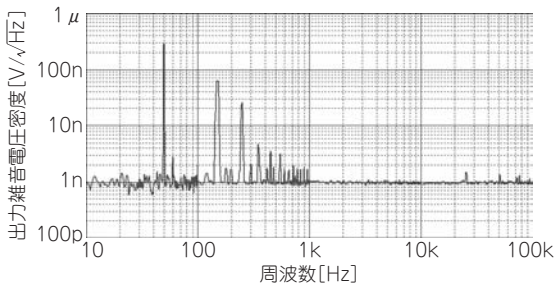
- (3) 遠坂 俊昭：電子回路シミュレータPSpiceによるOPアンプ回路設計, 2009年8月, CQ出版社.
- (4) 遠坂 俊昭：電子回路シミュレータSIMetrix/SIMPLISによる高性能電源回路の設計, 2013年6月, CQ出版社.



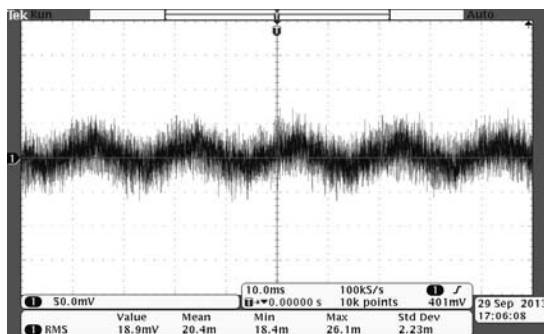
(b) -15V出力



(c) +5V出力



(d) システム残留雑音



(e) +5V出力の出力雑音(1000倍の増幅器で増幅)