

第2章

もっとも簡単な安定化回路 その2

ツェナーダイオードと抵抗とトランジスタ一個づつの回路

2-1 トランジスタについて

この章では、抵抗とツェナーダイオードとトランジスタからなる回路について説明します。この回路ではトランジスタが出てきますから、まず簡単に、トランジスタについて説明をしておきましょう。

トランジスタは構造上、NPN型とPNP型の二つの種類があります。いきなりそんなこといわれても... と戸惑うかもしれませんが、ここでは、なにやらよくわからんが、とりあえず二つの種類があるんだとだけ覚えておいてください。電源は主にNPN型と呼ばれるものを用いますから、ここではNPN型のトランジスタについての説明をいたします。

トランジスタの図記号は図2-1のように、コレクタ・エミッタ・ベースという3つの電極を持ち、エミッタと呼ばれる電極は矢印であらわされています。この矢印は電流の流れる方向を表しています。いま、各電極に図2-2のように電源をつけてみましょう。すると、それぞれベース電流 I_B 、コレクタ電流 I_C 、エミッタ電流 I_E という電流がそれぞれ流れます。 I_B はベースに入ってエミッタに抜けます。 I_C はコレクタから入ってエミッタに抜けます。 I_E は I_C と I_B の和です。

ここでトランジスタについて押さえておく重要なポイントが2つありますので、ひとつひとつ説明していくことにしましょう。

1) V_{BE} は I_B さえ流れていれば一定である

図2-3を見てください。トランジスタのベース・エミッタ間に電圧を加えてベースに電流を流し込んでいる図です。このようにベース・エミッタ間に電圧をかけてあげればベースに電流が流れ込んでくれます。ここでベースに電流を流してあげた状態で V_{BE} を測定すると、 I_B の大きさに関係無く V_{BE} はほぼ一定値となります。実際に何 V になるかは、トランジスタが作られる材料の種類によって異なるのですが、いま一番主流のシリコンで作られたトランジスタの場合、およそ $V_{BE}=0.7V$ となります。図2-4に I_B に対する V_{BE} の特性を示します。ほかにゲルマニウムやガリウム砒素といった材料で作成されているトランジスタもありますが、電源で使うトランジスタはたいていシリコンのトランジスタですから、これからは $V_{BE}=0.7V$ で話を進めていくことにします。さて、図2-3(a)において $V_B=5V, R_B=10k$ の場合、 I_B は幾らになるのでしょうか。 V_{BE} は $0.7V$ 一定ですから、

$$I_B = \frac{V_B - V_{BE}}{R_B} = \frac{5V - 0.7V}{10k\Omega} = 0.43mA$$

となります。次に図2-3(b)のように抵抗 R_E が入った場合を計算してみましょう。このように R_E が入っても電流 I_B が流れれば $V_{BE}=0.7V$ ですから

$$I_B = \frac{V_B - V_{BE}}{R_B + R_E} = \frac{5V - 0.7V}{10k\Omega + 100} = 0.426mA$$

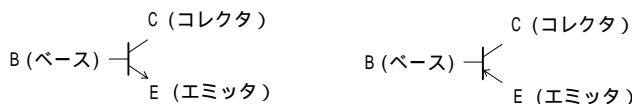


図2-1 トランジスタの図記号と端子名称

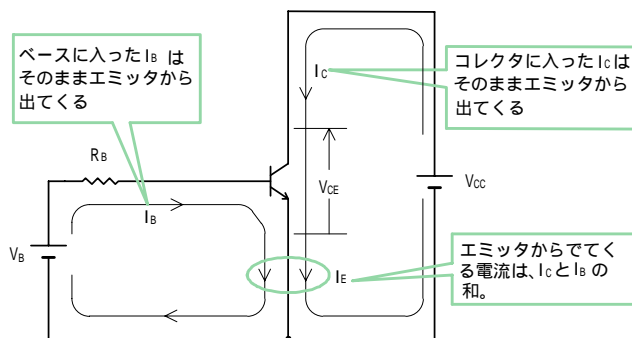


図2-2 NPNトランジスタに流れる電流

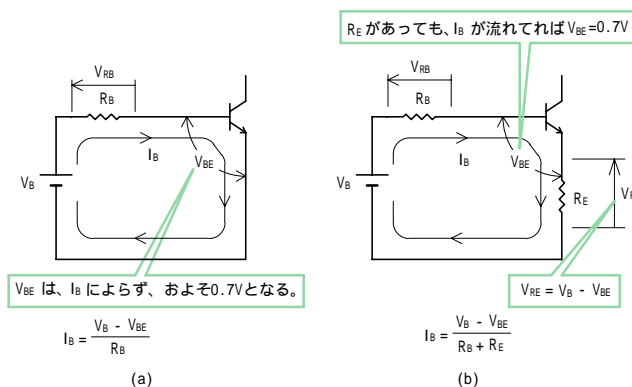


図2-3 ベースに電流を流す

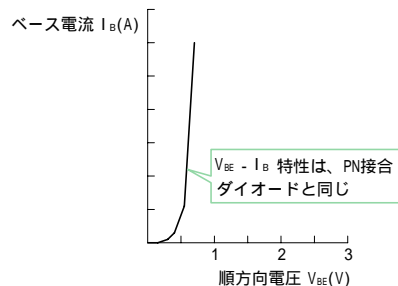


図2-4 $V_{BE} - I_B$ 特性

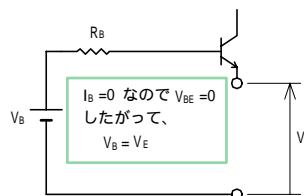


図2-5 ベース電流が無い場合

と計算できます。次に R_E が無い場合を見てみます。 $I_B=0$ の場合は $V_{BE}=0V$ となります。したがって、エミッタの電位は

$$V_E = V_B - V_{BE} = V_B - 0 = V_B$$

となります。

2) I_C は I_B によって決まる

今、図2-6のように、各電極に電源をつないでトランジスタに電流を流したとします。トランジスタは、ベース電流 I_B を流した場合、コレクタ-エミッタ間に電圧がかかっていれば、その電圧に関係無く I_C は $I_B \times h_{FE}$ という値の電流が流れるという特徴があります。つまり、 I_B によって I_C の電流をコントロールできるというわけです。ちなみに、 I_C は I_B の h_{FE} 倍流れるということで、 h_{FE} をそのトランジスタの直流電流増幅率と呼び、

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$$

であらわされます。 h_{FE} はトランジスタ固有のもので、 h_{FE} が10のトランジスタもあれば、 h_{FE} が1000のトランジスタもあり、トランジスタによって h_{FE} の値は異なります。図2-6では $h_{FE}=100$ のトランジスタを用いています。では、この $h_{FE}=100$ のトランジスタを用い、 I_C は I_B によって決まるということについて、もう少し詳しく見てみましょう。

図2-7を見てください。トランジスタのコレクタ、そしてエミッタに抵抗を入れてみました。このように抵抗を入れても I_C は I_B によって決まり、 I_B に1mA流せば、 I_C は100mA流れてくれるのです。ただ、 I_C は電源 V_{CC} の電圧によって流れますから、どんなにがんばっても

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$

以上の電流は流れてくれません。見方を変えれば

$$V_{CC} > V_{RC} + V_{RE}$$

が成り立っているときだけ I_C は I_B の h_{FE} 倍の電流が流れるということです。なお、抵抗が入っても V_{BE} はベース電流 I_B が流れている限り0.7Vになっています。

では、さらに一歩進めてみましょう。図2-8を見てください。図2-3の回路から V_B を無くし、 I_B は V_{CC} から流すようにしてみました。このときコレクタ電流 I_C は次のように計算で求めることができます。

I_B は、 V_{RB} さえ求められれば、

$$I_B = \frac{V_{RB}}{R_B}$$

で求めることができます。ここで、

$$V_{RB} = V_{CC} - (V_{BE} + V_{RE})$$

$$V_{RE} = I_E R_E \approx I_C R_E$$

ですから、

$$I_B = \frac{V_{RB}}{R_B} = \frac{V_{CC} - (V_{BE} + I_C R_E)}{R_B}$$

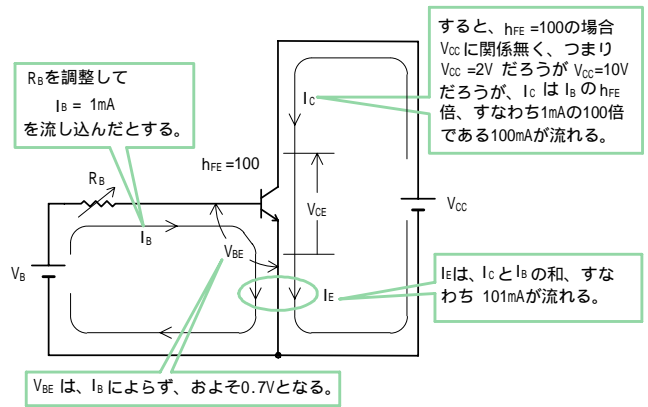


図2-6 NPNトランジスタの動作

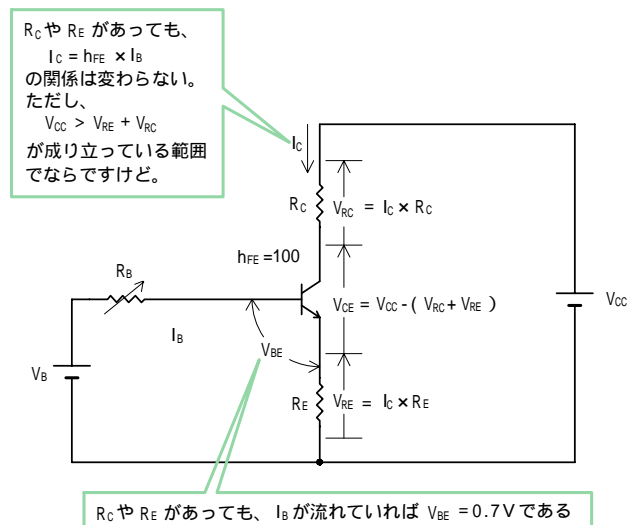


図2-7 抵抗が入っても $I_C = h_{FE} \times I_B$ の関係は保たれる

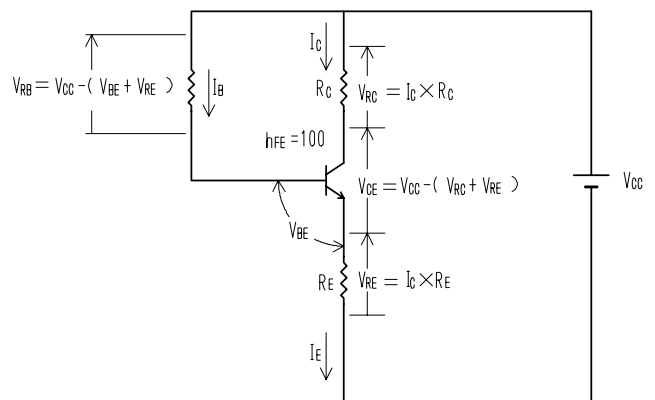


図2-8 V_B をなくした回路

と I_B を求めることができました。 I_B が求められれば、 I_C は I_B を h_{FE} 倍すれば求められますし、 I_B と I_C を足して I_E を求めることもできます。この計算がわかると、抵抗とツェナーダイオード、そしてトランジスタからなる安定化電源回路の設計ができるようになります。

2-2 回路を見てみましょう

図2-9は、トランジスタと抵抗とツェナーダイオードで構成される安定化回路で、負荷電流や入力電圧が変動しても、出力電圧はツェナーダイオードの降伏電圧 V_Z からトランジスタ TR の V_{BE} を引いた値になってくれます。 V_{BE} も V_Z も一定ですから、出力電圧も一定しているというわけです。さて、この回路を設計するという事は、トランジスタやダイオードの選定、そして抵抗 R_B の値を求めるということになります。どのような回路を設計する場合にもいえることですが、これら各部品値を求めるためには、この回路の各部の電圧・電流が期待した値となるよう、回路にどのような電流が流れ、どのような電圧分布になっているかを計算できるようにしておかなければなりません。そこで、まずはこの回路の電圧・電流分布を計算してみることにしましょう。これからちょっと数式が多くなります。数式だけを見ているとわけがわからなくなりますから、必ず図と見比べるようにしてみてください。

まず回路に出力に負荷 R_L をつけて、ちょっと見方を変えてあげると図2-10のようになります。なんとなく図2-8に似ておりますよねえ。図2-8における各電流の計算法にちょっと応用を加えてあげれば、図2-10の回路の各部の電圧・電流が計算できます。この図2-10を用いて、負荷電流に応じて各電圧・電流分布がどのようになるのかを見ていきましょう。実際の動作をわかりやすくするため、図中に各部品の具体的な値をいれてあります。この回路でのポイントは、

- R_L がいくらであろうと $I_C = I_B \times h_{FE}$ 。つまり $I_B = I_C / h_{FE}$ である
- V_{BE} は $0.7V$ 一定である
- D_Z に電流が流れていれば、その両端電圧は V_Z になる

のみつつです。

まず、出力電流は I_E となります。ここで、コレクタ電流とエミッタ電流はほとんど等しいといえますから、出力電流 = コレクタ電流ともいえます。いま、図2-10において R_L が取り外される、すなわち負荷になにもつながらないとしみましょう。負荷が何もつながらないということは、 I_B が流れることができませんから $I_E = 0$ 、すなわち出力電流は 0 です。 $I_B = 0$ なので、 D_Z には R_B に流れる電流全てが流れ込み、

$$I_{DZ} = \frac{V_{CC} - V_D}{R_B} = \frac{9 - 5.6}{340} = 10mA$$

の電流が流れます。 D_Z に電流が流れているわけですから、 D_Z の両端電圧は降伏電圧 V_Z になっています。このとき出力の電圧は、 I_B が流れていないため $V_{BE} = 0$ となりますから

$$V_O = V_Z - V_{BE} = V_Z$$

となります。

次に、負荷抵抗 R_L がついて、仮に出力電流 (= I_E) が $10mA$ が流れたとしましょう。 I_E 電流が流れているわけですから、 I_B も流れているわけで、 V_{BE} が発生します。したがって出力電圧は

$$V_O = V_Z - V_{BE} = 5.6V - 0.7V = 4.9V$$

となります。 $I_E = 10mA$ ですから I_B は(ここでは、 $I_E = I_C$ としてしまいます)

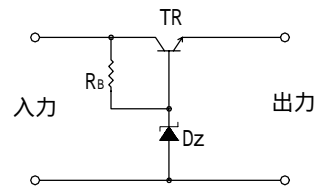


図2-9 D_Z と R と Tr でできた回路

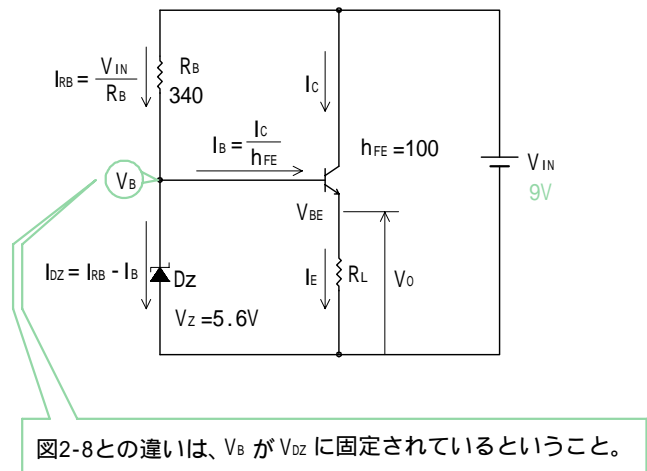


図2-8との違いは、 V_B が V_{DZ} に固定されているということ。

図2-10 図2-9に 入力電圧と負荷抵抗をつけて、見方を変えると、こんなふうになる

$$I_B = \frac{I_E}{h_{FE}} = \frac{10mA}{100} = 0.1mA$$

だけ、ベース電流としてトランジスタに流れ込んでいることとなります。 V_B は V_Z で変化なし、すなわち R_B に流れる電流は一定ですから、無負荷のときにダイオードに流れていた $10mA$ のうち、 $0.1mA$ がベースに流れ込んだことになり、 I_{DZ} は $9.9mA$ となります。同様に出力電流が $50mA$ のとき、 V_Z 、 V_{BE} は出力電流によって変化しませんから、出力電圧は $4.9V$ のままで変化無し、そして I_B は $0.5mA$ となって、 I_{DZ} は $9.5mA$ となります。 V_B に変化はありませんから、 I_{RB} は $10mA$ で変化ありません。

このように、 I_{DZ} が流れている限り出力電圧は変化しない、つまりベース電流が増えて I_{DZ} が無くなるまでこの回路は出力電圧を一定に維持してくれます。よって、この回路の最大出力電流は I_{DZ} が無くなる電流ということになります。 I_{DZ} がなくなるのは、 $I_B = 10mA$ のときです。 $I_B = 10mA$ ということは負荷電流 I_E が $10mA \times 100 = 1A$ ($I_C = I_E$ と考えて、 $I_E = I_C = h_{FE} \times I_B$ より) となります。

さて、この回路の動作をひとしきり説明し終わったところで、第1章で取り上げた回路と比較してみましょう。第1章の回路では、出力電流が $10mA$ 増えた場合、ダイオードに流れる電流が $10mA$ 減っておりました。それに対しこの回路は出力電流が $10mA$ 増えるとダイオードに流れる電流は、その $1/h_{FE}$ の $0.1mA$ 減るだけです。つまり出力電流の変化分をダイオードに流す電流で補っているわけですが、第1章の回路に比べてその補う量が $1/h_{FE}$ で済んでいるのです。これはトランジスタによりダイオードに流している電流の変化分を h_{FE} に増幅してくれているということです。この増幅作用に

より、ダイオードに流す電流は第一章の回路に比べて格段に少なくて済むため、大電流出力の回路に対応できるようになります。例をあげれば、最大出力1Aの図2-8の回路は無負荷の時に10mAしかダイオードに電流を流していません(1Aの1/h_{FE}で済む)。それに対し、同じ負荷のとれる回路を第一章の回路で実現しようとすると、無負荷時に1Aもダイオードに電流を流しておかなければなりません。

このように、トランジスタという電流増幅器をつけることで、大電流まで取り出せ、なおかつ無負荷のときにあまり電流を流さなくて済む回路が出来上がりました。では、さっそくこの回路の設計を試してみることしましょう。

2-3 設計してみる

この回路も、例によって出力電圧はツェナーダイオードの降伏電圧で決まってしまう。ここでは5.6Vのダイオードを用いて、出力電圧4.9Vの回路を作ってみましょう。最大出力電流は1A、入力電圧は9Vとします。

この回路は、まずトランジスタを選定することから始まります。この回路におけるトランジスタ選定のポイントは、h_{FE}と最大コレクタ電流、そして最大コレクタ損失です。なんかいきなり最大コレクタ電流とか最大コレクタ損失なんて言葉を出してしまいましたので、この言葉の説明をコラムに乗せておきます。ものすごい大まかに行って、どれだけトランジスタに電流を流せるかということです。

いま、入力電圧は9V、出力電圧は4.9Vとしておりますから、V_{CE}は

$$V_{CE} = V_{CC} - V_o = 9V - 4.9V = 4.1V$$

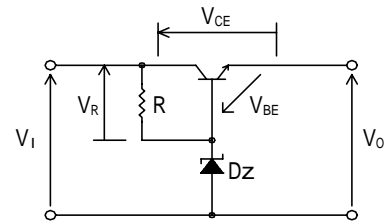
となります(図2-11)。最大負荷電流は1Aですから、コレクタ損失は

$$P_{C(max)} = I_{C(max)} \times V_{CE} = 1A \times 4.1V = 4.1W$$

となります。コレクタ電流で1A流せて、コレクタ損失4.1W以上を持つトランジスタを探して見ます。とりあえず手持ち品で、2SC2334 というものがありましたので、このデータを

絶対最大定格 (T_A = 25°C)

項目	略号	条件	定格	単位
コレクタ - ベース間電圧	V _{CE0}		150	V
コレクタ - エミッタ間電圧	V _{CE(s)}		100	V
エミッタ - ベース間電圧	V _{EB0}		7.0	V
コレクタ電流 (連続)	I _{C(continuous)}		7.0	A
コレクタ電流 (パルス)	I _{C(pulse)}	PW ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 10 %	15	A
ベース電流 (連続)	I _{B(continuous)}		3.5	A
全損失	P _T	T _C = 25°C	40	W
		T _A = 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



$$V_1 = V_{CE} + V_o \iff V_{CE} = V_1 - V_o$$

$$V_1 = V_R + V_{BE} + V_o$$

図2-11 電圧分布

図2-12に掲げます。最大コレクタ損失(全損失 P_{T(TC=25)})は40Wもありますから、放熱さえちゃんとしてあげれば問題ありません。最大コレクタ電流 I_{C(DC)}も7Aと十分です。実際には、図2-12に掲げた最大定格すべてについて検証しなければならないのですが、いきなりすべてを検証しようとするとこんがらがってきてしまうと思いますので、ここではP_TとI_{C(DC)}だけを見ておくことにします。慣れてきたらほかの項目も見るようにしてください。こうしてトランジスタが決定しましたので、早速各部品値を求めることしましょう。

このトランジスタのh_{FE}は図2-12に示すような特性を持っております。まずどの温度ときの特性を見るかを考えてみます。h_{FE}が低下すると、この安定化回路の原理上最大出力電流も減ってしまいます。h_{FE}は、温度が低いと小さくなってしまいますから、この回路が使用される最低温度でのh_{FE}の値を用いれば、たとえ温度が下がってh_{FE}が低下しても、最大出力電流が下がってしまうということが無くなります。一般的には-10を見込んでおけば大丈夫かと思しますので、-10の時のh_{FE}特性を用いることにします。-10の時のh_{FE}特性は掲載されておられませんから、図2-12のグラフを補間して考えます。すると、最大出力電流であるI_C=1Aのとき、h_{FE}=35とおおよその値が読み取れます。

最大出力電流1AのときのI_Bは

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{1}{35} = 28.6mA$$

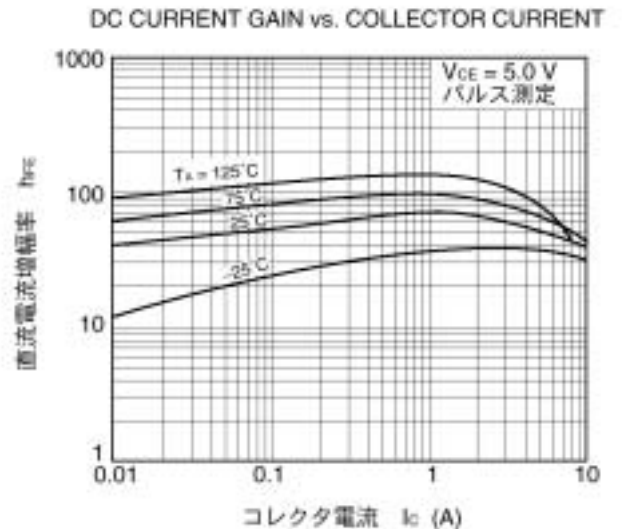


図2-12 2SC2334 の特性 (NECデータブックより抜粋)

コラム トランジスタの最大定格について

耐電圧

トランジスタに印加可能な最大電圧です。

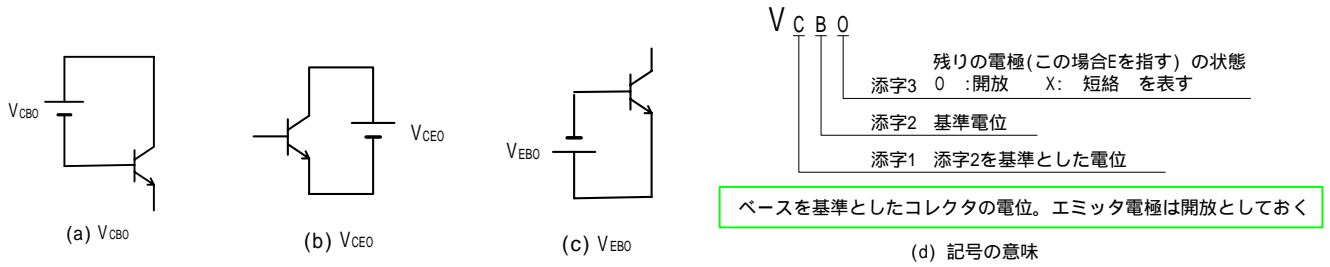


図 2A

最大コレクタ電流

トランジスタのコレクタ-エミッタ間に流すことのできる最大電流で、条件により値が異なります。

- 1) $I_{C(DC)}$
連続で流すことができる電流の最大値です。
- 2) $I_{C(PULSE)}$
連続で電流を流すときに比べ、流す電流がパルス状の場合は、瞬間的に大きな電流を流すことができます。パルスの条件は別枠で指定されています。図 2-8 の 2SC2334 は、 $T_A=300\mu s$ 以下もしくは Duty が 10% 以下を条件としています。

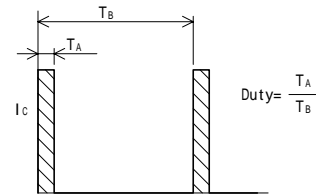


図 2B

最大コレクタ損失

電流を流したとき、電圧降下が発生すれば、必ず熱が発生します。この熱は、通常とくに何かに利用されるわけでもなく、単に電力を消費しているだけ、いわゆる損失です。損失は電力として、

$$\text{損失 [W]} = [\text{そこに流れる電流}] \times [\text{そこでの電圧降下}]$$

と電力であらわされます。トランジスタは、ベース電流によってコレクタ電流が制御され、コレクタ電流はベース電流の h_{FE} 倍という大きな電流が流れます。ですから、トランジスタでもっとも電力を消費する場所はこのコレクタになるのです(もっとも大きな電流が流れるのはエミッタなのでは?と思われるかもしれませんが、トランジスタの構造上、熱が発生するのはコレクタ接合部なのです)。そしてコレクタにかかる電圧は V_{CE} 、よって $I_C \times V_{CE}$ がトランジスタの損失ということになります。コレクタで損失するわけですから、この損失をコレクタ損失と呼びます。図 2 C の場合、もし $I_C=0.5A$, $V_{CE}=10V$ なら、コレクタ損失は 5W となります。

トランジスタにこの損失が発生すれば、熱が発生しトランジスタの温度がどんどん上昇してゆきます。そしてやがてはこの熱でトランジスタは壊れてしまいます。ですから、熱を逃がして、トランジスタの温度が上昇しないよう、放熱器をつけてあげると最大コレクタ損失を大きくすることができます。したがって、トランジスタの最大コレクタ損失は、放熱器をつけない場合と、つけた場合の値が記載されています。2SC2335 の場合を説明すると、

- ・放熱器をつけない場合は 1.5W まで損失させられる。
 $T_a=25$ とあるが、これは周囲温度が 25 ということ。
- ・放熱器をつけた場合は、40W まで損失させられる。
ここでいう放熱器の大きさは無限大の場合をいいます。
 $T_c=25$ というのは、無限大放熱器をつけたときの周囲温度を示します。無限大の放熱器ですから、いくら損失させてあげても温度は上昇せず、周囲温度の 25 のままです。実のところ、無限大放熱器なんてつけられませんから(強制的に冷やすという手を使えば、それに近い状態を実現できるが)、実際の設計においては、有限大放熱器をつけた場合の温度上昇がどのくらいになるかを計算し、その温度が定格を超えないようにします。

ジャンクション温度

トランジスタの接合部の温度をいいます。トランジスタに無限大の放熱器をつけることはできませんから、どうしても損失が発生すれば接合部の温度が上昇します。この接合部の温度が、 $T_j(\max)$ を越えないよう、損失から必要な放熱器の大きさを設計します。

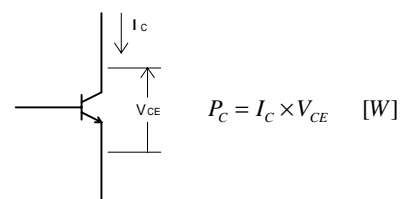


図 2C

このとき、ダイオードには5mA ぐらい流しておきたいので、 R_B に流しておく電流は

$$I_{RB} = I_B + I_{DZ} = 20mA + 5mA = 25mA$$

したがって、抵抗 R_B は、

$$R_B = \frac{V_I - V_Z}{I_{RB}} = \frac{9V - 5.6V}{20mA} = 136\Omega$$

E24 系列に合わせて

$$R_B = 120\Omega$$

となります。したがって、実際に R_B には、常に

$$I_{RB} = \frac{V_I - V_Z}{R_B} = \frac{9V - 5.6V}{120\Omega} = 28.3mA$$

の電流が流れていることになりまますから、この R_B における損失は

$$P_{RB} = I_{RB}^2 \times R_B = 28.3mA^2 \times 120\Omega = 0.096W$$

したがって、定格 1/4W の抵抗を用いることにします。

$R_B=120$ としましたから、ダイオードには、無負荷のとき 28.3mA, 最大出力のとき 8.3mA が流れることになりまます。したがって、ダイオードの損失は

$$P_D = I_{DZ(max)} \times V_Z = 28.3mA \times 5.6 = 0.158W$$

手持ちのツェナーダイオード RD5.6ES は 0.4W の許容損失をもっておりますので、これを用いることができます。こうして各部品が決定しました。本当なら、さらにどのくらいの放熱器が必要かを求めなければならいのですが、いきなりそこまで考えると混乱してしまうと思いますので、いまはただ、適当な、どこかい放熱器を付けておくことにとどめます。

こうして出来上がった回路を図 2-13 に示します。では続いて、この回路を実際につけて特性を測定してみましょう。

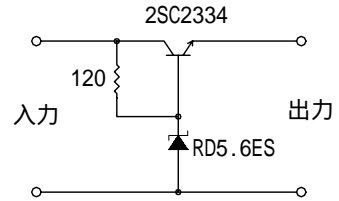


図2-13 設計した回路

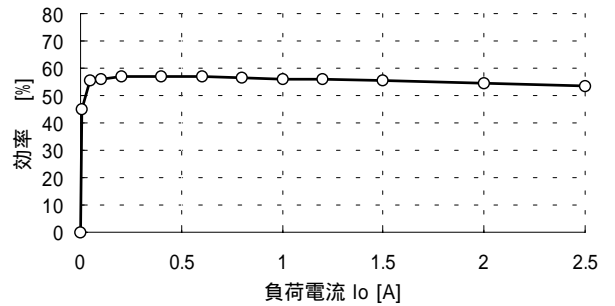
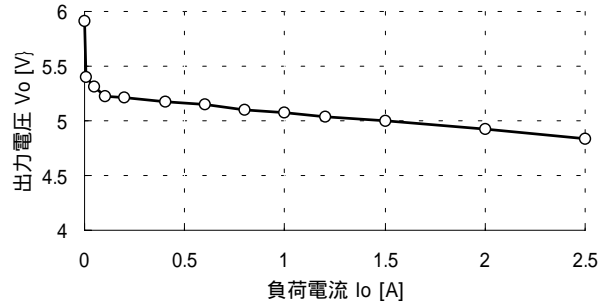


図 2-14 出力電圧特性と、効率の測定結果

2-4 特性を測定する

図 2-14 は、この回路の出力電流 - 電圧特性、そして効率を測定したものです。完全な無負荷の状態では、 V_{BE} の電圧降下がないため、設計値より 0.7V ほど電圧が上昇しております。ちょっとでも負荷電流を流してあげれば V_{BE} が発生して電圧が期待した値に落ちてくれます。この無負荷時の電圧上昇が問題になる場合は、図 2-15 のように、無負荷のときでもちょっとだけ出力に電流を流してあげるようにしてあげれば解決します。無負荷のときに出力にちょっと電流を流す目的で入れる抵抗をブリーダー抵抗、そしてこのブリーダー抵抗に流す電流をブリーダー電流といいます。

効率のほうは、第一章の回路にくらべて負荷電流が少ない時の効率が大変改善されていることに気がつくと思います。これは、トランジスタの電流増幅作用により、ダイオードに流す電流を小さくできたため、ダイオードによる損失が大幅に減ったためです。

では次に、各部の損失を求めてみましょう。第一章の回路と比較するため、無負荷の時と、最大負荷の時の両方の損失を求めてみます。

1) 無負荷のとき

出力に何もつないでいないのに、この回路は図 2-16 に示すような電流が流れ込んでしまいます。もちろんこれは損失で、この電流は少ないほうが言いにかまっています

無負荷の場合でも、 R_B に電流が流れるので安定化回路から見れば常に負荷がついていることになる。

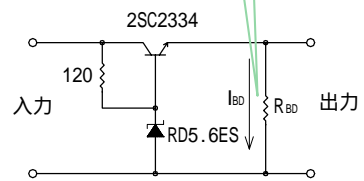


図2-15 ブリーダー抵抗

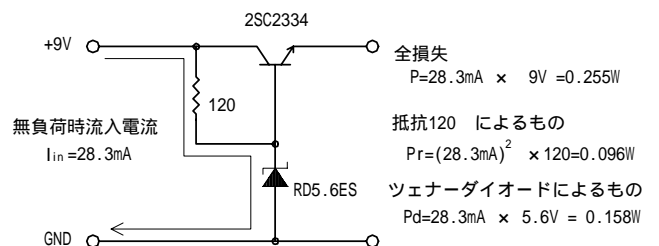


図2-16 無負荷時の損失

す。とりあえず、どの程度流れ込むかという、それはすでに設計段階で算出しており、28.3mAが流れ込みます。したがって、無負荷であっても9V × 28.3mAで0.26Wの電力を消費していることになります。この値は、第一章の回路に比べて大幅に少なくなっていることに気づくと思います。

2) 最大負荷のとき

最大負荷の時の損失も、設計段階のときに実はほとんど出してしまっているのです、図2-17にまとめておきます。ほとんどがトランジスタで損失しているということがわかります。

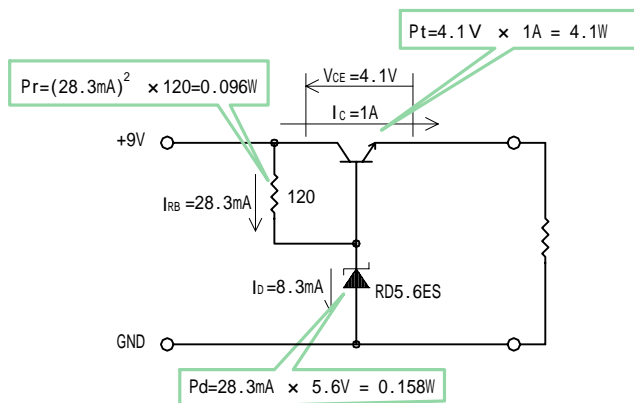


図2-17 最大負荷時の損失

さて、特性測定に用いた9V電源の都合上、ここでは負荷電流2.5Aまでの特性しかとりませんでした。もしどんどん負荷を重くして負荷が短絡したらこの回路はどうなるでしょうか？。それを次に考えてみることにしましょう。

第一章で取り上げた抵抗 + ツェナーダイオードのみの回路では、電流制限がかかってくれましたが、この回路ではそうはいきません。図2-18にその状態になったときの回路を示します。

出力がショートされると、トランジスタのエミッタはグラウンドレベルに落ちます。このとき、トランジスタのベース電位はV_{BE}の0.7Vまで落ちますから、ツェナーダイオードに電流が流れなくなります。すると、抵抗R_Bにかかる電圧は、[入力電圧 - 0.7V]という大きな電圧が加わり、一気に電流が増加します。こうして、抵抗に流れる電流すべてがベース電流として使われ、さらにそのベース電流は一気に増えましたから、出力電流は相当なものになります。この安定化回路の出力電流はそのまま入力電流に等しいわけですから、安定化回路の前段部、整流回路やトランスにも大電流が流れて、いずれこれらが定格オーバーで壊れてしまいます。このように、この回路は出力がショートしたときの保護(過電流保護)がないので、いざというとき非常に危険です。

では、出力がショートしたら回路が壊れてしまうというこの回路に短絡保護回路を付けてみることにしましょう。

2-5 短絡保護回路をつけよう

図2-19に保護回路付きの安定化回路を示します。抵抗とトランジスタが一本づつ増えました。この部分が保護回路です。出力電流が増加しても、TR₁のベース電流を一定レベル以上増加させないようにして、出力電流をおさえるよう動作します。実際の動作を以下に示します。

- 1) 出力電流が増加する
- 2) それにともないR_Sの電圧が増加する。
- 3) R_Sの両端電圧が0.7V近くまで上昇してくると、TR₂のI_Bが流れ始め、I_Cが流れるようになる。
- 4) 抵抗R_Bを流れる電流は、ベース電流I_B・ツェナーダイオードI_Zの他に、I_HというトランジスタTR₂を流れる分流経路ができ、TR₁のベース電流を減らす。
- 5) I_Bが減れば、I_Cが減る。

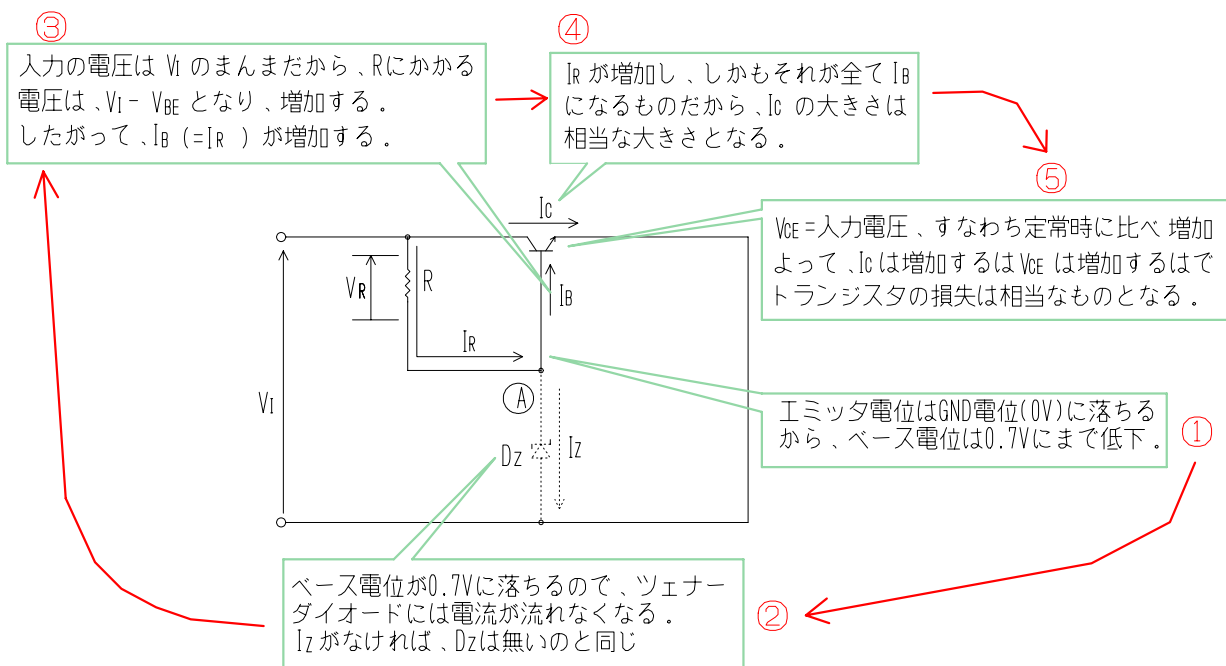


図2-18 出力がショートした場合

6) V_{RS} が下がり、 I_H がへり、1)へ戻る。

このように、負荷が重くなってくると、1)から6)を繰り返して、出力電流がある一定値、大体 $V_{BE2}/R_S (=0.7/R_S)$ に落ち着きます。いいかえれば、 TR_1 と TR_2 が互いに作用して、定電流回路を形成したということでしょうか。負荷をいくら重くしても、負荷電流は $0.7/R_S$ より増えませんから、 R_L が小さくなれば、 R_L にかかる電圧、つまり出力電圧は落ちることになります(図2-21 参照)。このように、負荷に流す電流を一定値にして過電流保護を行う回路を定電流垂下型の保護回路といいます。

こうして保護回路をつけることにより、安定化回路より前段の回路は、この制限された電流以上流れませんから壊れることはありません。ただ、ショート状態における TR_1 の損失がかなり大きくなりますから、注意しないと TR_1 が熱破壊してしまいます。熱破壊を防ぐためには、この短絡状態でも耐えられる大型のトランジスタを使用するか、この回路は瞬間的な短絡に絶えられればよいと割り切り、この保護回路と UVP(Under Voltage Protection: 低電圧保護 - 出力電圧が既定値より低くなったらシャットダウンする)回路を組み合わせてという方法をとります。このUVPを用いた回路構成例を図2-22に示します。この例では、電圧低下を検出して主電源をシャットダウンさせるようにしてあります。

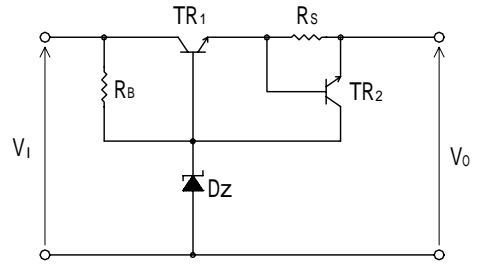


図2-19 過電流保護付安定化回路

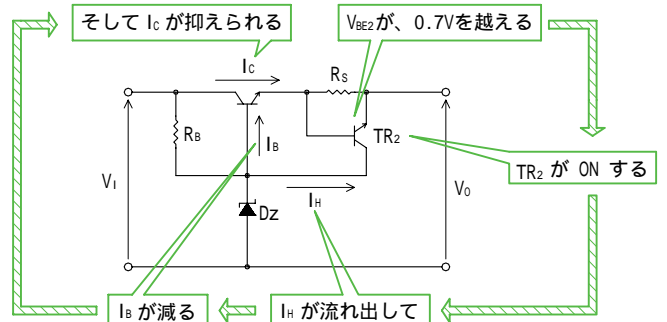


図2-20 保護回路の動作

2-6 保護回路の動作を確認

図2-23は、図2-13の回路に1.5Aの保護回路をつけたものです。電流検出抵抗は

$$R_S = \frac{V_{BE}}{I} = \frac{0.7V}{1.5A} = 0.466\Omega$$

よって、

$$R_S = 0.47\Omega$$

としています。保護回路に用いるトランジスタ TR_2 のコレクタには、 I_H が流れます。 I_H は、最大でも無負荷のときにダイオードに流していた電流までしか流れませんから、許容損失の小さいトランジスタで十分に合います。

回路ができたところで、出力電圧特性を図2-24に示します。たしかに負荷が重くなると出力電圧が下がって保護動作を確認することができるのですが、過電流保護の働かない領域でも出力電圧がかなり変動するようになってしまっています。これは、電流検出抵抗 R_S の電圧降下がそのまま出力電圧変動となってしまいうためです。たとえば無負荷の時に対し、出力電流1Aを取り出した場合、 $0.47 \times 1A = 0.47V$ の電圧降下が出力に現れてしまうということです。

これでは安定化回路としてちょっと問題です。そこで制御を利用して出力電圧をびたっ!と安定させるという回路を次にお話しますが、その前に、制御とは何かについてを次章で述べることにしましょう。

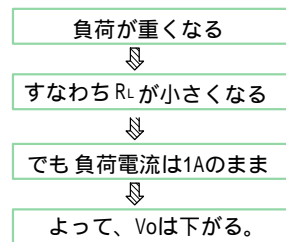
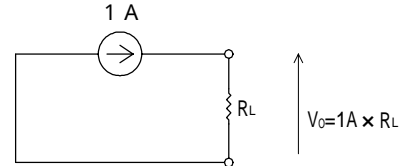


図2-21 垂直垂下の原理

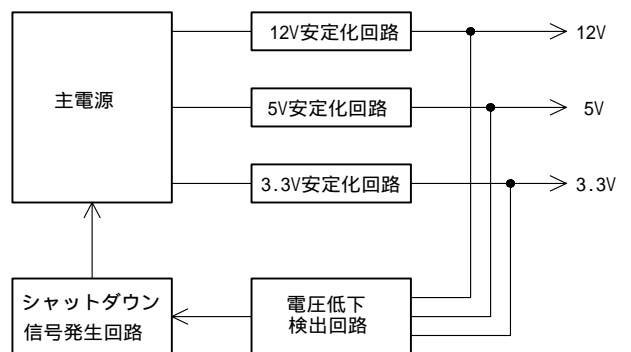


図2-22 Under Voltage Protection を利用した保護回路構成例

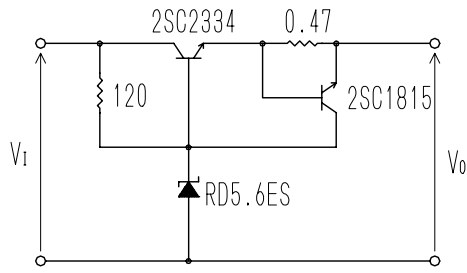


図2-23 過電流保護付安定化回路

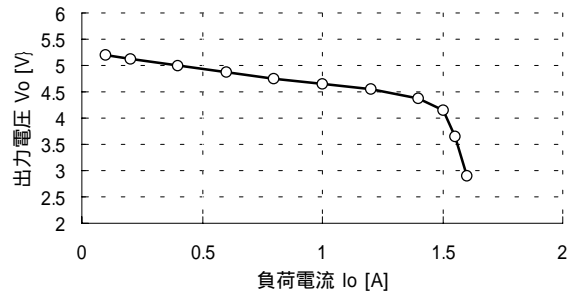


図 2-24 負荷特性

改定履歴

下記点を改訂しました。お詫びと、お知らせ頂いた方にお礼を申し上げます。

2008年2月

- P1 誤記訂正
- P2 図番および数式の誤記訂正
- P4 誤字訂正
- P5 レイアウト修正
- P7 図2-18 加筆
- P9 図番修正