

第4章

簡単なリニアレギュレータ

第3章で述べた制御を電源に応用した回路について説明いたします。

4-1 制御を取り入れた電源

3章で説明した制御を電源に応用した回路が図4-1です。なにやら複雑な回路に見えますが、ひとつひとつ説明いたしますのでご安心を。この図4-1に示したように、この回路には制御に必要な「調整弁」「出力検出」「基準電圧発生」「誤差増幅器」があります。まずはこれらの動作について説明することにしましょう。

4-2 調整弁

図4-2に調整弁の弁の部分のみを書き出した回路を示します。この回路において入力コネクタはコレクタ、出力コネクタはエミッタ、そして出力を調整するための調整電圧入力コネクタがベースとなります。いま、ベース電位(A点)の電圧を V_B とすれば、出力電圧 V_O は

$$V_O = V_B - V_{BE} \quad (4-1)$$

となります。図4-2の回路を図4-3のように書きかえるとわかりやすいでしょう。ここで注目することは、 V_O は V_B のみで決定され(V_{BE} は0.7V一定ですから)、 V_I には影響されないということです。

次にこの回路の調整感度(調整電圧を変えたら、どれだけ出力電圧が変化するか)を求めてみましょう。わかりやすくするため、実際に数値を与えて考えてみましょう。例えば調整電圧 $V_B=5V$ の時出力は4.3Vとなります。ここで V_B を1V変化させて6Vとすると、出力は5.3Vとなります。したがって調整感度 K は

$$K = \frac{\Delta V_O}{\Delta V_B} = \frac{5.3V - 4.3V}{6V - 5V} = 1 \quad (4-2)$$

となります。つまり、この回路は、調整電圧を1V変化させたら出力電圧も1V変化するというのです。

4-3 基準電圧

図4-3に基準電圧回路の部分抜き出してみました。この回路は第一章で取り上げたツェナーダイオードと抵抗からなる電源そのものです。図4-3(a)の V_O は、安定化回路の出力電圧そのものだから、ダイオードに流れる電流は

$$I_Z = \frac{V_O - V_Z}{R_D} \quad (4-3)$$

で求められます。なお、実際には図4-3(b)に示すように、ダイオードにはトランジスタからの電流も流れ込みます。ですから、この抵抗を介してダイオードに流れる電流 I_Z というのは、トランジスタからの電流が0になっても基準電圧を発生させつづけるための最低限ダイオードに流しておくための電流なのです。

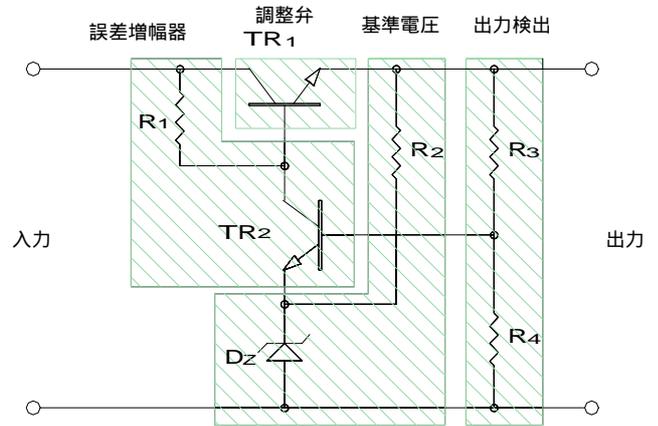


図4-1 制御の種類

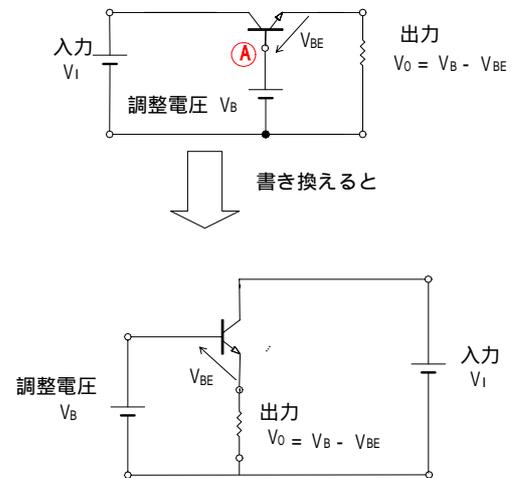


図4-2 調整弁

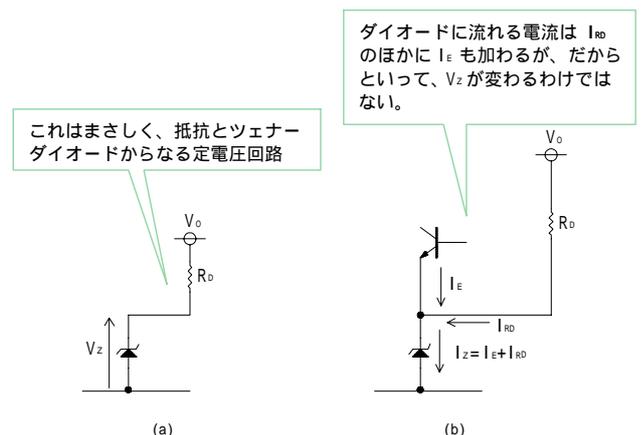


図4-3 基準電圧回路

4-4 誤差増幅器

誤差増幅器は、2つの入力電圧の差を増幅して出力するもので、

$$V_A = -A (V_I - V_{REF}) \quad (4-4)$$

増幅度 2つの入力電圧の差

の式を満たすような動作をする増幅器です。負号は、入出力で位相が反転していることを示します。

図4-4がこの動作を実現した回路で、 V_{REF} はツェナダイオードの降伏電圧(実際には $V_{REF}+V_{BE}$)になります。増幅度 A を求めるには、もっと詳しくこの回路を見ていかなければならないのですが結論を先に言うと

$$A = \frac{R_C}{h_{ie}} h_{fe} \quad (4-5)$$

となります。いきなし h_{ie} なるものができました。また、第2章で説明したトランジスタの直流増幅度 h_{FE} に似た表記の、 h_{fe} という、FEの部分が小文字になっているものも出てきております。

これらのことを説明するためには、トランジスタの等価回路なるものを知る必要があります。このあたりはコラムにて説明しておりますので、そちらを参照ください。

コラムでトランジスタの等価回路について説明したところで、今度はこの等価回路なるものを用いて具体的にこの誤差増幅器について調べることにしましょう。ただ、いきなしこの誤差増幅器について説明を行うとなにかと大変なので、まずはもっと簡単な図4-5(a)の増幅器について説明をして、それから誤差増幅器の説明へと移ることにいたします。

図4-5(a)の回路で注目することは、入力に、とりあえず0.7Vの電圧がかかっているということです。そして、この回路の増幅度とは、図4-5(b)のように、この0.7Vを中心に入力電圧が変動したら、出力電圧がどれだけ変動するかということです。このように、変動に対してどのようなのかを考えるわけですから、等価回路は交流等価回路を用いるわけです。交流に対する入力抵抗は h_{ie} 、そして交流に対する電流増幅度は h_{fe} ですから、図4-5(a)は図4-5(c)のような等価回路となります。なにやら電源の V_{CC} が無くなってしまっていますが、ちゃんと電気的には等価になっていることに注意してください。図4-5(a)、図4-5(c)どちらも i_c に対する出力の変動 V_o は $i_c \times R_C$ で表わされる、すなわち交流的には等価なのです。さて、この等価回路において、入力電圧である

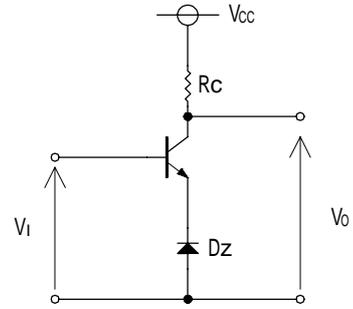


図4-4 誤差増幅器

V_{BE} が変動したら、出力電圧である V_o はどれだけ変動するでしょうか？すなわち増幅度を求めてみることにしましょう。

入力電圧 V_{BE} が V_{BE} 変動したら、 I_B は V_{BE}/h_{ie} 変動します。

$$\Delta I_B = \frac{\Delta V_{BE}}{h_{ie}} \quad (4-6)$$

すると、コレクタ電流は $h_{fe} \times I_B$ 変動しますから

$$\Delta I_C = h_{fe} \times \Delta I_B = h_{fe} \times \frac{\Delta V_{BE}}{h_{ie}} \quad (4-7)$$

出力電圧 V_o の変動は、出力抵抗 R_C の電圧降下の変動に等しいですから、 $I_C \times R_C$ が出力電圧の変動ということになります。ただ、出力電圧はコレクタを正、エミッタを負としているのに対し、 I_C の向きはコレクタに流れ込む向きに流れていますから、極性を合わせるため、符号をつけて、 $I_C \times R_C$ となり

$$\Delta V_o = -\Delta I_C \times R_C = -\Delta I_B \times h_{fe} \times R_C = -\frac{\Delta V_{BE}}{h_{ie}} \times h_{fe} \times R_C \quad (4-8)$$

しかるに、電圧増幅度は、出力電圧変動 / 入力電圧変動ですから、

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_{BE}} = \frac{-h_{fe} \times \frac{\Delta V_{BE}}{h_{ie}} \times R_C}{\Delta V_{BE}} = -h_{fe} \times \frac{R_C}{h_{ie}} \quad (4-9)$$

となります。 h_{ie} 、 h_{fe} 、 R_C さえわかれば、この回路の増幅度を求めることができるというわけです。なお、多くのシリコントランジスタの h_{ie} は、以下の式で近似することができます。

$$h_{ie} = 26 \times 10^{-3} \times \frac{h_{fe}}{|I_C|} \quad [\Omega] \quad (4-10)$$

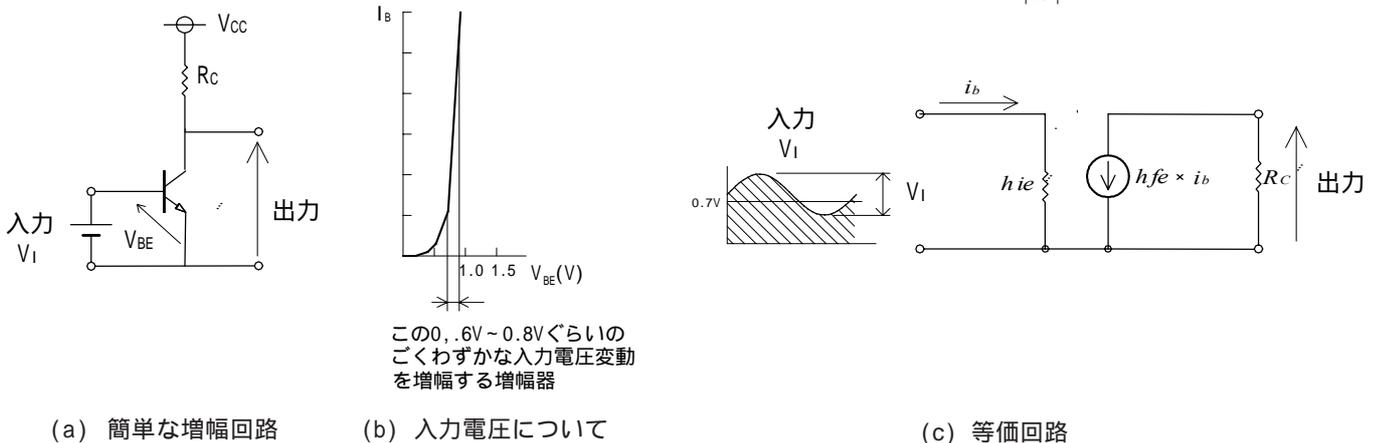


図4-5 まずはこの増幅器の動作を考えましょう

ここに、 I_C の単位は[A]です。この式は、トランジスタのベースエミッタ間が、トランジスタの構造上、シリコンダイオードの特性として近似できることから導かれます。なお、この値はあくまで近似ですから、実際に h_{ie} を測定した値とはずれてきます。詳しくは、トランジスタ関係の専門書を参考にしてください。この式を見ると、コレクタ電流が大きいほうが、 h_{ie} が下がるため、増幅度が上がるということがわかると思います。いまは、 h_{ie} が式4-10という式で近似できるんだということだけ知ってけば良いでしょう。

さて、こうして図4-5の回路の増幅度を求めることができました。では次に肝心の図4-4に示した誤差増幅器の増幅度と、その動作を見ることにいたしましょう。まず、増幅度を求めてみます。同じように等価回路を用いると、図4-6のようにあらわされます。この等価回路から、「出力変動/入力変動」を求めてあげれば言い訳です。では早速入力側からみてみましょう。

入力電圧は

$$V_I = I_B \times h_{ie} + V_Z \quad (4-11)$$

と表されます。 V_Z は一定値ですから、 V_I は

$$V_I = I_B \times h_{ie} \quad (4-12)$$

となります。あれまあ、これは式4-6と同じです（ $V_I = V_{BE}$ です）ですから、ツェナーダイオードがついていても増幅度Aは

$$A = -h_{fe} \times \frac{R_C}{h_{ie}} \quad (4-13)$$

と図4-5の回路と同じになります。

さて、この誤差増幅器、図4-5の回路と見比べると、入力電圧 V_I は V_Z だけ高い電圧でなければなりません（でないと I_B が流れないから、まったく増幅が行われぬ）。これは図4-5に対し、入力電圧 V_I が、 V_Z 引かれて V_I がA倍増幅されたといえます（図4-7）。

4-5 出力検出

出力検出回路は、出力電圧を基準電圧と比較する電圧へと変換してあげる回路です。ようはただの分圧回路で、たとえば基準電圧が5Vで、出力電圧を10Vに設定するのなら、出力電圧を半分にする分圧回路をつけてあげれば言い訳です。図4-1に示した入力検出回路は、まさしく単純な抵抗による分圧回路でなのです。

4-6 全体の動作説明

各部の説明が終わったところで、今度は各部の動作のつながりを理解するために、回路全体の動作説明をすることにいたしましょう。図4-8にこの回路の各部の電圧・電流分布を示します。基準電圧用のダイオードに、実際にどれだけ電流が流れているかわかりませんが、 R_D のおかげで最低でも V/R_D の電流が流れていてくれるため、ダイオードの両端電圧は V_Z になってくれています。TR₁の電圧降下により目的とする電圧まで落として出力する。これが、この回路の超大まかな動作です。TR₁でどれだけ電圧降下を起こさせるか、それが制御となるわけであり、TR₁がいままで弁と呼んでいたものとなるわけです。

弁の調整は図4-8の V_{B1} (TR₁のベース電位) を変えることにより行います。ただ、「 V_{B1} をある値にすれば、トランジスタの電圧降下である V_{CE1} がいくらになってくれる」というもの

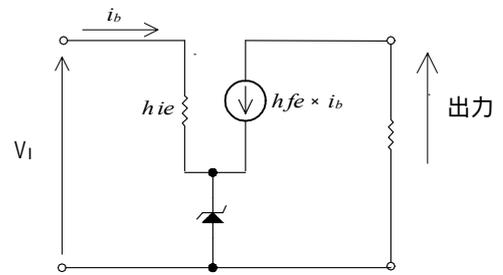
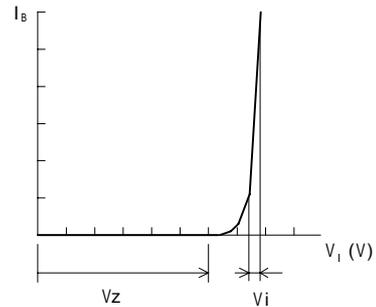


図4-6 誤差増幅器の等価回路



V_Z だけ入力電圧が高くないと増幅されない。

図4-7 この誤差増幅器の入力電圧 - 電流特性

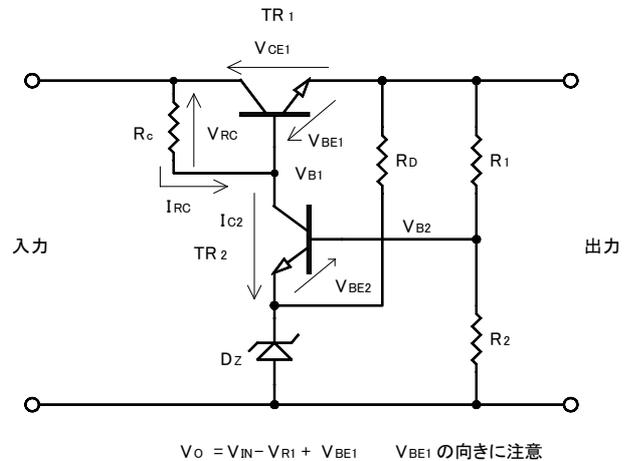


図4-8 各部の電圧・電流分布

ではありません。あくまでトランジスタは、ベースに電流が流れればその h_{fe} 倍の電流がコレクタに流れるというだけです。調整弁のところでは説明した通り、このTR₁のベース電位 V_{B1} にTR₁の V_{BE} を引いたものが出力電圧になります。そしてその結果、トランジスタの電圧降下 V_{CE1} は $V_I - V_O$ になるということなのです。

ちょっと復習しましょう。入力電圧 V_I と出力電圧 V_O 、そしてTR₁の V_{CE1} との間には、

$$V_I - V_{CE1} = V_O \quad (4-14)$$

なる関係があります。ただ、 V_{CE1} をどうやって変えるかが問題となっているわけです。ここで、回路ももうちょっと凝視してみましょう。すると V_O は

コラム トランジスタの等価回路

トランジスタを、抵抗などの見慣れた部品で置き換えることができれば、動作理解もたやすくなり大変便利です。それを実現したのがトランジスタの等価回路です。もちろん、等価回路ですから、置き換えても電圧や電流の関係は崩ないことが条件です。ここでは、図4Aのトランジスタ回路を、等価回路に置き換えてみることにしましょう。

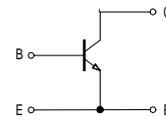


図4A これから等価回路に置き換えるトランジスタ回路

1) トランジスタの入力の等価回路

トランジスタの $V_{BE}-I_B$ 特性を今一度見てみることにしましょう。図4Bに載せてみました。いままでトランジスタの V_{BE} は0.7V一定というおりましたが、実際にはこの図のような特性を持ちます。この図のAの範囲を注目してください。この傾きをあらわしたものを hie といいます。いきなし傾きが hie なんていわれてもピンとこないかもしれません。とりあえずは式を出してみると

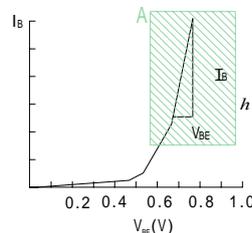
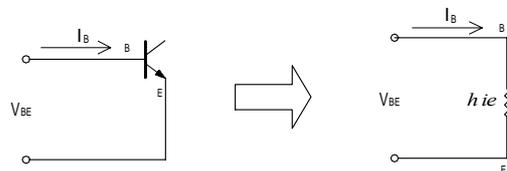


図4B トランジスタの $V_{BE}-I_B$ 特性

$$hie = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}$$

この式、電圧 / 電流の形になっていますから、単位は、すなわち抵抗です。そして図4Aにおいてトランジスタのベース・エミッタ間は入力に相当しますから、この hie をトランジスタの入力抵抗といいます。ここで注意することは、 V_{BE} の変動に対する I_B の変動という、変動に対する抵抗ということです。例えば、 $V_{BE}=0.65V$ のとき $I_B=10\mu A$ 、 $V_{BE}=0.68V$ のとき $I_B=30\mu A$ になったというのなら hie は



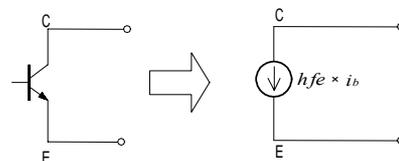
V_{BE} に対する I_B という観点から見ると、トランジスタのベース・エミッタ間は抵抗に見立てることができる

図4C ベース・エミッタ間の等価回路

$$hie = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{0.68V - 0.65V}{30\mu A - 10\mu A} = 1500 \quad [\Omega]$$

とあらわされるのです。決して $0.65V/10\mu A$ でも、 $0.68V/30\mu A$ でもないということです。

ということで、なにやら変動という観点から見ると、入力 hie という抵抗であらわすことができるのです。図で表すと図4Cのようになります。



I_B の h_{fe} 倍 I_C が流れるわけだから、その関係を持つ定電流源に置き換えることができる。

図4D コレクタ・エミッタ間の等価回路

ついでに添え字についても説明しておきましょう。変動に対する抵抗をあらわす、これはすなわち交流分に対する抵抗ということになるのですが、このように交流分に対する値をあらわす場合は、「交流分に対する値だよ」とわかるようにするため、添え字を小文字で表します。また、 i は入力の *input* をあらわします。図4Aの回路は、入力はベース・エミッタ間、そして出力はコレクタ・エミッタ間です。ここで入出力に共通なのがエミッタなので、エミッタが共通の回路における定数をあらわしていますよということでも e という添え字もつけます。

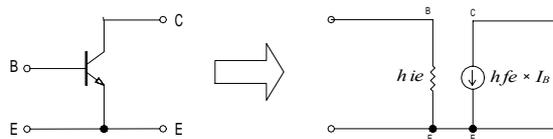


図4E トランジスタの等価回路



2) トランジスタの出力の等価回路

図4Aの出力はコレクタ・エミッタ間です。このコレクタ・エミッタ間に流れる電流は、 $h_{FE} \times I_B$ になることは2章にて述べました。同じように交流に対してもやはりコレクタ電流の変化 I_C は I_B の h_{fe} 倍となります。式で書くと、 h_{fe} は

$$hfe = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

となります。 f は *forward* の略です。

したがって、トランジスタのコレクタ・エミッタ間は I_B の h_{fe} 倍を流す定電流回路であらわすことができます。具体的に図にすると図4Dとなります。

3) トランジスタの等価回路

トランジスタの入力、出力の等価回路ができましたから、これをまとめると図4Eのようになります。これがトランジスタの等価回路です。なおこのほかに hoe や hre なんてのもあるんですが、ここではあまり使うことが無いので、取り上げません。興味のある方はトランジスタの本などで h 定数という項目を調べてみてください。

$$V_1 - V_{RC} - V_{BE1} = V_0 \quad (4-15)$$

で決まっていることが分かります。つまり、式(4-15)式で V_0 が決り、 V_0 が決ったら、 V_{CE} は $V_0 - V_1$ の値になっていることなのです。(4-15)式において V_{BE1} は $0.7V$ と一定ですから、 V_{R2} を変えれば出力電圧を変化させることができると言えます。 V_{RC} を変えるには、 V_{RC} に流す電流を変化させてやればいいのです。つまり、 TR_2 に流れる I_{C2} を変化させるのです。 I_{C2} が増えれば、 V_{R1} の電圧降下が増えて、 V_{B1} の電位が下がります。つまり、出力電圧が下がるわけです。逆に I_{C2} が減れば、 V_{RC} の電圧降下が減って、 V_{B1} が上がって出力電圧が上昇するのです。よって、この場合 R_C と R_C に流れる電流によって V_{CE1} が決まります。

以上で、 V_{B1} 、すなわち I_{C2} を変化させることにより出力電圧を変化させることがわかりました。で、その I_{C2} は I_{B2} により決る値です。 I_{B2} は、出力電圧 V_0 と R_1, R_2 そしてツェナーダイオードによる基準電圧により決ります。出力電圧の変化により I_{B2} がどうなるか、この辺が具体的な出力電圧の制御になってきます。

抵抗 R_1, R_2 の値は、 V_{B2} が定常時に $V_Z + 0.7V$ の値になるようにします。例えば、ツェナーダイオードに $5.6V$ のものを使ったとすれば、 V_{B2} が $6.3V$ になるよう R_1, R_2 を決定します。こうして、 I_{B2} を流して、 V_{RC} に電圧降下を起こさせておきます。具体的に I_{B2} をいくらにするなんてことは考える必要ありません。

この状態で、出力電圧が上昇すると、 V_{B2} の電位も上昇します。すると I_{B2} が増えますから、 I_{C2} が増加し、 V_{RC} が増加します。 R_1 による電圧降下が上昇すれば、出力電圧も低下しますから、 I_{B2} が減って、もとの状態に戻ります。逆に出力電圧が減少すれば、 R_C での電圧降下が減って出力電圧をもとの電圧に戻します。こうして V_{B2} の電位を出力電圧が希望値のときに $V_{B2} + 0.7V$ ぐらいにしておけば、後は制御が働いて出力電圧が希望値になってくれますから、出力電圧が何 V 変化したら I_{B2} が何 mA 増えて.....なんて細かいことは一切気にしないでください。

以上のように、この安定化回路は、 V_{B2} の値が基準電圧より高くなったり低くなったりしないように制御が働きます。

4-7 設計してみる

制御の実感を沸かせるには、実際に作って動作させてみる事です。ですから、まずは作ってみることにしましょう。回路は、垂下型の過電流保護回路付きで、仕様は以下の通りです。

入力電圧 15V ~ 18V
最大負荷電流 0.5A

設計する上で特に気にするのは TR_1 の最大定格で、それ以外の部品はほとんど何も気にせず選択します(すごいおおざっぱに考えてます。こんな大ざっぱな考え方で一応設計はできます。ただ、何度か設計していくと、部品を選択していく上で何を気にしなければならないのかが分かってきます。いまは必要最低限というということ)。上記の仕様から、

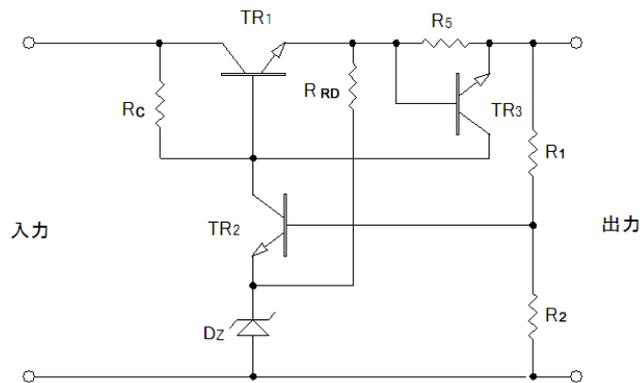


図 4-9A 設計する回路

絶対最大定格 / ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Ta=25 °C)

項目	略号	定格	単位
コレクタ・ベース間電圧	V_{CBO}	500	V
コレクタ・エミッタ間電圧	V_{CEO}	400	V
エミッタ・ベース間電圧	V_{EBO}	7.0	V
コレクタ電流(直流)	$I_{C(DC)}$	7.0	A
コレクタ電流(パルス)	$I_{C(pulse)}$ *	15	A
ベース電流(直流)	$I_{B(DC)}$	3.5	A
全損失	$P_{T(Ta=25 °C)}$	40	W
全損失	$P_{T(Ta=25 °C)}$	1.5	W
ジャンクション温度	T_j	150	°C
保存温度	T_{stg}	-55 ~ +150	°C

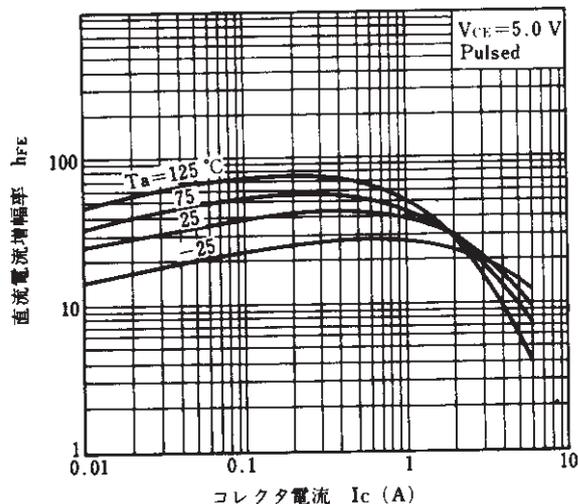
* $PW \leq 300 \mu s$, Duty Cycle $\leq 10\%$

電気的特性 / ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta=25 °C)

項目	略号	条件	MIN.	TYP.	MAX.	単位
コレクタ・ベース間電圧	$V_{CE(sus)}$	$I_C=3.0 A, I_B=0.6 A, L=1 mH$	400			V
コレクタ・エミッタ間電圧	$V_{CE(sus)1}$	$I_C=3.0 A, I_B=0.6 A, V_{BE(OFF)}=-5.0 V, L=180 \mu H, Clamped$	450			V
コレクタ・エミッタ間電圧	$V_{CE(sus)2}$	$I_C=6.0 A, I_B=2.0 A, I_{B2}=0.6 A, V_{BE(OFF)}=-5.0 V, L=180 \mu H, Clamped$	400			V
コレクタシャ断電流	I_{CBO}	$V_{CE}=400 V, I_E=0$			10	μA
コレクタシャ断電流	I_{CER}	$V_{CE}=400 V, R_{th}=51 \Omega, T_a=125 °C$			1.0	mA
コレクタシャ断電流	I_{CEX1}	$V_{CE}=400 V, V_{BE(OFF)}=-1.5 V$			10	μA
コレクタシャ断電流	I_{CEX2}	$V_{CE}=400 V, V_{BE(OFF)}=-1.5 V, T_a=125 °C$			1.0	mA
エミッタシャ断電流	I_{EBO}	$V_{EB}=5.0 V, I_C=0$			10	μA
直流電流増幅率	h_{FE1}	$V_{CE}=5.0 V, I_C=0.1 A$	*	20	80	
直流電流増幅率	h_{FE2}	$V_{CE}=5.0 V, I_C=1.0 A$	*	20	80	
直流電流増幅率	h_{FE3}	$V_{CE}=5.0 V, I_C=3.0 A$	*	10		
コレクタ飽和電圧	$V_{CE(sat)}$	$I_C=3.0 A, I_B=0.6 A$	*		1.0	V
ベース飽和電圧	$V_{BE(sat)}$	$I_C=3.0 A, I_B=0.6 A$	*		1.2	V
ターンオン時間	t_{on}	$I_C=3.0 A, R_1=50 \Omega$			1.0	μs
蓄積時間	t_{sk}	$I_{B1}=I_{B2}=0.6 A, V_{CE}=150 V$			2.5	μs
下降時間	t_f	測定回路図参照 / See test circuit			1.0	μs

*パルス測定 $PW \leq 350 \mu s$, Duty Cycle $\leq 2\%$ Pulsed
 h_{FE1} 区分/ h_{FE2} Classification: M: 20-40 L: 30-60 K: 40-80

DC CURRENT GAIN vs. COLLECTOR CURRENT



NEC データブック

94年 パワーモールドトランジスタ より抜粋

図 4-9 2SC2335 の特性

TR₁の必要な定格をわりだしてみます。

TR₁のコレクタ損失が一番大きくなるのは、入力電圧が高く
て負荷電流が大きいとき。だから、TR₁の最大コレクタ損失は

$$P_C = I_{C(MAX)} \times V_{C(MAX)} = I_{C(MAX)} \times (V_{I(MAX)} - V_O) \\ = 0.5 \times (18 - 12) = 3W$$

よって、最大コレクタ損失がこの値以上のトランジスタを
持ってくれば使えることになります。いま、手持ち部品から、
これだけの許容損失を持つトランジスタを探すと、

$$2SC2335 \quad h_{FE(min)} = 20 \quad P_C = 40W (@ \quad T_a = 25) \\ P_C = 1.5W (@ \quad T_c = 25) \quad)$$

- ・T_a=25 というのは、周囲温度25 において無限大放熱器を付
けた状態をいう
- ・これに対し、T_c=25 というのは、周囲温度25 において、放熱
器を付けない状態を言う

というのがありましたので、これを使うことにします。この
トランジスタの特性図を図4-9に示します。

ツェナーダイオードは、基準電圧の発生のためです。ジャン
ク箱をあさったら、5.6V 1/2Wの奴が見つかりました。とい
うことで、これを使います。TR₂は、小信号用のなら大抵なん
でも使えます。この手のトランジスタは山ほどありますから、
とりあえずジャンク箱の中から一番最初に目についたものを
使うとしましょう。最初に我が眼中に入ったのは2SC1841と
いうやつでした。さて、あとは、抵抗の値を決めるだけです。

・R_{RD}の決定

R_{RD}は、ツェナーダイオード電流を流すための抵抗です。R_{RZ}
とD_Zで、2章で述べた安定化回路を形成しているわけです。D_Z
に一体どれだけ流しておくかを決めなければなりません。と
りあえず5mAぐらい流しておきましょう。ということで、R_{RD}
は

$$R_{RD} = \frac{V_O - V_D}{I_D} = \frac{12V - 5.6V}{5mA} = 1280 [\Omega]$$

よって、1.2Kを使います。

・R_Cの決定

最大出力電流は、0.5Aです。データブックよりh_{FE(min)}=20
をもちいます。したがって、TR₁に必要な最大ベース電流は、

$$I_{RC(max)} = \frac{I_{C1(max)}}{h_{FE(min)}} = \frac{0.5A}{20} = 25 [mA]$$

よって、R_Cにはこれ以上の電流を流しておかなければなり
ません。R_Cにかかる電圧の最小値は、入力電圧が最小のとき
で

$$V_{R1(min)} = V_{I(min)} - V_{BE1} - V_I = 15 - 0.7 - 12 = 2.3 V$$

この状態にあっても、抵抗R_Cには25mA以上流れていなけ
ればならず、

$$R_C = \frac{V_{RC(min)}}{I_{RC(min)}} = \frac{2.3V}{25mA} = 92 [\Omega]$$

したがって、91 の抵抗を使います。

・R₁とR₂

R₁とR₂により出力電圧を基準電圧近辺にまで落とします。
この電圧と基準電圧とで比較して、いま出力電圧が高くなっ
ているのか低くなっているのかを見るのです。

TR₂のベース電位は、

$$V_{B2} = V_{DZ} + V_{B2} = V_{B2} = 5.6 + 0.7 = 6.3 V$$

ですから、R₁,R₂により出力電圧を6.3Vに落とします。こ
のとき、ベース電位がR₁,R₂のみで決るようにしなければなり
ません。つまり、I_Bが無視できるだけの電流をR₁,R₂に流して
おく必要があるのです。TR₂のh_{FE}はおよそ300、TR₂のコレク
タ電流は無負荷で最大入力電圧時において最大になります。

$$I_{C2(max)} = \frac{V_{I(max)} - (V_O + V_{BE1})}{R_C} = \frac{18V - (12V + 0.7V)}{91} = 58 [mA]$$

したがって、このときのTR₂のベース電流は

$$I_{B2(max)} = \frac{I_{C2(max)}}{h_{FE}} = \frac{58mA}{300} = 193 [\mu A]$$

したがって、R₁,R₂を流れる電流はこの193μAより十分大きな
値にしなければなりません。いま、R₁,R₂を流れる電流I_{R1},I_{R2}
を2mAとします(トランジスタに流れ込む電流を無視して
I_{R1}=I_{R2}とする)。すると、ベース電位は6.3Vにしなければ
ならないので、

$$R_2 = \frac{V_{R2}}{I_{R2}} = \frac{6.3V}{2mA} = 3150 [\Omega]$$

手持ちの都合上3.3K を使います。よって、実際にR₂に流れ
る電流は

$$I_{R2} = \frac{V_{R2}}{R_2} = \frac{6.3V}{3.3k\Omega} = 1.91 [mA]$$

となります。次にR₁を求めてみましょう。R₁にかかる電圧は、

$$V_{R1} = V_O - V_{B2} = 12 - 6.3 = 5.7 V$$

ですから

$$R_1 = \frac{V_{R1}}{I_{R1}} = \frac{5.7V}{1.9mA} = 2984 [\Omega]$$

これも手持ちの都合上、[2.4K の抵抗]+[1K の半固定抵抗]
を使います。

・ツェナーダイオードの定格

ツェナーダイオードには、最大70mAほど(TR₂の最大電流
66mA+R₂により流れる5mA)流れますから、このときの損失は、

$$P_D = I_{D(max)} \times V_Z = 70mA \times 5.6V = 0.39 W$$

となります。定格で1/2Wのツェナーダイオードを用いてま
すから大丈夫です。

・R_Sの決定

最大出力電流が0.5Aですから、それ以上の電流にてこの抵
抗にかかる電圧が0.7Vになれば言い訳です。ここでは、出力
に余裕を持たせて、0.7Aで垂下させるとします。

$$R_S = \frac{V_{BE3}}{I_{OC}} = \frac{0.7V}{0.7A} = 1 [\Omega]$$

こうして、回路が設計し終わりました。かなり大まかな設計なので、ちょっと問題点があるかもしれませんが、無視しましょう。なんか問題を起こして、その原因を追求していった方が、物覚えがいいですね。

4-8 特性をとってみる

特性をとりがてら、制御について考えてみましょう。出力変動特性を測定してみると図4-10のようになりました。

「なんでえなんでえ、制御がかかってたって結構（出力が）動いちゃってるじゃねえか」

これには訳があります。ちょっと制御の利得について思い出してみてください。実は、設計した回路定数では誤差増幅器のゲインが低いので、こんなふうに出力電圧が動いてしまうのです。実際に増幅器の利得がどんなもんかを計算してみましょう。

この安定化回路の閉ループ利得は

$$\text{閉ループ利得 } G_{LP} = \text{弁調整感度 } K \times \text{出力検出回路感度 } S \times \text{誤差増幅器利得 } A$$

で、ここにSとKとAはそれぞれ

・弁調整感度 K

$$K=1$$

・出力検出回路 S

$$S = \frac{R_3}{R_2 + R_3} = \frac{3.3k\Omega}{2984\Omega + 3.3k\Omega} = 0.525$$

・誤差増幅器

$$A = h_{fe} \times \frac{R_C}{h_{ie}}$$

$$h_{ie} = 26 \times 10^{-3} \times \frac{h_{fe}}{|I_C|} \quad [\Omega]$$

ですから、これより閉ループ利得 G_{LP} を求めることができます。この式からわかるとおり、 I_C により増幅度が変わります。せっかくですから、無負荷のときと最大出力電流の時の増幅度をそれぞれ求めてみることにしましょう（ここでは、 $h_{FE}=h_{fe}$ とします）。

無負荷の時の、 TR_2 のコレクタ電流は

$$I_{C2} = I_{RC} - I_{B1} = \frac{V_I - V_{BE} - V_O}{R_C} - \frac{I_{C1}}{h_{FE}} = \frac{15 - 0.7 - 12}{91} - \frac{0}{20} = 25.3mA$$

ですから

$$h_{ie} = 26 \times 10^{-3} \times \frac{h_{fe}}{|I_C|} = 26 \times 10^{-3} \times \frac{300}{|66 \times 10^{-3}|} = 308 \quad [\Omega]$$

$$A = h_{fe} \times \frac{R_C}{h_{ie}} = 300 \times \frac{91}{308} = 88.6$$

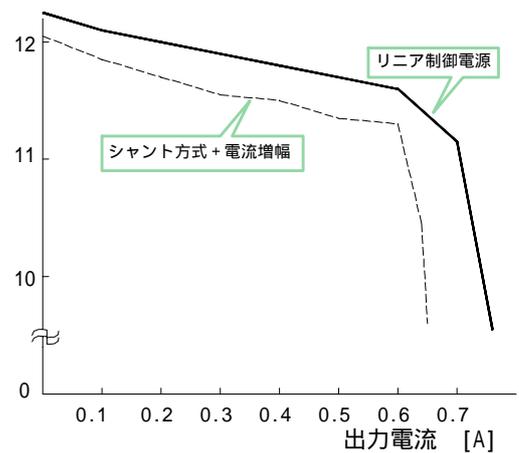
同様に最大負荷のときの増幅度を求めてみましょう。

最大負荷のときの I_{C2} は

$$I_{C2} = \frac{15 - 0.7 - 12}{91} - \frac{0.5}{20} = 0.27mA$$

$$h_{ie} = 26 \times 10^{-3} \times \frac{300}{|0.27 \times 10^{-3}|} = 28.9 \quad [k\Omega]$$

出力電圧 [V]



あれ？ 制御してても結構出力電圧が変動してる

図4-10 設計した回路の負荷特性

$$A = 300 \times \frac{91}{289 \times 10^3} = 0.94$$

これでループ利得を求めることができ、出力電圧を計算できます。

無負荷の時の出力電圧は

$$V_O = \frac{KA}{1 + SKA} \times (V_{REF} + V_{BE})$$

$$= \frac{1 \times 88.6}{1 + 0.525 \times 1 \times 88.6} \times (5.6V + 0.7) = 11.74V$$

同様に0.5 A 負荷の時の出力電圧は

$$V_O = \frac{1 \times 0.94}{1 + 0.525 \times 1 \times 0.94} \times (5.6V + 0.7) = 3.96V$$

となり、最大負荷時の誤差増幅器の増幅度が少ないがために出力電圧が落ちていることがわかります。実際の回路で、最大負荷時に出力電圧が3.96Vまで落ちていないのは、 h_{fe} が計算値より高いためと、出力電圧が落ちると、 I_{C2} の値もかわってくるために、計算上の誤差が出るからです（各部の電圧・電流は出力電圧が正しく出ているものとして計算しておりますから）。ま、いずれにしても誤差増幅器の増幅度が足りないことは明らかです。原因は、最大電流のときに I_{C2} が無くなってしまふような設計をしたためです。最大負荷時でも I_{C2} が確保されていれば、最大負荷時において誤差増幅器の利得減少はもう少し少なく済みます。ただ、だからといって I_{C2} を闇雲に増やすと無負荷時における I_{C2} が増えてしまい、効率悪化の原因となってしまいます。したがって、失敗の根本は、トランジスタ TR_1 の h_{fe} が低すぎるものを用いたこととなります（ h_{FE1} が小さすぎるため、無負荷と最大負荷のときで I_{C2} が大きく変わる。すなわち誤差増幅器の増幅度が大きく変わるため、設計しづらい）。

では次に、根本から見直して、 TR_1 を h_{fe} の高いものに直し、なおかつ最大負荷時でも I_{C2} にそれなりの電流が流れてくれるようにしてみましょう。

4-9 再設計

今一度ジャンク箱をあさると、2SC2491を発見しました。これは h_{FE} が300と高いので、無負荷時・最大負荷時における I_{C2} の差が少なくすみ、誤差増幅器の増幅度は負荷電流によって変化する割合を大きく減らしてくれます。ただ、最大電流

時においてもベースに流し込む電流が少なく済む、これはすなわち、 R_C に流す電流が小さくて済むので、結果的に I_{C2} を減らしてしまいます。ただ、増幅度の式からみてもらえばわかるとおり、 R_C が大きくなってくれば増幅度は上昇するので、 I_{C2} が減ることによる増幅度の低下は、 R_C が大きくなることで相殺されてくれます。これはあとで計算で確かめます。

こうして、このトランジスタを用いたとして再設計を行うと、

$$I_{RC(\min)} = \frac{I_{C1(\max)}}{h_{FE(\min)}} = \frac{0.5A}{300} = 1.7 \text{ [mA]}$$

最大負荷時でも誤差増幅器に1mAは流しておくようにしましょう。したがって、 R_C は

$$R_C = \frac{V_{I(\min)} - V_{BE} - V_O}{I_{B(\max)} + 1mA} = \frac{15 - 0.7 - 12}{2.7mA} = 851 \text{ [\Omega]}$$

となり、 R_1 の値を一気に上げることができました。ただ、 TR_2 のコレクタ電流もかなり下がりましたから、 R_1 が増えたからといって、増幅度も一気に増加したとは言えません。では確認のため計算してみましょう。

無負荷のときは

$$I_{C2} = I_{RC} - I_{B1} = \frac{V_I - V_{BE} - V_O}{R_C} - \frac{I_{C1}}{h_{FE}} = \frac{15 - 0.7 - 12}{820} - \frac{0}{300} = 2.8mA$$

$$h_{ie} = 26 \times 10^{-3} \times \frac{h_{fe}}{|I_C|} = 26 \times 10^{-3} \times \frac{300}{|2.8 \times 10^{-3}|} = 2785 \text{ [\Omega]}$$

$$A = h_{fe} \times \frac{R_C}{h_{ie}} = 300 \times \frac{820}{2785} = 88.3$$

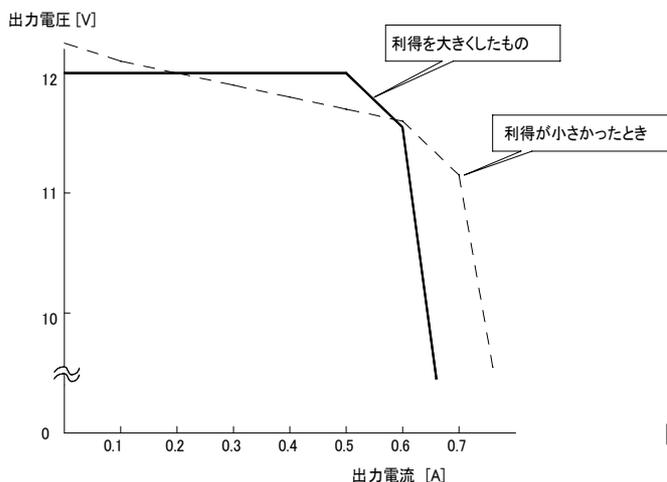
$$V_O = \frac{KA}{1 + SKA} \times (V_{REF} + V_{BE})$$

$$= \frac{1 \times 88.3}{1 + 0.525 \times 1 \times 88.3} \times (5.6V + 0.7) = 11.74V$$

最大負荷のときは

$$I_{C2} = \frac{15 - 0.7 - 12}{820} - \frac{0.5}{300} = 1.14mA$$

$$h_{ie} = 26 \times 10^{-3} \times \frac{300}{|1.14 \times 10^{-3}|} = 6842 \text{ [\Omega]}$$



$$A = 300 \times \frac{820}{6842} = 35.9$$

$$V_O = \frac{1 \times 35.9}{1 + 0.525 \times 1 \times 35.9} \times (5.6V + 0.7) = 11.39V$$

となり、かなり改善されています。では、特性をとってみましょう。

図4-11に出力負荷特性をのせます。利得を上げるにより出力変動が随分改善されています。これでこそ安定化回路です。

さて、今回は幸いながら、位相が早めに回ってしまい発振に見舞われることはありませんでした。もし発振してしまったという場合は、利得がまだあるうちに位相が -180° まで回ってしまったといえます。このとき発振周波数は、ちょうど位相が -180° になった周波数になるので、オシロスコープで発振周波数を求めてやれば、ボード線図を測定しなくてもどの周波数で位相が回っているのか見当がつかます。ちなみに出力安定性が悪い回路と、再設計した回路の両方において、利得・位相特性を実測していましたがその結果を示します。この測定はコントロールシステムアナライザという大変高価な測定機(数百万円!)を用いて測定することができます。たまたま私の仕事先にこの測定機がありましたのでちょっと測定させていただきました。

この測定結果を見ると、再設計した回路のほうが利得が低くなっていることが良くわかります。また、位相余裕・利得余裕も十分あり、安定した制御回路であることもわかります。このように、ボード線図を測定することにより制御回路の状況が一発でわかります。しかしながら、さすがにこのようなお値段の高い測定機などそうそうつかえるものではありません。むしろ、さらに回路を学んでいけば計算によりボード線図を求められるようになってくるのですが、ここではもっと簡単にボード線図のあたりをつける方法を紹介しましょう。それが過渡応答試験です。

4-10 過渡応答特性

過渡応答特性は、電子負荷装置とオシロを用いて測定することができます。もちろんどちらの測定器も安いとはいいいがたいものですが、すくなくともコントロールシステムアナライザを買うよりはかなり現実的です。オシロは中古なら格安で入手できますし、電子負荷装置は自作も可能なので。

過渡応答特性とは、負荷を急激に変化させたとき、その変化に対し出力がどのような応答をするかを見たものです。一

閉ループ利得を大きくするよう再設計をおこない、その回路の特性をとってみた。負荷特性がかなり改善されています。

図4-11 再設計した回路の負荷特性

一般的に、出力をフルロードと20%~50%の間で揺さぶってやって、そのときの出力電圧波形を見るのが一般的です。こうして得られた応答特性を見ると、その制御においてボード線図がどのようになっているのか予測できます。では、ちょっと前にくみ上げた安定化回路(閉ループ利得が少ないのと大きいものの二つ)について、過渡応答特性をとってみましょう。

図4-14にそれぞれの過渡応答特性を載せます。ゲインが少ない方の安定化回路は、負荷を揺さぶることにより出力電圧もかなり変動しています。この例では、ゲインの大小しか分かりませんが、実際にはもっといろんなことがわかります。一体ゲインがどのくらいだとか、位相余裕とかゲイン余裕がどのくらいあるのかといった直接的な値は、過渡応答特性よりは分かりませんが、ボード線図の形ぐらいは予想がつかの

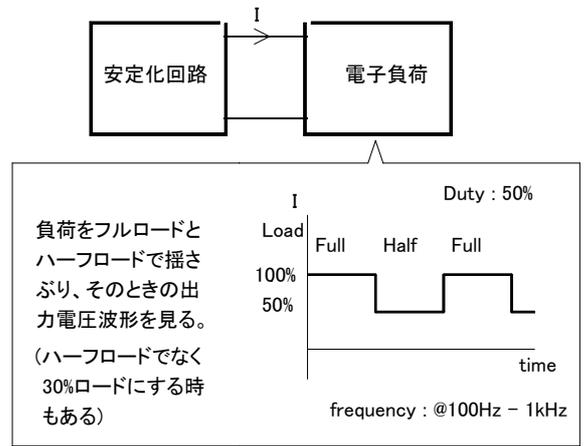
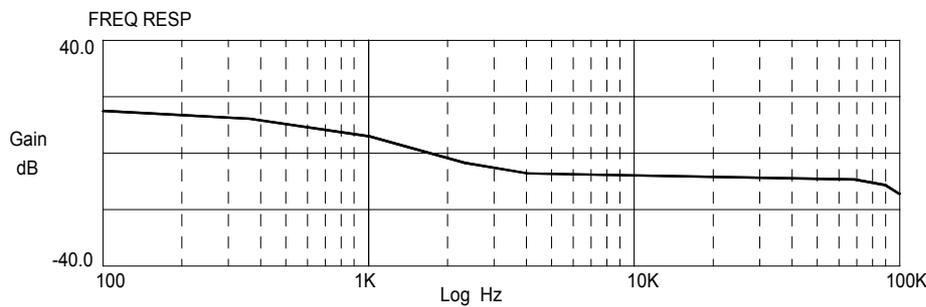
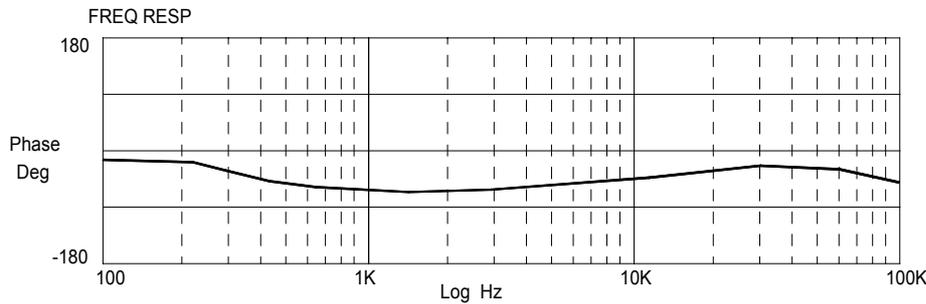


図 4-12 過渡応答試験

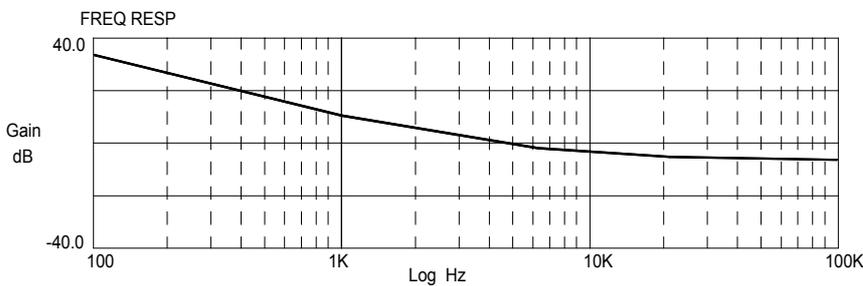


閉ループ利得が少ないため、出力変動が大きい。

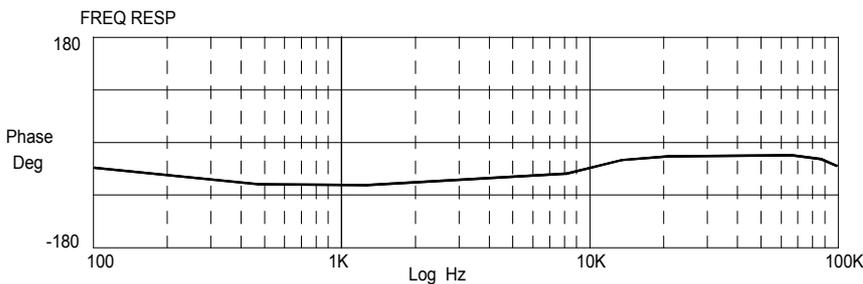


位相特性は十分満足してます。ゲインが無くなるまで位相が-180度になってしまうことはありません。十分な位相余裕があります。

(a) 出力電圧特性の良くない回路の周波数レスポンス

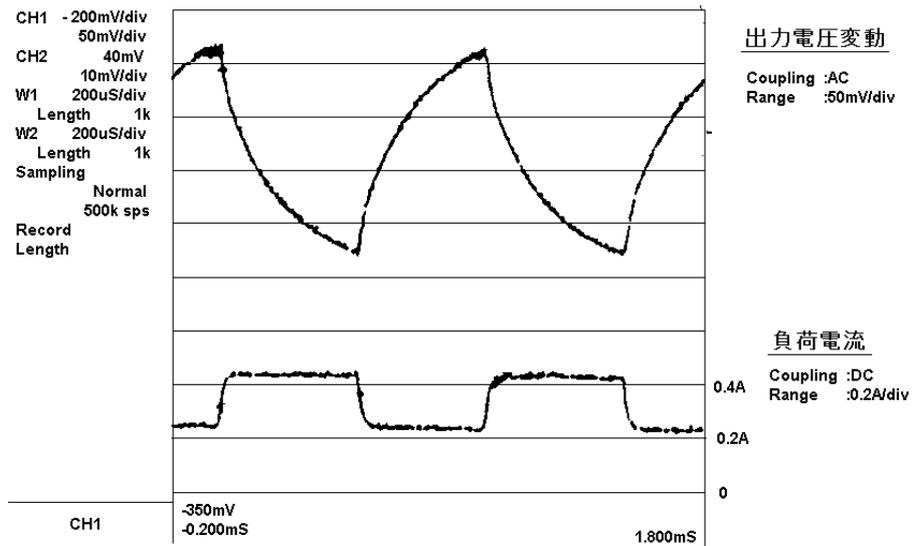


(a)に比べ、閉ループ利得があがっています



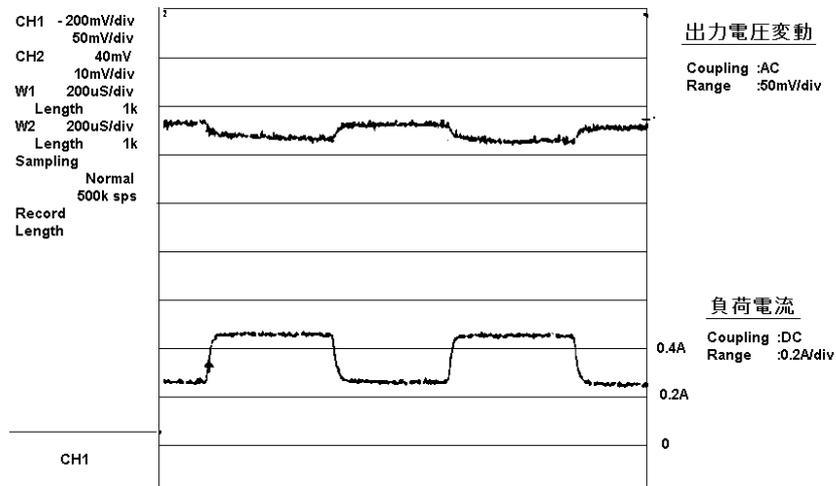
(b) 再設計をして、出力電圧特性を良くした回路の周波数レスポンス

図 4-13 設計した回路の周波数レスポンス



閉ループ利得の少ない回路では、過渡応答試験をおこなうと出力電圧が負荷電流に応じて大きく変動する(出力の精度が悪い)様子が見られます。

(a) 利得が少なかったときの過渡応答特性



負荷電流が変動しても、出力電圧があまり変動していない様子を見ることができます。更に利得をあげ、かつ利得の周波数特性をよくすると、負荷電流が大きく変動しようと、またどんなに急峻に変動しようと出力電圧が一定になるようになります。高域まで利得が伸びていれば、時間的に急峻な変動に対して制御が働くことになり、また利得が大きいということは、出力電圧の精度を基準電圧の精度に近づけることができるということになります。

(b) 利得を改善させたときの過渡応答特性

図 4-14 過渡応答特性

です。ボード線図の形の予測がつけば、位相補正も随分しやすくなります。図4-15に過渡応答特性とボード線図の対応を示します。まず(a)は、ゲインは十分ありますが、位相余裕やゲイン余裕があまりない例です。そのため、だいたい位相が -180° に回る辺りの周波数で出力電圧が振動しています。(b)は、利得が少なく、位相・ゲイン余裕も少ない場合です。ゲインが少ないため、50%負荷時と100%負荷時における出力電圧の違いが見えてきます。しかも、位相・ゲイン余裕が少ないため、振動も見られます。(c)では、ゲインが十分高く、しかも位相・ゲイン余裕が十分の場合です。

なお、ゲインが高い周波数で小さくなるということは、高い周波数での変動は制御の追従により出力を安定させるということではできないということになります。そのため、出力にコンデンサというフィルタを入れておくのです。高い周波数

での変動はこのコンデンサにて吸収させてしまうのです。

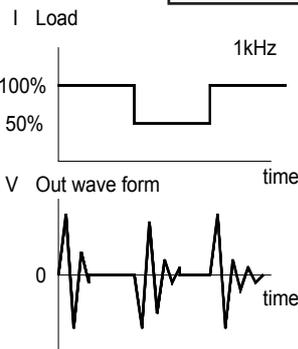
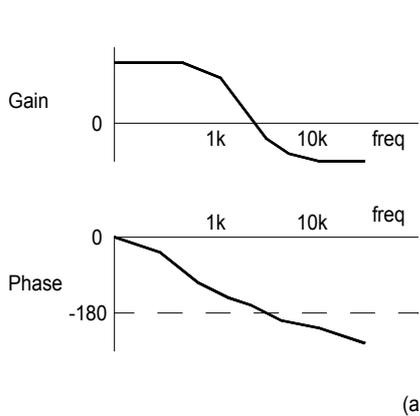
2001年12月 s.watabe(JE1AM0)

誤記訂正履歴
 誤記訂正があります。お詫びの上丁制致します。

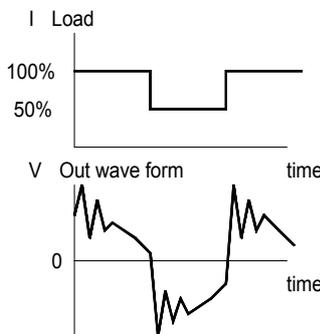
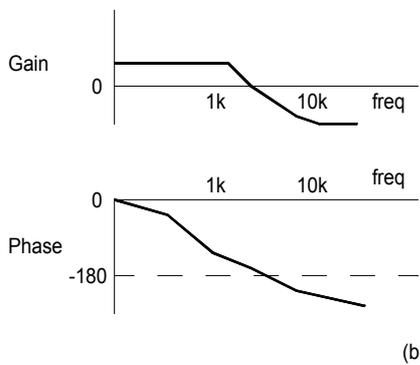
2008年4月
 Page6にて、 $R1, R2$ の式が逆でしたので訂正しました。

2006年12月
 Page6において、 $I_{c2(max)}, I_{B2(max)}$ を求める式が間違っていましたので訂正しました。

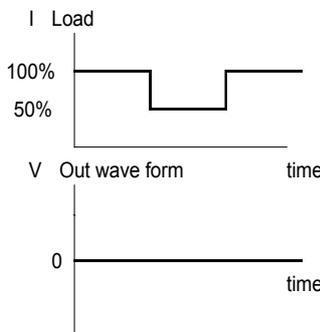
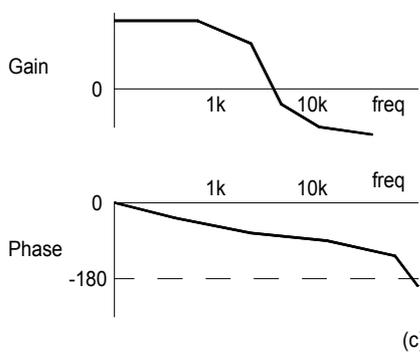
2007年8月
 Page5において、設計する回路の回路図が抜けていましたので、図4-9Aとして追加しました。



利得は十分あるので、負荷電流の変動に対する出力電圧の変動はないが、位相余裕が少ないため負荷変動によって出力電圧が振動する。



利得も位相余裕も少ない。そのため出力電圧は負荷電流に応じて大きく変動し、また振動もみられる。



利得も位相余裕も十分にある。負荷が変動しようと、出力は一定を保っている。

図4-16 ボード線図と過渡応答特性