

第2章

トランジスタをスイッチとして使う

トランジスタをスイッチとして用いる機会は結構多いものです。ここでは、トランジスタをスイッチとして使う方法について説明をいたします。

2-1 ドライブ能力

電子回路でモータや電灯などを動作させようとしたときのことを考えてみましょう。ある条件がきたときに電灯をつけたりモータを回したりするということを実現するには、マイコンやデジタル回路などを用います。条件が成立したら電灯を付けるとかモータを回せとかいう信号を、デジタル回路などで発生させるわけです。この信号というのは、たいてい5Vや3.3Vといった電圧を出す・出さないというもので、電灯をつけるときは5Vの電圧を出力する、電灯をつけないときは0Vを出力する、という具合です。

さて、この信号、5Vという電圧が出ているわけですから、たとえば5Vの電球をつければ、信号がきたときに電球を点灯させることができるのかというと、残念ながらそれは出来ません。この5Vという信号は、ほとんど電流を取り出すことが出来ないからです。いうなれば、車のバッテリーが12Vだからといって、単三赤電池8個直列にしたものを車のバッテリーの代わりにつないでもエンジンを始動できないというのと同じです。

ドライブ能力とは、どれだけの負荷を駆動できるか、その能力をいいます。先の車の例では、単三電池は車のセルモータを回す、すなわちセルをドライブする能力が無いといえます。同じように、CPUやデジタル回路の信号出力は、モータをドライブする能力がありませんし、電球を光らす能力もありません。

ドライブ能力は、具体的にはどれくらいの電流を出せるか（もしくは流し込めるか）をいいます。CPUやデジタル回路の信号出力は数10mA程度です。LEDは数mAで光らすことができるので、LEDをドライブする能力はあります。ですがリレーやモータなどは数100mAの電流を必要とするため、直接接続することは出来ません。仮に、接続してしまった、つまり10mA程度しか出せないという出力信号線に100mAを必要とする負荷をつないでしまうと、それはショートと同じことになり、最悪、CPUやデジタル回路を壊してしまいます（最近のCPUやデジタルICなどは、過負荷であっても電流制限がかかるため、壊れにくくなっています）。

2-2 トランジスタによりドライブ能力を増やす

トランジスタをスイッチとして用いた場合、非常に小さな電流でスイッチをON/OFFできます。しかるに、図2-1のように、CPUなどからの出力信号でトランジスタスイッチをON/OFFしてあげれば、小さなドライブ能力で、大きな負荷を駆動することができます。それにしても図1-1に示したトランジスタの回路記号からでは、なぜにこやつがスイッチになるのか、いまひとつぴんとこないかと思えます。ということで、次になぜにトランジスタがスイッチになるのかを説明します。

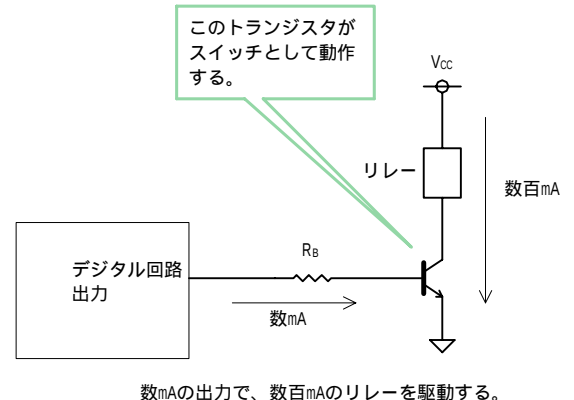


図2-1 トランジスタをスイッチとして使う

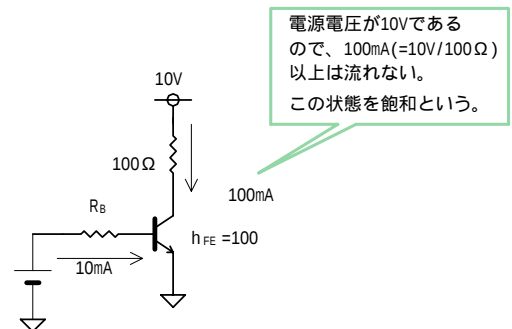


図2-2 飽和

2-3 トランジスタをスイッチとして使う

第1章より、トランジスタというのは、ベース電流に電流を流せば、その h_{FE} 倍の電流がコレクタ電流として流れるというものでした。ここで注目してほしいのは、いくらコレクタ電流がベース電流の h_{FE} 倍流れるといっても、その大きさには限界があるということです。図2-2を見てください。この回路は、 $h_{FE} = 100$ のトランジスタのコレクタに100Ωの抵抗をつけ、そして電源電圧が10Vとしたものです。この回路の場合、ベースに10mAを流したからといって、コレクタ電流が1Aとはなりません。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る素子ではあるものの、電流発生器ではないため、どんなにがんばっても $10\text{V} / 100\Omega = 100\text{mA}$ までしか（つまりコレクタとエミッタをショートした状態と同じ）電流は流れません。この状態を飽和状態といいます。この例では、ベースに1mA以上の電流を流し込んであげればトランジスタは飽和するということです。トランジスタが飽和しているとき、負荷である抵抗に流れる電流は、電源電圧 / 負荷抵抗、すなわちトランジスタのコレクタとエミッタが短絡している状態と同じです。したがって、トランジスタを飽和させることが、負荷と電源を直結した状態、すなわちスイッチ

ONの状態になるのです。逆に、ベースに電流を流さなければ、コレクタ電流は流れませんから、これはスイッチ OFF となるのです。このように、トランジスタに電流を流さない状態、トランジスタを飽和させた状態を作り出すことにより、トランジスタをスイッチとして使うことが出来るのです。では、実際に例を出してみましょう。

図 2-3 は、 $h_{FE}=400$ というトランジスタにより、抵抗 $10\ \Omega$ の電球を点灯させる回路です。CPU からの信号が $0V$ のときは、ベースに電流は流れ込みませんから、コレクタ電流は流れず、電球は消えたままです。CPU からの信号が $5V$ となったとき、ベースには

$$I_B = \frac{V_I - V_{BE}}{R_B} = \frac{5 - 0.3}{860} = 5mA$$

の電流が流れ込みます。このコレクタ部分の回路における最大電流である $10V/10\ \Omega = 1A$ ですから、 $h_{FE}=400$ のトランジスタに $5mA$ の電流を流し込むと、このトランジスタを十分飽和、すなわち ON の状態にすることができます。このように、トランジスタスイッチにより、わずか $5mA$ の電流で $1A$ の負荷を駆動することができるようになったわけです。

なお、図 2-1 のようなトランジスタスイッチは、直流しか ON/OFF できません。これは、トランジスタは図記号の矢印の方向にしか電流がながれない、すなわち、コレクタからエミッタへ、エミッタからコレクタへと両方向に電流をながすことができないからです。

2-4 具体的な回路と設計 パート 1

1) どんな回路をドライブするかを決める

もっとも簡単な回路を図 2-4 に示します。この回路の設計は、トランジスタの選定とベース抵抗の決定になります。まずこの回路で何をスイッチするのか(負荷としてなにが接続されるのか)をあらかじめ想定しておかなければなりません。とりあえず、ここでは図 2-4 のように、 $12V$ のリレーを駆動するものとします。リレーには、手持ち品として沢山あるという、まったくの私的な理由から HX2-12V(National) を用いるものとしましょう。このリレー、仕様をみると定格励磁電流は $26.7mA$ となっております。つまりコイルに $12V$ をつないだとき、およそ $30mA$ 流れるわけですから、トランジスタが ON のとき、コレクタ電流が $30mA$ 以上になるようベース抵抗を決めてあげればよいのです。

2) トランジスタをドライブする電流を決める

では、まず、トランジスタをドライブする電流をどのくらいにするのかをざっと決めます。多くのデジタル IC などは $10mA$ くらいまで流し出すことができますから、これ以下の値にすればよいのです。この電流は、トランジスタを ON/OFF できればそれでよいので、消費電力削減のためにもできるだけ小さくしておきたいものです。でも小さすぎるとノイズに弱くなるので、結局数 $100\mu A$ から数 mA 程度にする場合が多いです。よって、この数 $100\mu A$ から数 mA 程度にするということだけ頭に置いておきます。

3) トランジスタの選定

次にどのトランジスタを使うのかを決めます。使用するトランジスタは、スイッチング速度、最大コレクタ電流などから決定します。今回駆動するものはリレーという、トランジスタの動作速度より遅いものなので(リレーのコイルに電流

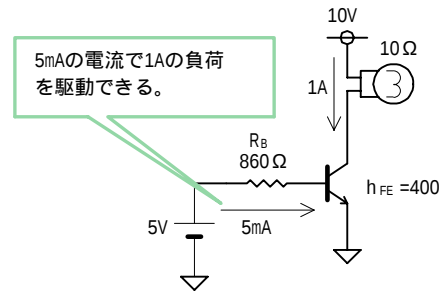


図 2-3 トランジスタスイッチの実例

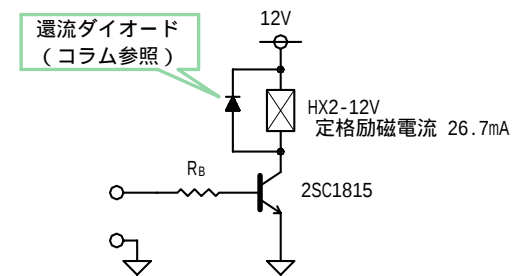


図 2-4 小容量リレー用駆動回路

をながして、リレー接点が動作する時間に対し、トランジスタの ON/OFF 動作の時間のほうがはるかにはい。世の中に出回っているトランジスタどれをとっても、リレーより速度の遅いトランジスタは、まず無い。トランジスタのスイッチング速度は一切気にしません(ようはどんなトランジスタでも使える)。次にコレクタ電流から使えるトランジスタを絞り込みます。リレー駆動電流は $30mA$ 程度ですから、これ以上流せるトランジスタであれば良いのです。だからといって、最大コレクタ電流数 A もあるようなトランジスタは形状も大きいので、ここでは $100mA$ 程度の定格のものを使用することにします。あとは、 h_{FE} をみます。最大コレクタ電流が $100mA$ 程度のトランジスタは h_{FE} が 100 以上ありますから、コレクタ電流に $30mA$ 流すためには、最低でもベース電流に $300\mu A$ を流せばよいことになり、当初の数百 μA から数 mA という条件を満たします。ということで、このリレーを駆動するトランジスタは、最大コレクタ電流が $100mA$ 程度のものなら、なんでも使えるということになります。なお、一般的に最大コレクタ電流数 $100mA$ 程度のトランジスタを、小信号トランジスタといいますから、最大コレクタ電流が $100mA$ 程度のものなら何でも使える という表現を、小信号トランジスタならなんでも使える、ということもあります。また、このクラスのトランジスタは、たいていの用途になら使えるトランジスタということで、汎用トランジスタと言うこともあります。

さて、小信号トランジスタ(別名、汎用トランジスタ)をトランジスタ規格表で探すと、それこそ山のようにあります。この山のようにあるトランジスタから、どれをつかってよいといわれても、いざとなると何をえば良いのか心配になってきます。このときに、なんでも使えるという場合に使う小信号トランジスタといえばこれ! というもの決めておく と便利 です。一般的に、2SC1815 が汎用トランジスタの代表格として有名です。ということで、トランジスタは 2SC1815 を用いることにします。

4) ベース抵抗の決定

2SC1815の最小 h_{FE} を考えてみましょう。図2-5には、いろいろ条件のついた h_{FE} が出ております。ここで注意することは

- h_{FE} はコレクタ電流により変化する
コレクタに大電流を流すと、 h_{FE} は低下します。最大定格まで使う場合は注意すること。
- h_{FE} は V_{CE} が低いと低下する
トランジスタをスイッチとして用いる場合は、トランジスタがON状態のときは V_{CE} が0V近くに落ちるので、 V_{CE} 低下による h_{FE} 低下も考えに入れておく。

- h_{FE} は温度が低いと低下する
設計をするときは環境温度が低いときを想定して設計する必要があります。

以上を踏まえてデータブックの特性をみてみます。まず、データブックの電気的特性には、コレクタ電流をそこそこ流したときの h_{FE1} と、最大定格いっぱいまで流したときの h_{FE2} がでております。今回コレクタ電流は30mA程度ですから、 h_{FE2} を考える必要はないでしょう。また、トランジスタがターンオンして、 V_{CE} が下がった場合であっても、コレクタ電流に対する h_{FE} の変化をみると、30mA程度までは、 h_{FE} は変化ないので、 h_{FE1} で考えても問題ないでしょう。次に低温であっても動作させることを考えます。最低何まで低温環境で使うかを想定しなければなりません。ここでは、せっかくデータブックには-25 という条件がでているわけですから、この条件を最悪温度条件としておきましょう。以上の考えをまとめると

コレクタ電流や V_{CE} の影響を想定すると、 h_{FE} は h_{FE1} の値を使えば良い。

常温から、-25 に変化すると、図2-5より h_{FE} はおおよそ常温の60%程度に低下する。

電気的特性 (Ta=25℃)

項目	記号	測定条件	最小	標準	最大	単位
コレクタ・エミッタ間電圧	$V_{CE(sat)}$	$V_{CE}=6V, I_B=0$	—	—	0.1	V
エミッタ・エミッタ間電圧	$V_{BE(sat)}$	$V_{BE}=5V, I_C=0$	—	—	0.1	V
直流電流増幅率	$h_{FE(1)}$	$V_{CE}=6V, I_C=2mA$	70	—	700	—
	$h_{FE(2)}$	$V_{CE}=6V, I_C=150mA$	25	—	—	—
コレクタ・エミッタ間飽和電圧	$V_{CE(sat)}$	$I_C=100mA, I_B=10mA$	—	0.1	2.25	V
ベース・エミッタ間飽和電圧	$V_{BE(sat)}$	$I_C=100mA, I_B=10mA$	—	—	1.0	V
トランジション周波数	f_T	$V_{CE}=10V, I_B=1mA$	80	—	—	MHz
コレクタ出力容量	C_{ob}	$V_{CE}=10V, I_B=0, f=1MHz$	—	2.0	3.5	pF
ベース広がり抵抗	r_{bb}	$V_{CE}=10V, I_B=1mA, f=50MHz$	—	56	—	Ω
雑音指数	NF(1)	$V_{CE}=9V, I_C=0.3mA, f=100Hz, S_N=10k\Omega$	—	0.6	6	dB
	NF(2)	$V_{CE}=6V, I_C=0.1mA, f=1kHz, S_N=10k\Omega$	—	0.2	3	dB

注: $h_{FE(1)}$ 分類: 0: 70~140, Y: 120~240, OR: 200~400, BL: 350~700

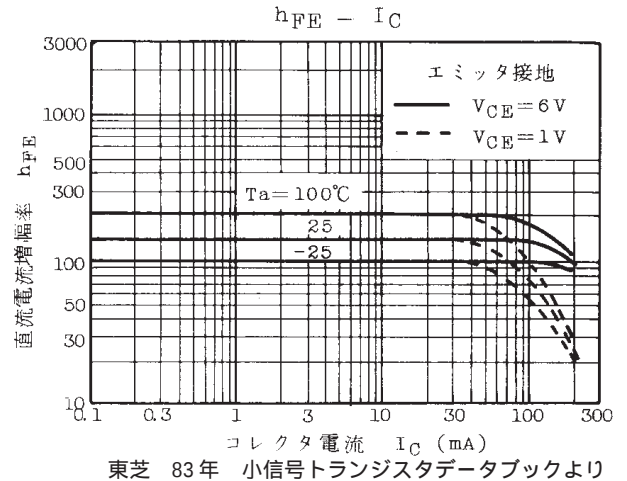


図2-5 2SC1815の特性

ということで、常温時の $h_{FE1}=70$ の60%で、42が最低 h_{FE} ということになりますから、この h_{FE} になっても、ちゃんとリレーが駆動できるコレクタ電流が流れるようなベース電流を決めてあげます。コレクタ電流は30mA, 最小 h_{FE} を42とすると、必要なベース電流は

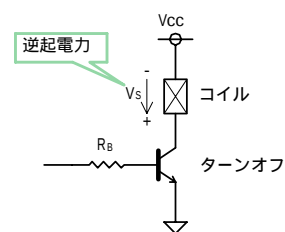
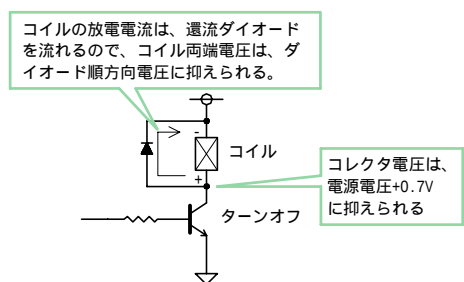
コラム 還流ダイオード

リレーなどのようなコイルとなっている負荷(誘導性負荷という)をスイッチングするときは、この還流ダイオードというものを付けます。

コイルは、コイルに流している電流を0に変化させると(スイッチをOFFにして、コイルに流している電流を0にする)と、逆起電力が発生します。コイルは、電流変化を電磁エネルギーに変換する素子ですから、電流を0に変化させると、コイルに蓄えられていた磁気エネルギーが電気エネルギーとして放出され、それが逆起電力となって現れるのです(逆に、電流を0から増加させると、電気エネルギーが磁気エネルギーに変換され、その磁気エネルギーがコイルに蓄えられる)。

この逆起電力が発生すると、トランジスタのコレクタには、電源電圧と逆起電力の和が印加されるため、場合によってはトランジスタの最大コレクタ電圧を超えてしまい、トランジスタを破壊してしまいます。

そこで、この逆起電力をダイオードによって消費させてしまおうというのが、この還流ダイオードなのです。コイルに発生する逆起電力は、この還流ダイオードを通して消費されるため、コイル両端には、ダイオードの順方向電圧降下分しか電圧が発生しません。

(a) ターンオフ時、コレクタには $V_{CC}+V_s$ の電圧がかかる。

(b) 還流ダイオードをつけると....

図2A 還流ダイオード

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{30mA}{42} = 714\mu A$$

実際には、この電流の1.5～2倍の電流を流し込んで、確実にONさせるようにします。このように、多めの電流でドライブすることを、オーバードライブと呼びます。ここでは、2倍でオーバードライブさせることにします。しかるに、 I_B は1.4mA。よって R_B は

$$R_B = \frac{V_I - V_{BE}}{I_B} = \frac{5V - 0.7V}{1.4mA} = 3k\Omega$$

となり、これ以下の値であれば、確実にトランジスタを飽和させてリレーを駆動できるということになります。なお、 h_{FE} にランク品を用いれば、もっとドライブ電流を減らすことが出来ますから、消費電力を気にする場合は h_{FE} の高いランクのものを使用するようにします。

2-5 具体的な回路と設計 パート2

図2-4の回路は、たとえば R_B が断線したときや、 R_B の値が非常に大きいときにおいて、外来ノイズによりトランジスタがONしてしまう可能性があります。そこで図2-6のようにベースとエミッタの間にもう一本抵抗を入れて、この問題をクリアします。

R_{B2} の値は、大きすぎると R_{B2} を入れる意味がないですし、小さすぎると R_{B2} に流れる電流が増え、ドライブ電流を多く必要としてしまいますから、だいたい数kΩにおちつきます。

具体的に、 R_{B2} に流れる電流は、トランジスタをONさせると V_{BE} は0.7V一定ですから、

$$I_{RB2} = \frac{V_{BE}}{R_{B2}} = \frac{0.7}{R_{B2}} \quad (2-1)$$

となります。しかるに、必要なベース電流 I_B に、この I_{RB2} を加算した電流が R_{B1} を流れるように設計してあげればよいのですが、めんどうなので、たいていは前節2-4の方法で出てきた R_B の値を R_{B1}, R_{B2} に使って、ドライブ上問題ないかを確認するだけとする場合が多いです。

以上をもとに前節2-4と同じリレーを駆動する回路を設計してみましょう。

1) R_{B2} の値を決める

R_{B2} を流れる電流は式(2-1)より非常に小さいものとなります。しかるに、だいたい前節2-4で求めた R_{B2} の値と同じ物を R_{B2} とし、それで問題ないかを計算で確認するという作業になります。前節2-4では、 $R_B=3k\Omega$ としましたから $R_{B2}=3k\Omega$ を用いることにしましょう。

2) 問題ないか確認する

トランジスタがONしているとき、 R_{B2} に流れる電流分だけ、 I_B は減少します。 R_{B2} に流れる電流は

$$I_{RB2} = \frac{V_{BE}}{R_{B2}} = \frac{0.7}{3k\Omega} = 233\mu A$$

しかるに、 I_B は

$$I_B = I_{RB1} - I_{RB2} = 1.4mA - 233\mu A = 1.17mA$$

しかるに、トランジスタを1.6倍でオーバードライブしていることになり、実用上問題ありません。

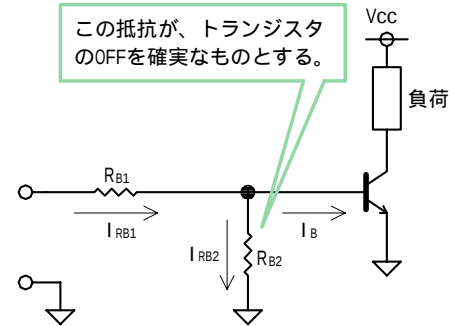


図2-6 確実にOFFさせる回路

なお、この R_{B1}, R_{B2} が内蔵されたトランジスタというものも世の中には販売されております。

2-6 高速スイッチング

1) トランジスタのスイッチング時間

トランジスタをON/OFFする際、どうしても入力に対し、出力は遅れてしまいます。どれだけ遅れるかを数字で示したものがスイッチング時間です。光通信など、高速でスイッチングをしなければならない場合は、トランジスタの選定において、このスイッチング時間を規格表でみてみたり、またそれに加えて、ベース回路にひと工夫が必要となります。トランジスタ規格表などをみると、トランジスタの用途にスイッチング用と記されているものがありますので、スイッチングに使うことが決まっている場合は、このあたりから選定します。

実際に選定するにあたって、トランジスタのどの特性に着目しなければならないのかを先に説明しましょう。トランジスタのスイッチングにかかわる特性データとして、規格表には以下のようなものが掲載されております。

- ・ 上昇時間 t_r (rise time)
- ・ 遅延時間 t_d (delay time)
- ・ 蓄積時間 t_{stg} (storage time)
- ・ 下降時間 t_f (fall time)
- ・ ターンオン時間 t_{on} (turnon time) $= t_d + t_r$
- ・ ターンオフ時間 t_{off} (turnoff time) $= t_{stg} + t_f$

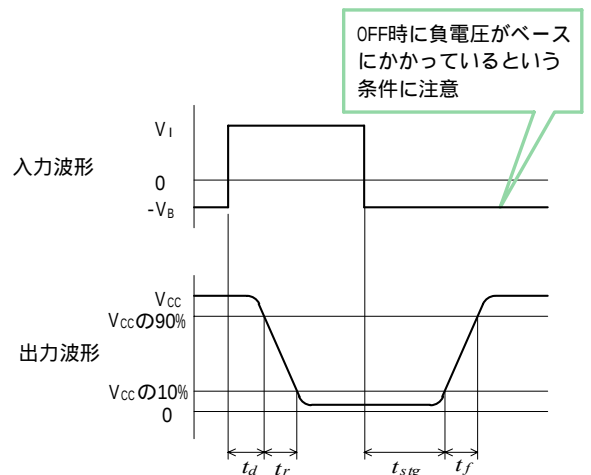


図2-7 スwitching波形とスイッチング時間

これらがスイッチング時間と呼ばれるもので、それぞれ図2-7の各時間を示しております。

2) 応用先によって、トランジスタを選定する

t_r, t_d, t_{stg}, t_f が0というような理想的なトランジスタはありません。実際は数ns～数usオーダーの値を持ちます。そして、 t_d, t_r, t_f に対し、 t_{stg} は大きな値を持つため、 t_d, t_r をひとまとめにした t_{on} 、そして時間の長い t_{stg} 、残りの t_f の3つの値を主に見るようになります。表2-1に、東芝のトランジスタデータブックから無作為に抽出したトランジスタの特性例を示します。だいたい、 t_{on} と t_r はどっこいどっこい、そして t_{stg} は t_{on} の数倍の値を持つことがわかります。トランジスタのスイッチング特性は、このような特長をもっているということ念頭に置き、あとは具体的なスイッチング時間、駆動する電流・電圧などから最適なものを選びます。

3) 実際に設計してみよう

光通信用に、可視光のLEDを高速で点滅させるドライブ回路を作成してみます。ほんとは赤外線LEDなんかを駆動するような回路を作ったほうが実用的なのですが、ピーク電流が大量に流れて、スイッチング速度を満足するようなトランジスタが手持ちになかったので、あきらめました。

信号のduty比を重要視することとすれば、 t_{stg} が十分無視できるぐらい早いトランジスタを選定しなければなりません。いま、搬送波30kHzの信号をドライブする回路を設計しなければならないと仮定しましょう。30kHzの周期は33us。しかるに、もし $t_{stg}=3.3us$ のトランジスタを用いると、それだけで10%ものduty比がずれてしまうことになります(図2-9)。どれだけduty比のずれを許容するかは受信側の信号処理やらなんやらで決まるので、ここでは、この値以下でなければならないという値を決めることは出来ません。しかし、なんか値が無いと先にすすめませんので、ここでは、3%以下という値を適当にあげておきます。 t_{on} と t_f は、だいたい同じ値ですから、duty比3%ということ、 t_{stg} は1us以下である必要があります。そしてLEDを駆動するわけですから最大コレクタ電流は100mA程度もあれば十分です。とりあえず、スイッチング速度と最大コレクタ電流の条件から適当なトランジスタを探します。

ジャンク箱をあさって2SC2878というトランジスタを見つけました。スイッチング用で、 t_{stg} は0.5us、最大コレクタ電流は300mAとぴったりのものです。このトランジスタの特性を図2-10に示します。

表2-1 トランジスタのスイッチング時間

トランジスタ	t_{on}	t_{stg}	t_{off}
2SC3138	0.3us	2us	0.4us
2SC3225	1us	3us	1.2us
2SC2655	0.1us	1us	0.1us

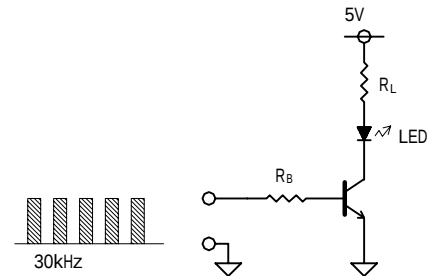


図2-8 LEDドライブ回路

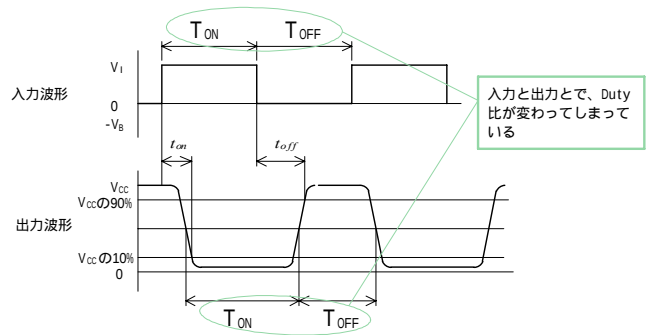


図2-9 Duty比がかわってしまう

さて、トランジスタが決定したところで、次に回路を考えます。ここでは図2-8のようにします。先に述べておきますが、この回路では t_{stg} が特性表どおりの0.5usにならず、設計仕様を満足しません。とりあえず、失敗したほうが記憶に残るので、この失敗回路を作ってみましょう。

LEDの供給電流を10mAとして、ON時に必要なベース電流を計算します。

2SC2878の h_{FE} は最低200ですから、必要なベース電流は

最大定格 ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

項目	記号	定格	単位
コレクタ・ベース間電圧	V_{CE0}	50	V
コレクタ・エミッタ間電圧	V_{CE0}	20	V
エミッタ・ベース間電圧	V_{BE0}	25	V
コレクタ電流	I_C	300	mA
ベース電流	I_B	60	mA
コレクタ損失	P_C	400	mW
接合温度	T_j	125	$^\circ\text{C}$
保存温度	T_{stg}	-55 ~ 125	$^\circ\text{C}$

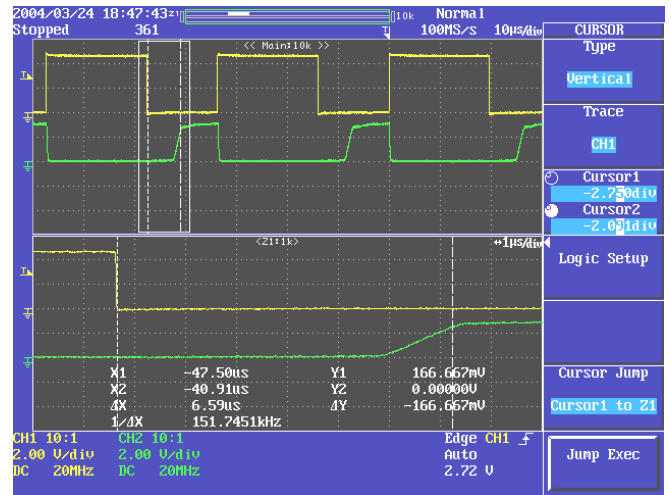
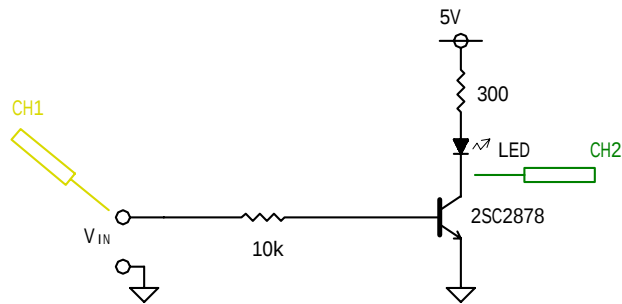
電気的特性 ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

項目	記号	測定条件	最小	標準	最大	単位
コレクタ・エミッタ間電圧	V_{CE0}	$V_{CE0}=50\text{V}, I_B=0$	—	—	0.1	μA
エミッタ・ベース間電圧	V_{BE0}	$V_{BE0}=25\text{V}, I_C=0$	—	—	0.1	μA
直流電流増幅率	h_{FE} (注)	$V_{CE0}=2\text{V}, I_C=4\text{mA}$	200	—	1200	—
コレクタ・エミッタ間飽和電圧	$V_{CE(sat)}$	$I_C=30\text{mA}, I_B=3\text{mA}$	—	0.042	0.1	V
ベース・エミッタ間電圧	V_{BE}	$V_{CE0}=2\text{V}, I_C=4\text{mA}$	—	0.61	—	V
トランジション周波数	f_T	$V_{CE0}=6\text{V}, I_C=4\text{mA}$	—	30	—	MHz
コレクタ出力容量	C_{ob}	$V_{CE0}=10\text{V}, I_B=0, f=1\text{MHz}$	—	4.6	7	pF
スイッチング時間	ターンオン時間	t_{on}	—	160	—	ns
	蓄積時間	t_{stg}	—	500	—	ns
	下降時間	t_f	—	130	—	ns

注: h_{FE} 分類 A: 200 ~ 700, B: 350 ~ 1200

東芝 '83 小信号トランジスタデータブックより

図2-10 2SC2878のデータ

図 2-11 特性を取ってみると、やたら t_{off} が遅い

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{10\text{mA}}{200} = 50\mu\text{A}$$

オーバードライブさせますので、その2倍の100μAを流し込むことにします。よって

$$R_B = \frac{V_{IN} - V_{BE}}{I_B} = \frac{5V - 0.7V}{100\mu\text{A}} = 43\text{k}\Omega$$

これ以下の値なら飽和させることが出来ますので、とりあえず、沢山手持がある10kΩを使います。

LEDには10mA流しますから、 R_C は

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{LED}}{I_C} = \frac{5V - 2V}{10\text{mA}} = 300\Omega$$

ということで、できあがった回路の応答特性を測定してみましょう。

図2-11がその結果です。 t_{off} ($=t_{stg}+t_f$)が6.59μsとかなり遅くなっていることに気がつくと思います。ここで、図2-10の

特性表をもう一度見直してみます。よくみると、測定条件の回路では、ベース回路がマイナスにバイアスされており、トランジスタがOFFのときは、ベース電位がマイナスになるようになっております。このマイナスへのバイアスがくせもので、このバイアスをしないと、期待した特性が得られないのです。とりあえず、ここではマイナス電圧によりトランジスタを強制的にOFFにするので、 t_{stg} が短くなると思っておいってください(t_{stg} は、ベースとコレクタの少数キャリアの寿命に関係します。トランジスタがOFFのとき、ベース電圧をマイナスにすることにより、少数キャリアがさっさとなくなるので、 t_{stg} が短くなります。詳しくは、半導体関連の本を参照してみてください)。

トランジスタのもつ応答速度を引き出すためには、ベース回路に工夫が必要です。そのもっとも有効な手段がスピードアップコンデンサの追加です。これは、単にベース抵抗へ並列にコンデンサを入れただけなのですが、効果は抜群です。以下にスピードアップコンデンサの動作を説明します。

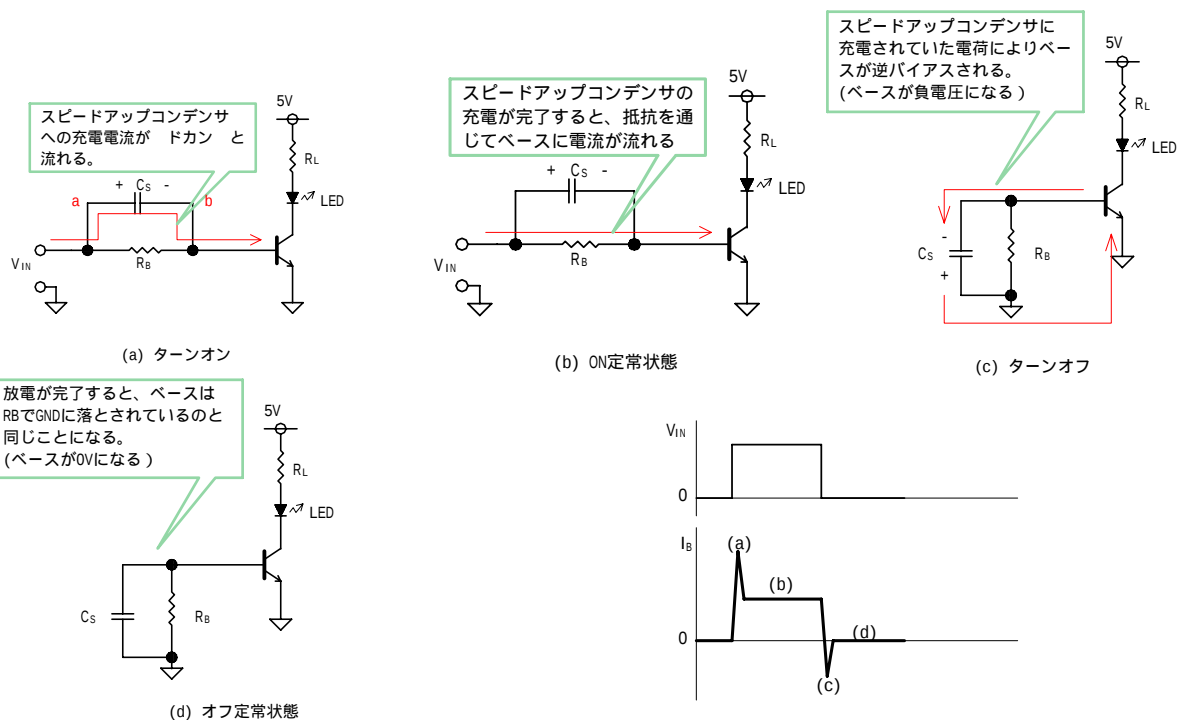
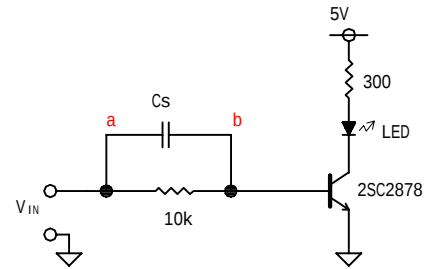


図 2-12 スピードアップコンデンサの働き

(a) トランジスタを ON させる時

入力電圧がドンと上昇したとき、トランジスタのベースには、スピードアップコンデンサを経由した電流（コンデンサの変位電流）が流れます。この電流は、ベース電位が0Vから0.7Vに上昇するまでの間流れます。なお、この経路には抵抗がありませんから、大きな電流でトランジスタをターンオンさせることになります。



(b) トランジスタが ON しました

スピードアップコンデンサを流れる変位電流は、図2-12(a)のa,b点の電位差が時間的に変化しているときだけ流れます。トランジスタが完全にONした時は、a,b点の電位は等しくなっていますから、ベースへは抵抗 R_B を経由してのみ流れます。

(c) トランジスタが OFF させるとき

入力電圧を0V、すなわちGNDレベルに落とすと、図2-12(b)のようにベースはスピードアップコンデンサに蓄えられていた電荷により逆バイアスされます。これで、ベース・コレクタの少数キャリアを一気になくすることが出来るため、トランジスタは速やかにOFFします。このとき、ベースには大きさ $(V_{IN}-V_{BE})$ の負電圧がかかりますから、トランジスタの V_{EBO} の定格に注意してください。2SC2878は V_{EBO} が25Vと規定されていますから、大丈夫です。スイッチングトランジスタは、だいたいこの定格が大きくなっています。

(8) トランジスタが完全に OFF しました。

コンデンサにたまっていた電荷は、少数キャリアをなくすのに使われ果たしましたので、無いのと同じ。すなわちベース電圧は0Vになっています。

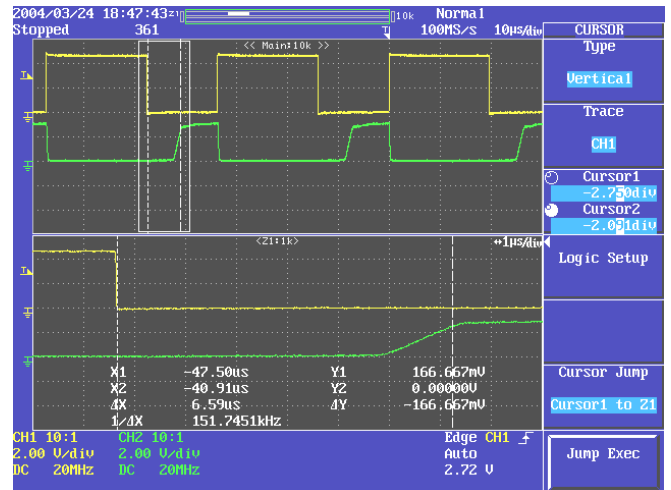
ということで、コンデンサひとつ付けただけで、トランジスタの実力を引き出すことが出来るようになります。このスピードアップコンデンサの容量は、だいたい数100pF程度をつければよいでしょう。実際に波形を見ながらカットアンドトライで決めます。

では、実際にこのスピードアップコンデンサをつけた場合の応答特性を見てみましょう。図2-13がそれです。ここでは、200pFのスピードアップコンデンサをつけてみました。コンデンサ一個追加しただけで、かなり改善されていることがわかんと思います。高速スイッチングを行うときは、このスピードアップコンデンサが欠かせません。

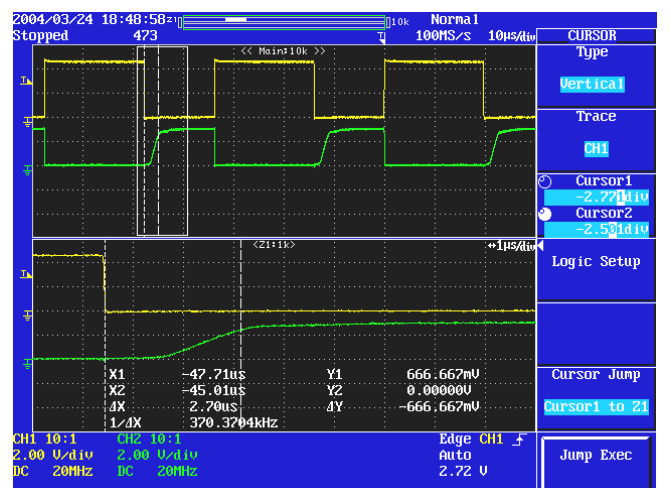
2-5 大電力スイッチング

モーターなど大きな電流、もしくは大きな電圧を必要とするものをON/OFFするときは、それに見合う定格のトランジスタを用いればよいのですが、それ以外にもちょっと見ておかなければならないものもあります。それは、 h_{FE} と、コレクタ・エミッタ飽和電圧 $V_{CE(sat)}$ (Collector to Emitter Saturation Voltage) です。

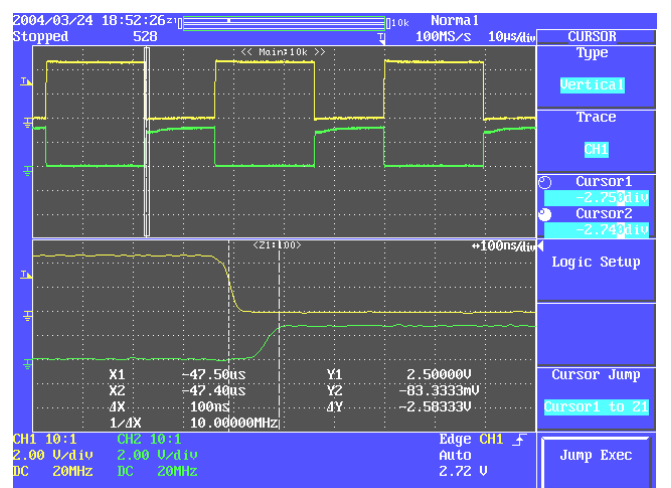
・ h_{FE} についての注意



C_s なし $t_{off}=6.59\mu s$



$C_s=200\text{pF}$ $t_{off}=2.7\mu s$



$C_s=1000\text{pF}$ $t_{off}=100\text{ns}$

図 2-13 スピードアップコンデンサの効果

コレクタに大電流を流すということは、それだけ、ベース電流も多く流さなければなりません。たとえば、10Aという大電流を流そうとした場合、 $h_{FE}=100$ であっても、必要なベース電流は100mA以上となってしまいます。また、大電流を扱うトランジスタをみまわると、比較的 h_{FE} が低いものが多いのです。ドライブに数100mAも必要とするのは、さすがにしんどいので、たいていは、トランジスタのダーリントン接続というものをを用いて、この問題を解決します。ダーリントン接続は、トランジスタを二つ用いて、見かけ上一つの大きな h_{FE} を持つトランジスタとするものです。図2-14にダーリントン接続を示します。このように、ダーリントン接続を行うと、 h_{FE} は二つのトランジスタの積の、ひとつのトランジスタとなるのです。いま、 TR_1 の h_{FE} が10、 TR_2 の h_{FE} が100、そして負荷電流が10Aとすると、おおざっぱにいったら、 TR_1 のコレクタに10A、 TR_2 のコレクタに1A(それがそのまま TR_1 のベース電流となる)、 TR_2 を駆動するベース電流は10mAとなります。しかるに、 TR_1 には h_{FE} が小さいけど最大コレクタ電流の大きなトランジスタを、そして TR_2 には最大コレクタ電流が小さくてよいものがあるようになります。なお、ダーリントン接続を行うと、見かけ上のトランジスタのベースエミッタ間電圧は、2つのトランジスタの V_{BE} の和である1.4Vとなりますし、トランジスタ2つ介するわけですから、応答速度も悪くなります。

・コレクタ・エミッタ飽和電圧について

トランジスタをONさせたとき、理想はVCEが0Vなのですが、実際は図2-15のように、わずかながら電圧が発生します。スイッチの接触抵抗みたいなものと考えれば想像しやすいと思います。このわずかに発生する電圧を、飽和電圧といい、トランジスタのデータブックには、コレクタ・エミッタ間で発生した飽和(saturation)電圧ということで、 $V_{CE(sat)}$ という記号で登場しています。

大電力トランジスタの $V_{CE(sat)}$ は結構大きく、2.5Vぐらいでくるものもあります。つまり、電源電圧が5Vの場合、トランジスタがONしても、負荷には2.5Vしか電圧がかからないのです。また、ON時にトランジスタで電圧降下が発生していることになりまから、これはそのまま損失になります。たとえばコレクタ電流10A、 $V_{CE(sat)}=2.5V$ なら、トランジスタがONしていても、そのトランジスタは25Wも電力を消費していることになるのです。25Wも消費するスイッチなんて考えたくもありませんが、実際にありうることなのです。しかるに、大電流を扱うトランジスタを選択するときは、できるだけ $V_{CE(sat)}$ の小さなものを選ぶようにします。

では、負荷として、100V/5AクラスのON/OFFを行う回路を考えてみましょう。回路を図1に示します。ダーリントン接続は、 h_{FE} がとてもおおきくなりますから、 R_{B2} は必ずつけておきます。

1) トランジスタの選択

高耐圧もののトランジスタは、 h_{FE} が小さいものが多いので、ダーリントン接続にたよる機会が多くなります。とりあえず、このクラスのトランジスタとして個人的に常備品としている2SC2335(NEC)と2SC2230(東芝)を用いることにします(実は、このトランジスタを使うことを前提に設計例を決めた

ダーリントン接続を行うと、 h_{FE} が二つのトランジスタの積である、ひとつのトランジスタとして動作する。

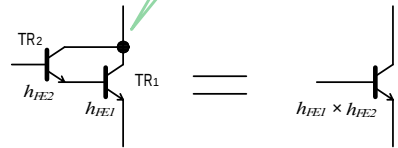


図2-14 ダーリントン接続

ON状態であっても、VCEは0Vにならず、わずかに電圧降下が発生する。この電圧をコレクタ飽和電圧といいます。

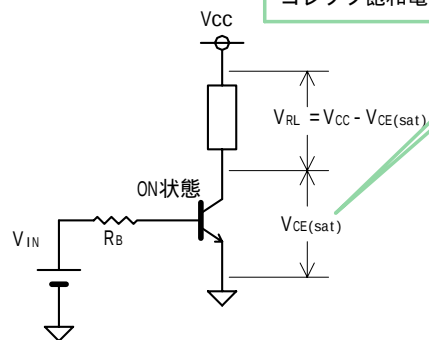


図2-15 コレクタ飽和電圧

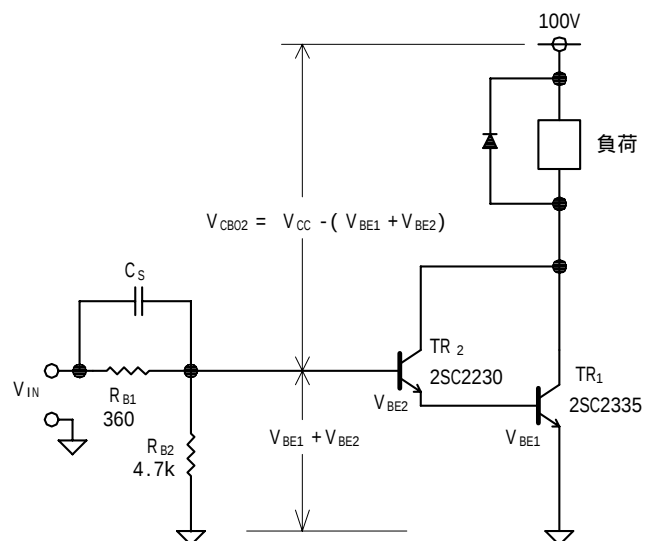


図2-16 高圧スイッチング回路

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 _{CB0}	500	V
コレクタ・エミッタ間電圧	V _{CE0}	400	V
エミッタ・ベース間電圧	V _{EB0}	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≤300 μs, Duty Cycle≤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・エミッタ間電圧	V _{CE(SUS)}	I _C =3.0 A, I _{B1} =0.6 A, L=1 mH	400			V
コレクタ・エミッタ間電圧	V _{CE(SUS)}	I _C =3.0 A, I _{B1} =-I _{B2} =0.6 A V _{BE(OFF)} =-5.0 V, L=180 μH, Clamped	450			V
コレクタ・エミッタ間電圧	V _{CE(SUS)2}	I _C =6.0 A, I _{B1} =2.0 A, -I _{B2} =0.6 A V _{BE(OFF)} =-5.0 V, L=180 μH, Clamped	400			V
コレクタしや断電流	I _{CB0}	V _{CB} =400 V, I _E =0			10	μA
コレクタしや断電流	I _{CER}	V _{CE} =400 V, R _{BE} =51 Ω, Ta=125 °C			1.0	mA
コレクタしや断電流	I _{CEX1}	V _{CE} =400 V, V _{BE(OFF)} =-1.5 V			10	μA
コレクタしや断電流	I _{CEX2}	V _{CE} =400 V, V _{BE(OFF)} =-1.5 V, Ta=125 °C			1.0	mA
エミッタしや断電流	I _{EB0}	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 _L =50 Ω			1.0	μs
蓄積時間	t _{stg}	I _{B1} =-I _{B2} =0.6 A, V _{CC} =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≤350 μs, Duty Cycle≤2 %/Pulsed

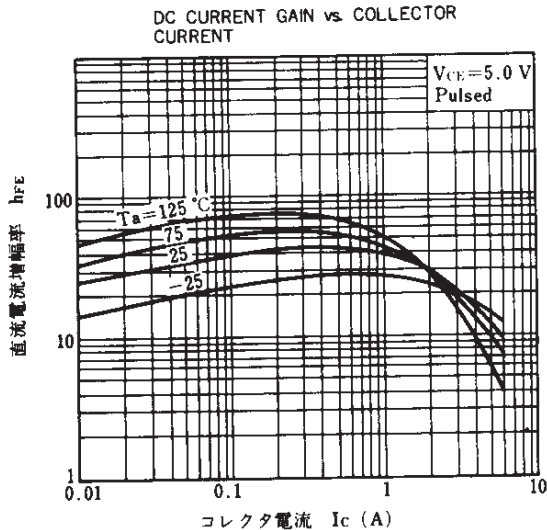
h_{FE2} 区分 / h_{FE2} Classification / M: 20~40 L: 30~60 K: 40~80

図 2-17 2SC2335 の特性

電気的特性 (Ta=25°C)

項目	記号	測定条件	最小	標準	最大	単位
コレクタしや断電流	I _{CB0}	V _{CB} =400V, I _E =0	—	—	0.1	μA
エミッタしや断電流	I _{EB0}	V _{EB} =5V, I _C =0	—	—	0.1	μA
直流電流増幅率	h _{FER(1)} (注)	V _{CE} =10V, I _C =10mA	120	—	400	
	h _{FER(2)}	V _{CE} =10V, I _C =50mA	80	—	—	
コレクタ・エミッタ間飽和電圧	V _{CE(sat)}	I _C =50mA, I _B =5mA	—	—	0.5	V
ベース・エミッタ間電圧	V _{BE}	V _{CE} =10V, I _C =1mA	0.50	0.60	0.70	V
トランジション周波数	f _T	V _{CE} =10V, I _C =10mA	50	—	—	MHz
コレクタ出力容量	C _{ob}	V _{CB} =10V, I _B =0, f=1MHz	—	—	7.0	pF

注: h_{FER(1)} 分類 Y: 120~240, GR: 200~400

最大定格 (Ta=25°C)

項目	記号	定格	単位
コレクタ・ベース間電圧	V _{CB0}	200	V
コレクタ・エミッタ間電圧	V _{CE0}	160	V
		180	
エミッタ・ベース間電圧	V _{EB0}	5	V
コレクタ電流	I _C	100	mA
ベース電流	I _B	50	mA
コレクタ損失	P _C	800	mW
接合温度	T _j	150	°C
保存温度	T _{stg}	-55~150	°C

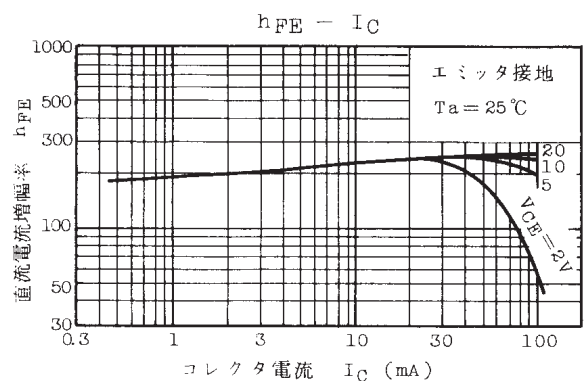
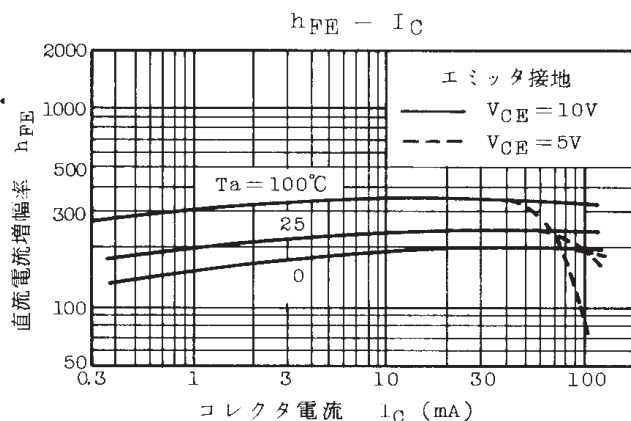


図 2-18 2SC2230 の特性

のですが)。2SC2235の特性図をみるに、 h_{FE} は10程度ですから、ダーリントン接続をしなければ、とてもドライブできません。そして、2SC2235にくっつける2SC2230は特にスイッチング用とはうたっていないのですが、高耐圧で h_{FE} の大きいトランジスタの手持ちがこれしかないの、これにしました。

さて、高電圧をON/OFFさせる目的で使用するトランジスタを選定するときは、最大定格のなかの V_{CBO} に特に注意します。これは、 V_{CBO} を超えてしまうと、トランジスタは一気に壊れてしまうからです。ダーリントン接続する場合は、 TR_1 、 TR_2 両方とも耐圧に注意しなければなりません(図2-16の電圧分布参照)。しかるに、このスイッチング回路は、 TR_2 の V_{CBO} に制限されることになります。

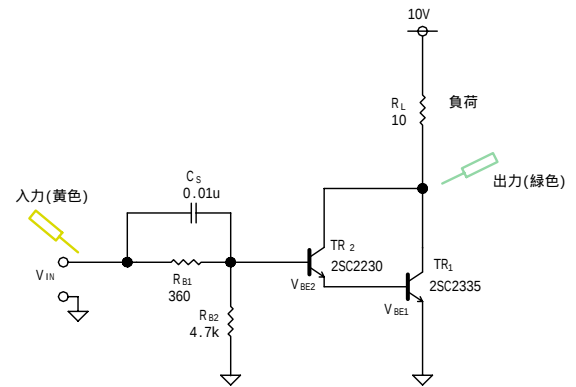


図 2-19 測定した回路

2) ベース抵抗を決める

負荷電流5Aのときに必要なベース電流は、ダーリントン接続を行った場合、トータル h_{FE} は、 $h_{FE1} \times h_{FE2}$ となります。特性図から、2SC2335の最低 h_{FE} は10、2SC2230の最低 h_{FE} として100程度と見ておけば、

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE1} \times h_{FE2}} = \frac{5A}{10 \times 100} = 5mA$$

となります。ダーリントン接続にして h_{FE} が1000になったため、5mAで5Aの電流をON/OFFできることになりました。2倍でオーバードライブさせるとすれば、ベース電流は10mA流し込むことになります。

いま、 R_{B2} を無いものとして、 R_{B1} を決定してみます。5Vでドライブしますから、 R_{B1} の最大値は

$$R_{B1} = \frac{V_{IN} - (V_{BE1} + V_{BE2})}{I_B} = \frac{5V - (0.7V + 0.7V)}{10mA} = 360\Omega$$

V_{BE} が大きいので、 R_B は結構小さい値になります。 R_{B2} の役目的には数kΩの抵抗をつけておけばいいので、ここでは4.7kΩの値を R_{B2} にします(R_{B1} が数kΩの値でよいのであれば、部品種類削減から、 $R_{B1}=R_{B2}$ にするが、今回のように R_{B1} が数百Ω台と小さい場合には、無理に $R_{B1}=R_{B2}$ とはしない)。

さて、以上により出来あがったスイッチ回路を実際に動作させて見ました。100V程度の直流を用意すれば良いのですが、作るのが面倒だったので10V/1Aの直流電圧をスイッチングさせてみました(図2-19)。 TR_2 は特にスイッチング用ではないのと、ダーリントン接続という2つの要因から、スピードアップコンデンサをつけても、 t_{off} がかなり遅くなっている様子がみれます。また、 $V_{CE(sat)}$ が1Vちょっとありますから、もしこの回路で5A流すと、 TR_1 は5W以上消費することになり、結構おきな損失と感じられますが、100V/5Aの電力からすると、この損失は1%程度なのです。もともと大電力用のトランジスタは $V_{CE(sat)}$ が大きいのですから、逆に考えると小電力部に、このようなトランジスタをつかってはいけな、と言えるのです(大は小を兼ねない)。トランジスタの選定は、適材適所でなければいけません。

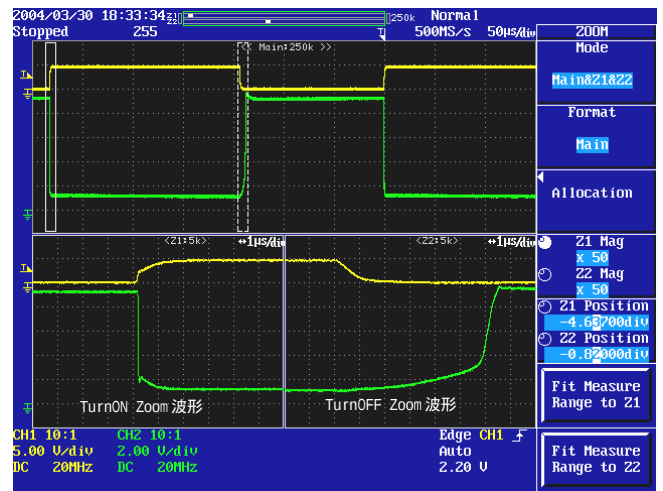


図 2-20 入出力波形