

第5章

シェントレギュレータを使う

5-1 シェントレギュレータについて

基準電圧を作ったりするのに便利なシェントレギュレータと呼ばれるICがあります。もともとは絶縁型スイッチングレギュレータの電圧検出・フォトカプラのドライブ用として開発されたICなのですが、その内部等価回路からシェント方式の電源としても利用できることから、シェントレギュレータという名で販売するようになったといわれています。シェント方式の安定化回路といえば、第1章で説明したツェナーダイオードと抵抗一本の簡単なものがありました。この素子を用いた場合は、制御タイプのシェントレギュレータになります。図5-1(a)にシェントレギュレータとして有名な431の外形を示します。大きさは小信号トランジスタぐらいで、足は三本でしております。このICの中身を等価回路で示すと、図5-1(b)のようになります。基準電圧となる2.5Vの V_{REF} 、誤差増幅器、そして調整弁にあたるトランジスタからなり、まさしく制御に必要なものがこのICの中にそろっています。なお、誤差増幅器としてコンパレータの図記号(コラム参照)を用いておりますが、単に誤差増幅器をいう場合もこれと同じ図記号を用い、ここでは利得数十dBの誤差増幅器という意味で用いております。このシェントレギュレータ、内部を見ると制御に必要なものがそろっているわけですから、これらを利用して制御系を作ってやれば、安定化回路が作れます。図5-2にシェントレギュレータを

利用した安定化回路を載せます。出力電圧を R_1, R_2 で分圧し、A点の電位が基準電圧である2.5Vになるようトランジスタ(図5-1の等価回路におけるトランジスタのこと)に流れる電流を調整するという制御になります。例えば、入力電圧が上昇したとします。すると、それにともない出力電圧も上昇しはじめ、A点の電位も上がります。誤差増幅器では、A点の電位と基準電圧の差を増幅しますから、出力電圧が上昇することにより誤差増幅器の出力も上昇します。すると、トランジスタに流れる電流が増加しますから、 R_3 での電圧降下が増えて、出力電圧の上昇が抑えられるのです。

5-2 ちょっと設計 その1 15V 12VDC/DCコンバータ

シェントレギュレータの中身を軽く見たところで、実際に設計してみることにしましょう。

図5-2の回路を用いて、15Vから12Vを得る回路を作ってみます。最大出力電流は、素子の許容損失に制限されるため、一度物を作ってからその回路が出せる最大出力電流を計算することにします。また、ここでは431タイプのシェントレギュレータとして、NECのuPC1093Jを使用します。

・ R_1, R_2 の算出

シェントレギュレータのリファレンス端子は、出力

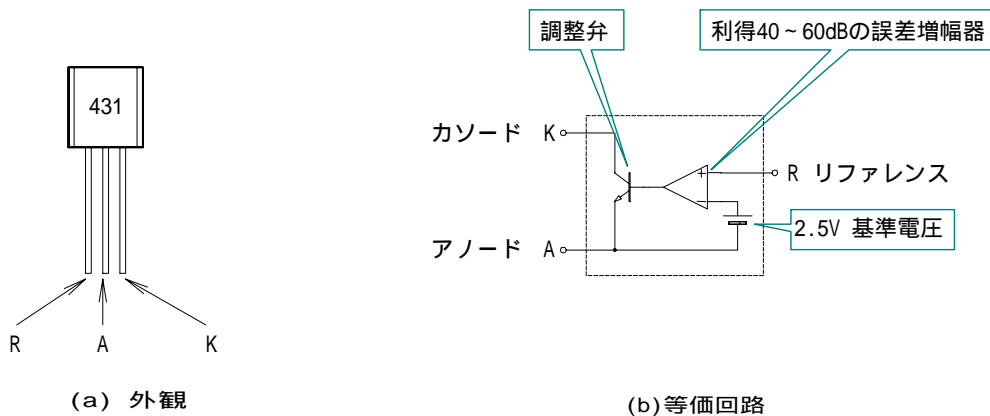


図5-1 シェントレギュレータの概観と等価回路

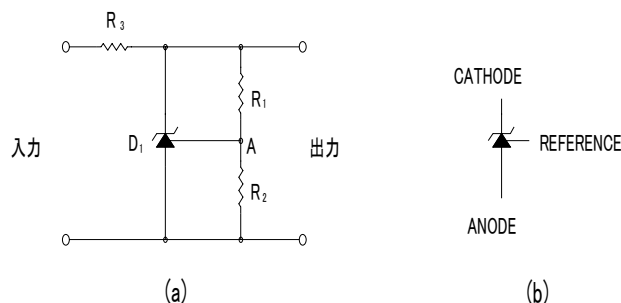


図5-2 シェントレギュレータを使った回路例

コラム オペアンプ

図5Aにオペアンプの図記号を示します。+、-と書かれた二つの入力と一つの出力、そして正負電源からなり、全体は三角形で示されます。電源については、ついていてあたりまえということで、省略されることもあります。オペアンプは、図5Bのように+、-の入力の電位差をオペアンプの持つ増幅度で増幅し出力します。このオペアンプのもつ増幅度は非常に大きく10000倍(80dB)から1000000(120dB)程度あります。さて、オペアンプ自身は、ただ入力電位差をものすごい増幅度で増幅するというだけのものなのですが、これが非常に応用の効く大変便利なアンプなのです。その代表的な回路として非反転増幅回路、反転増幅回路、コンパレータがあります。電源をやる上では、これら3つの動作を知っていれば十分でしょう。では、それぞれがどんなものなのか簡単に説明します。詳しい内容についてはオペアンプに関する専門書を見ていただくと良いかと思います。

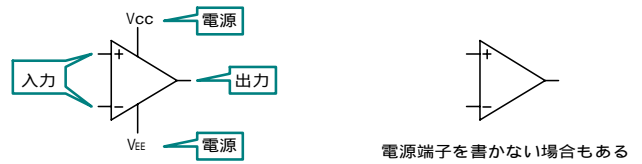


図5A オペアンプの図記号

1) 反転増幅器 図5C

その名の通り、入力・出力の位相反転した増幅器です。この回路の増幅度は、 R_s, R_f の抵抗比で決まり

$$A = -\frac{R_f}{R_s}$$

となります。負号は入出力の位相が反転していることを示します。

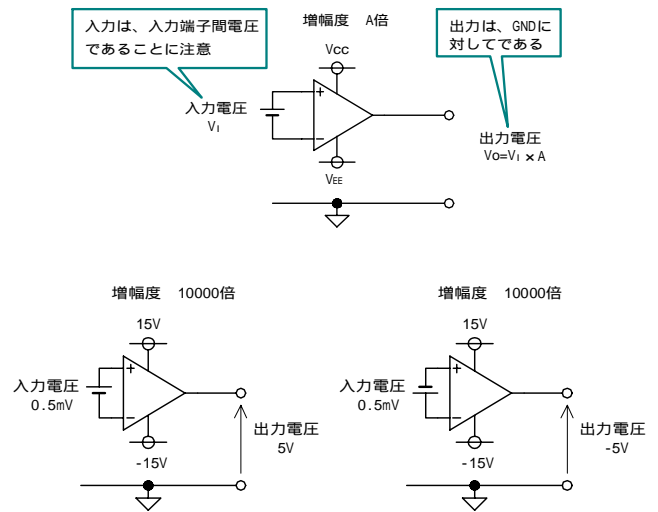


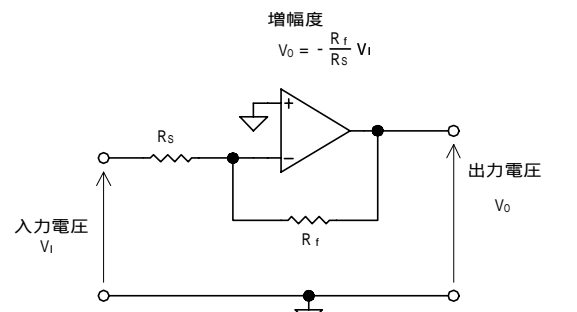
図5B オペアンプは二つある入力端子の電位差を増幅する

2) 非反転増幅器 図5D

これもその名の通り、入出力の位相が同相である増幅器です。この回路の増幅度も、 R_s, R_f の抵抗比で決まり、

$$A = 1 + \frac{R_f}{R_s}$$

となります。



例えば $R_s=1k, R_f=10k, V_i=0.1V$ だと V_o は $-1V$ となる。

図5C 反転増幅回路

3) コンパレータ 図5E

電圧比較をしてくれる回路です。これはオペアンプの増幅度が非常に高いことを利用したものです。図5Eにその回路を示します。図5Eにおいて、 $V_A > V_B$ のとき、出力電圧はオペアンプが出力できる正の最大電圧になり、 $V_A < V_B$ のときは、負の最大電圧となります。なお、オペアンプの電源として正負電源を用いず正電源のみ用いた場合、 $V_A > V_B$ のときは出力電圧最大に、 $V_A < V_B$ のときは $0V$ となります。

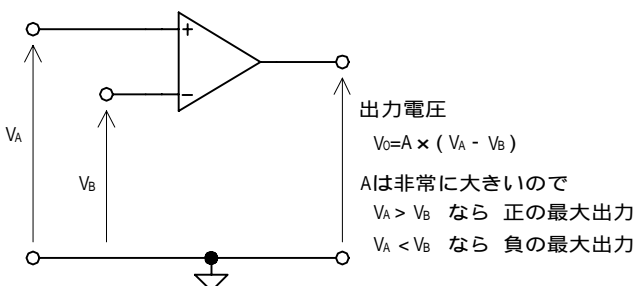
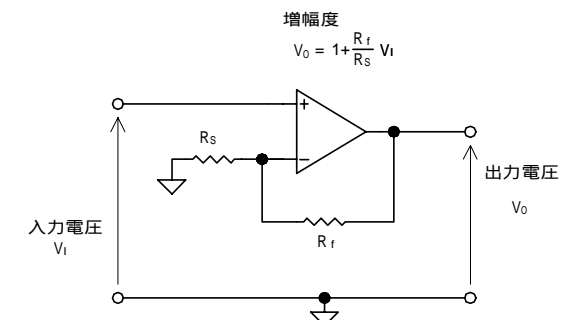


図5E コンパレータ



例えば $R_s=1k, R_f=10k, V_i=0.1V$ だと V_o は $1.1V$ となる。

図5D 非反転増幅回路

電圧が規定の12Vのときに、基準電圧に等しい2.5VとなるようR₁,R₂の値を決めます。なお、リファレンス端子にはほとんど電流が流れ込みませんので、リファレンス端子の電圧はR₁,R₂の単純な分圧で出ます。いま、R₁,R₂に1mA流すとすれば、

・R₁・R₂の決定

$$R_1 = \frac{V_{R1}}{I_{R1}} = \frac{12 - 2.5}{1\text{mA}} = 9.5\text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{V_{R2}}{I_{R2}} = \frac{2.5\text{V}}{1\text{mA}} = 2.5\text{ k}\Omega$$

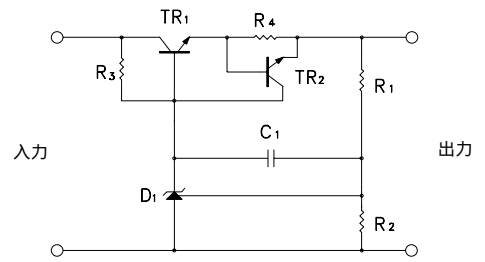
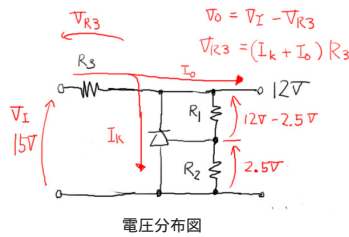


図5-3 12V/1.5A DC/DC コンバータ

また、この回路はリニア制御ですから、過電流保護回路をつけておく必要がありますので、TR₂,R₄にて垂下形過電流保護ををつけておきます。ではこの回路の各定数を決めましょう。

・R₁,R₂の決定

初めに白状しちやいですが、この回路の設計条件は、昔設計した値をそのまま流用したいので、そのときの設計条件を使うことにします。そのときの設計条件には、無負荷のときにも安定化回路入力に30mA流しておくことという項目が入っていたので、R₁,R₂にその役目を与えました。したがって、R₁,R₂流す電流を30mAとします。

$$R_1 = \frac{V_{R1}}{I_{R1}} = \frac{12 - 2.5}{30\text{mA}} = 316\ \Omega$$

$$R_2 = \frac{V_{R2}}{I_{R2}} = \frac{2.5\text{V}}{30\text{mA}} = 83.3\ \Omega$$

E24 系列にあわせて、R₁=91[] + 220[],R₂=82[]とします。

・TR₁

ここでは、2SD1899(Kランク)を使用します。以下に、このトランジスタのhFEと、最大コレクタ電流を示します。

最大コレクタ電流	I _{DC}	3A
直流増幅度	hFE	200(min) @VCE=2.0V, IC=0.6A 100(min) @VCE=2.0V, IC=2.0A

・R₃の決定

仮に出力電流として、2Aまで取り出すとすれば、TR₁に必要なベース電流の最大値は、

$$I_{B1(max)} = \frac{I_C}{h_{FE(min)}} = \frac{2}{100} = 20\text{mA}$$

抵抗R₃には、TR₁に流すベース電流と、ショットレギュレーターに流す電流の和が流れます。無負荷のときには、R₂に流れる電流のほとんどがショットレギュレーターに流れ込み、負荷が重くなるにつれショットレギュレーターに流れる電流を減らしてその分をベース電流に割り当てるという動作になります。入力電圧は15Vにしていますが、多少の変動を考慮して14.5Vとして計算しておきます。

$$R_3 < \frac{V_I - (V_O + V_{BE1})}{I_{D(min)} + I_{B1(max)}} = \frac{14.5\text{V} - (12\text{V} + 0.7\text{V})}{20\text{mA} + 1\text{mA}} = 85.7$$

R₃の値は、最大出力電流にかかわります。この回路は、ショット方式のDC/DCコンバータですから、無負荷においてショットレギュレーターに流しておく電流が、この回路の出せる最大出力電流になります。いま使用しようとしているショットレギュレーターの最大許容損失を調べてみると、700mWとなっております。ですから、余裕を見て最大損失500mWで動作させるとすれば、ショットレギュレーターに流し込める最大電流は、

$$I_{D(max)} = \frac{P_{D(max)}}{V_D} = \frac{500\text{mW}}{12\text{V}} = 41\text{mA}$$

つまり、この回路の最大出力電流は41mAとなります。さて、ショット形のレギュレーターは、負荷電流にかかわらず安定化回路に流れ込む電流は一定でした。ですから、R₃に流れる電流も負荷の値にかかわらず41mA流れることとなります。いま入力電圧を15Vにしていますから

$$R_3 = \frac{V_{R3}}{I_{R3}} = \frac{V_I - V_O}{I_{R3}} = \frac{15\text{V} - 12\text{V}}{41\text{mA}} = 73$$

となります。R₃には比較的大きな電流が流れていますから、R₃での損失を求めてみます。

$$P_{R3} = I_{R3}^2 \cdot R_3 = (41\text{mA})^2 \times 73 = 0.122\text{W}$$

しかるに、1/4Wの抵抗で事足ります。

5-3 ちょっと設計その2 5V 12V/1.5A DC/DC コンバータ

ショットレギュレーター IC 単体では、ショット方式のDC/DCコンバータとなるため、あまり大きな出力電流を取り出せる回路を作るには不向きです。先の回路例では、わずか40mAまでしか取ることができませんでした。そこで、リニア制御方式のDC/DCコンバータにこのショットレギュレーター IC を応用して、1.5A出力のDC/DCコンバータを作ってみます。図5-3にその回路を載せます。この回路の動作は、第三章のリニア制御方式と全く同じで、誤差増幅器と基準電圧のところをIC化されたと考えてよいでしょう(図5-3のD₁を等価回路に置き換えるとよくわかります)。ただ、ショットレギュレーター IC の中身のオペアンプとトランジスタは高域まで利得が延びていますから、コンデンサC₁をつけて、高域の利得を落とし、回路を安定化させます(遅れ位相保証です)。

この回路は、 $V_{R2} > V_{BE2}$ となったときに、 TR_1 に流すベース電流を減らして出力電流を制限します。

$$R_3 = 82$$

いま出力電流が2Aを越えたときに出力電圧を垂下させるとすれば、

$$R_4 = \frac{V_{VE2}}{I_{OLP}} = \frac{0.7V}{2A} = 0.35\Omega$$

しかるに、 $R_4 = 0.33$ とします

・ C_1 の決定

ここにコンデンサをつければ、不必要に伸びた誤差増幅器の高域利得を落とすことができる、いわゆる遅れ位相保証をかけることができます。取りあえず0.1 μ Fをつけておきます。このコンデンサの値が、この回路にどのような影響を与えるのかは後程に。

こうして出来上がった回路の特性を取ることにしましょう。まずは出力電流に対する出力電圧です。図5-4に測定結果を載せます。期待通りの特性が得られています。このように出力電流に対して出力電圧がぴたっ！と安定しているのは、この回路の閉ループ利得が十分にあることを意味しています。実際にどのくらいの利得かは、残念ながら計算で求めることはできません。なぜなら431の内部はブラックボックスとなっているため、設計者が431内部の誤差増幅器の利得を計算することができないからです。ただ、uPC1093は図5-5に示すように、内部の利得を示してくれるグラフがありますので、これから予想がつきます。なお、このグラフの測定方法をみると、誤差増幅器とトランジスタの増幅器の合計の利得となっておりますから、純粋に誤差増幅器の利得だけを知ることはできません。しかしわれわれ設計者が知りたいのは総合の閉ループ利得ですから、この特性図のようにトランジスタを含む利得特性で十分なわけです。なお、この図の220の抵抗や入力電圧(カソード・アノード間電圧)Vによって利得が変わりそうですが、431(uPC1093)の内部構造上、これらの値に対し利得はほとんど左右されません。また、Rの値は、シャントレギュレータに流す電流値がおのずと限られていることから、だいたい数百におちつくため、この特性図の条件で十分な情報になります。

さて、この出力電圧特性が良いからといって、これで満足をしてはいけません。次に過渡応答特性を測定してみることしましょう。第3章で述べたように、この特性を測定することにより、制御が安定しているかどうかを判別する足がかりとなります。図5-6に測定結果を示します。この結果を見ると、負荷変動に応じて、出力電圧が結構揺れていることに気が付くでしょう。ではこの過渡応答特性の結果をちょっと考察してみましょう。まず、電流が急激に増えると、制御はその急激な変化に追従できず、一度出力電圧がおちちます。その後制御が効きだし、12Vへと戻ります。出力電流が急激に減った場合も同様で、制御が追従できないため一度出力電圧が持ち上がり、その後徐々に12Vへと戻ります。出力電圧がどれだけ正確な12Vになってくれるのかは、基準電圧の精度と閉ループ利得により決まります。そして、負荷の急激な変化にどれだけ追従できるのかは、閉ループ利得の周波数特性によって決まってくるのです。閉ループ利得の周波数特性を決めているのは、コンデンサ C_1 です(この C_1 で遅れ

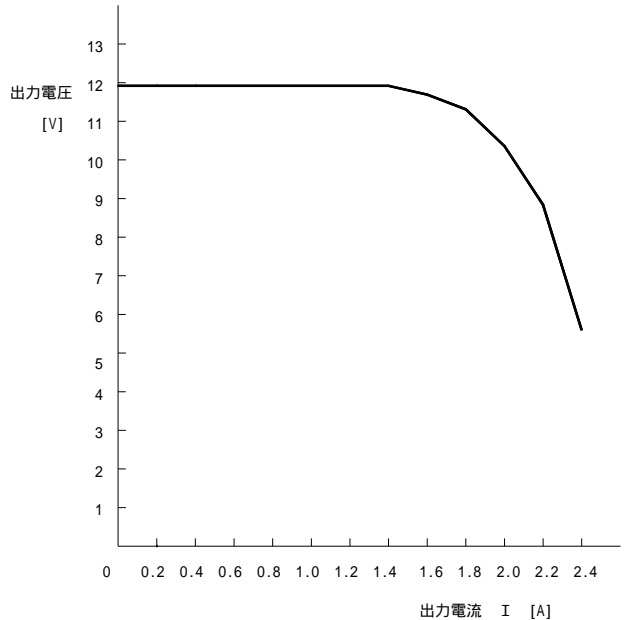
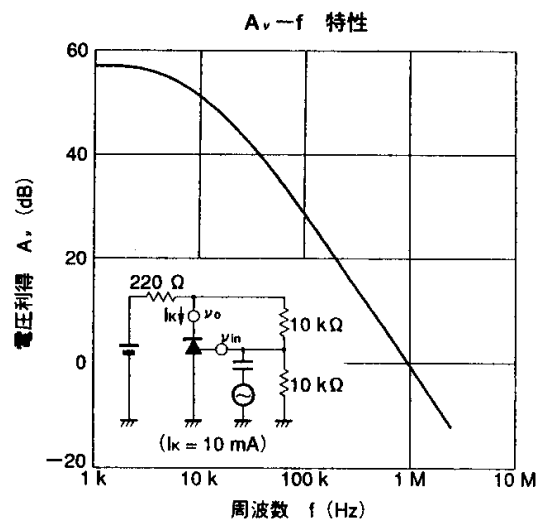


図5-4 出力特性

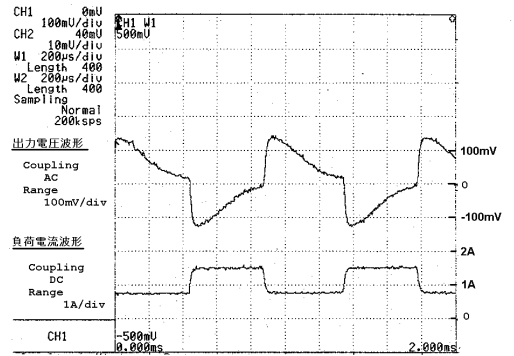
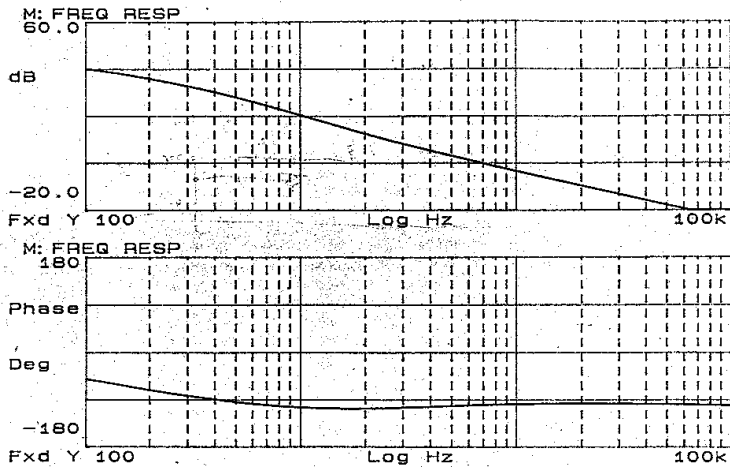
位相保証、すなわち故意に増幅器の利得を落としている)。この値を変えることにより、過渡応答特性が大きく変わってきます。このあたりは、実際に利得の周波数レスポンス(つまり、ボード線図を求める)を測定してみて、その結果を見ればよくわかります。逆に、過渡応答特性が取れば、ボード線図の予測もつくことが同時にわかると思いますから、早速周波数レスポンスを測定してみましょう。

図5-6には、コンデンサ C_1 を変化させたときのボード線図と過渡応答特性を載せております。コンデンサの値が小さいほど交差周波数があがり、急激な変化(つまり高い周波数成分の外乱)に追従できるようになっている様子がよくわかると思います。この結果から、コンデンサ C_1 は小さい方が良いように見えますが、あまり小さくしすぎていつまでも高域で利得のあるようにしてしまいますと、利得が無くなる前に位相が180°回ってしまって、この回路は発振をしてしまいます。どんどん C_1 を小さくしていったら、回路の位相余裕が少なくなると、負荷の急激な変化により発振する兆候が見られますから、その兆候が見られるような値よりは、 C_1 を十分大きくしておかねばなりません。



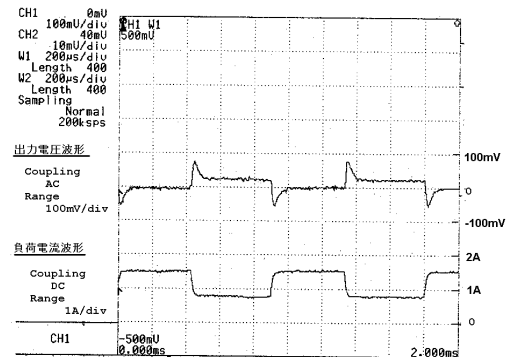
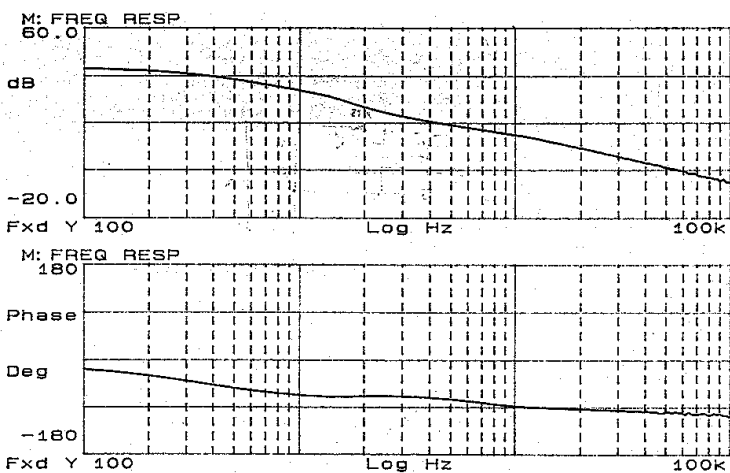
NEC データブック 電源用 IC より

図5-5 uPC1093の利得特性



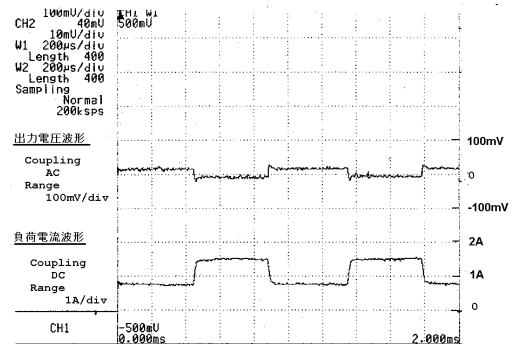
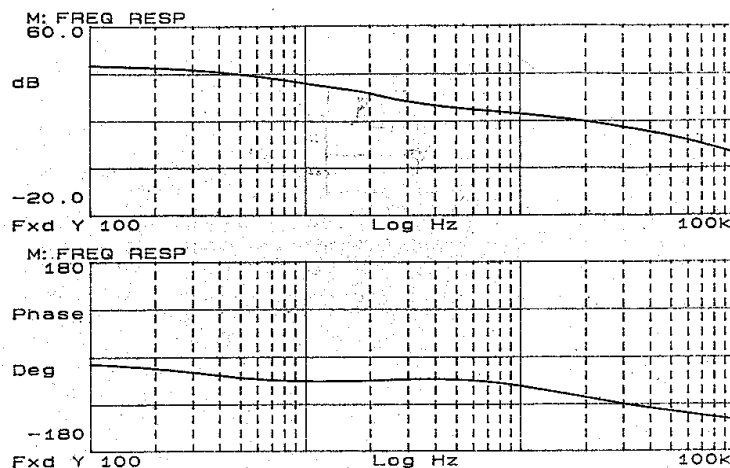
利得が少ないため、負荷電流が多いときと少ないときとで、出力電圧が変動している。また、高域まで利得が伸びていないため、出力の値が基準電圧に基づいた値に戻ろうとするのに時間がかかる。

(a) $C_1=0.1\mu\text{F}$



(a)より若干低周波の利得が増えた分、出力の精度がよくなっている(負荷電流が大きくても少なくとも出力電圧は大体同じ値)。また、高域利得が伸びているので、負荷電流が変化するときの変動が少ない(早い変化に制御が追従できる)。また、すぐに基準電圧に基づいた出力電圧の値に戻っている。

(b) $C_1=0.01\mu\text{F}$



低域での利得は(b)とそれほどかわっていないので、出力電圧の精度も(b)とほとんど同じ。ただ(b)より高域利得が伸びているので、更に早く出力電圧波形が一定値に落ち着いている。

(c) $C_1=0.001\mu\text{F}$

図5-6 ボード線図と過渡応答特性