

## 第3章 インバータ回路

### 本稿掲載のWebページ

[http://www.mybook-pub-site.sakura.ne.jp/Motor\\_Drive\\_note/index.html](http://www.mybook-pub-site.sakura.ne.jp/Motor_Drive_note/index.html)

古橋 武

## 目次

<b>第3章</b>	<b>インバータ回路</b>	<b>2</b>
3.1	インバータ回路の改良_2SA950と2SC2120の入れ替え	2
3.1.1	回路構成	2
3.1.2	ターンオン・オフ特性-2SC2120をアームの下側へ-	4
3.1.3	ターンオン・オフ特性-2SA950をアームの上側へ-	9
3.1.4	デッドタイムの設定	12
3.1.5	DCモータの回転数制御実験	15
3.2	インバータ回路の改良_フォトカプラの利用	19
3.2.1	回路構成	19
3.2.2	ターンオン・オフ特性-2SK4017をアームの上側へ-	22
3.2.3	ターンオン・オフ特性-2SK4017をアームの下側へ-	23
3.2.4	DCモータの回転数制御実験	23
3.3	インバータ回路の改良_ドライバIC(IR2302)の利用	28
3.3.1	回路構成	28
3.3.2	ターンオン・オフ特性-IR2302によるアームの上側の2SK4017の 駆動-	29
3.3.3	ターンオン・オフ特性-IR2302によるアームの下側の2SK4017の 駆動-	29
3.3.4	DCモータの回転数制御実験	30
	<b>参考文献</b>	<b>34</b>

## 第3章

### インバータ回路

#### 3.1 インバータ回路の改良 2SA950 と 2SC2120 の入れ替え

##### 3.1.1 回路構成

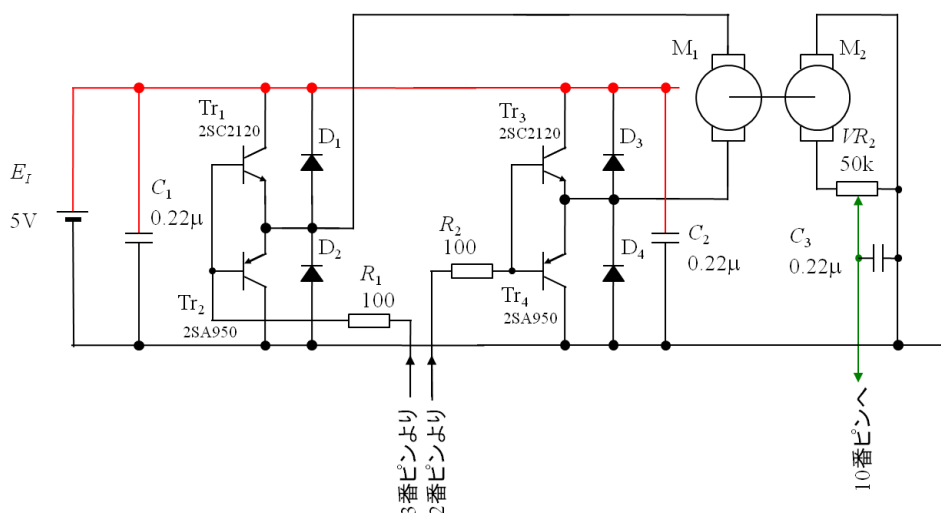


図 3.1: インバータと回転数検出回路

第1章で用いたインバータ回路を図3.1に再掲する。このインバータはアームの上側に2SC2120を用い、下側に2SA950を用いている。このインバータの出力電流対出力電圧特性の測定回路と測定結果を図3.2に再掲する。このインバータは内部抵抗が $3.25[\Omega]$ もあり、インバータの出力特性は良いとは言えない。また、出力電圧はせいぜい $4[V]$ 程度である。回路構成が簡便であり、マイコンによるインバータ駆動も容易であるために本稿の第1章ではこのインバータによるモータ駆動を取りあげたが、インバータの性能としては最低限である。

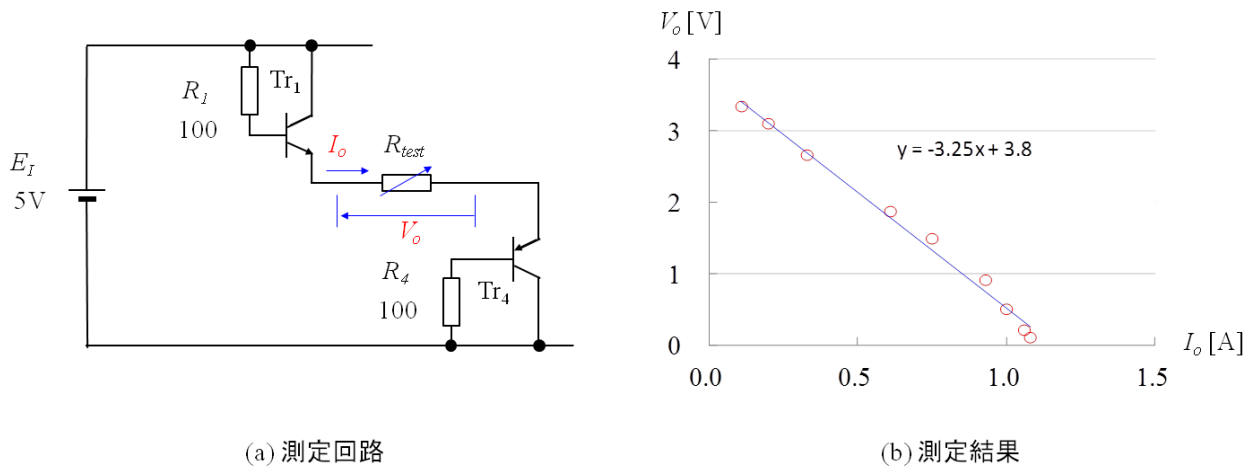


図 3.2: インバータの出力特性測定回路と測定結果

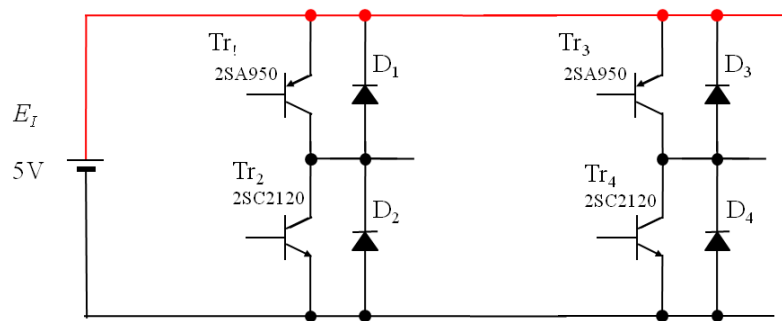


図 3.3: インバータ回路の改良案 (2SA950 を上側, 2SC2120 を下側)

本章ではインバータの性能向上策について解説する。インバータの理想の出力特性は、出力電圧が出力電流に対して無関係に一定値を保つことである。最初の案を図 3.3 に示す。この回路は図 3.1 の回路に対して、2SA950 と 2SC2120 を上下で入れ替えてある。改良案の出力特性の測定回路と結果の例を図 3.4 に示す。測定結果はトランジスタの加熱状態にも大きく依存するので、一例である。図 3.2 の特性との違いは明らかである。改善案において出力電流  $I_o$  の増加に対する出力電圧  $V_o$  の減少は少なくなり、理想の出力特性に少し近づいている。 $I_o$  が 1.2 [A] 辺りで  $V_o$  が急速に減少しているが、これは図 3.4 の設定で流せる出力電流の限界が約 1.2 [A] 辺りであることによる。

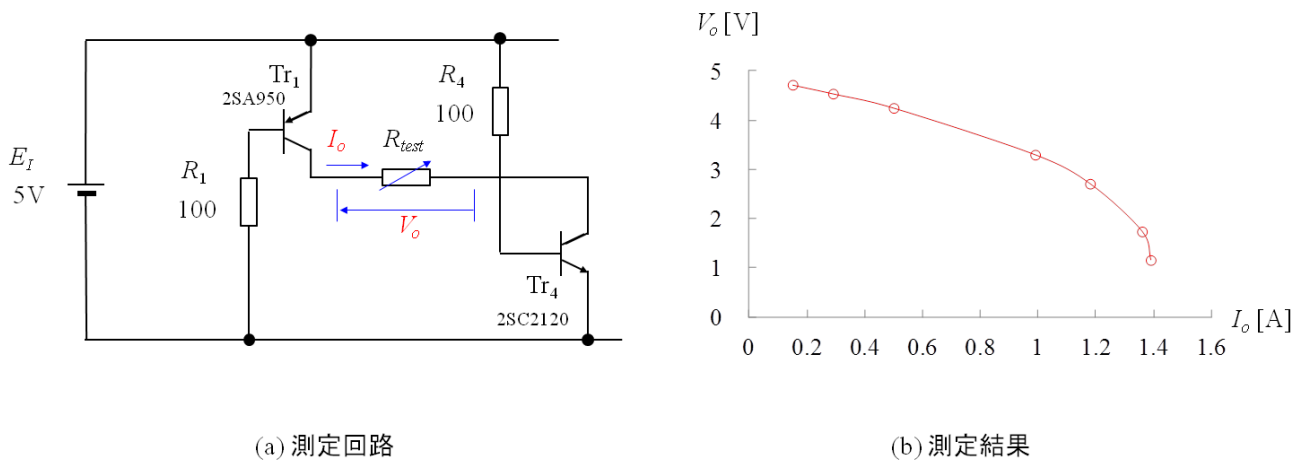


図 3.4: インバータ回路の出力特性 (2SA950 を上側, 2SC2120 を下側)

### 3.1.2 ターンオン・オフ特性-2SC2120 をアームの下側へ-

図 3.3 の回路においてはトランジスタの駆動に注意を要する。図 3.5 はトランジスタのターンオン・オフ特性の定義を示す。  $t_d$  : 遅れ時間 (delay time),  $t_r$  : 立上り時間 (rise time),  $t_{on}$  : ターンオン時間 (turn on time),  $t_{stg}$  : 蓄積時間 (storage time),  $t_f$  : 下降時間 (fall time),  $t_{off}$  : ターンオフ時間 (turn off time) である。ベース電流がステップ的に変化してからコレクタ電流が変化するまでには nsec オーダの遅れがある。特にターンオフ時間が長い。

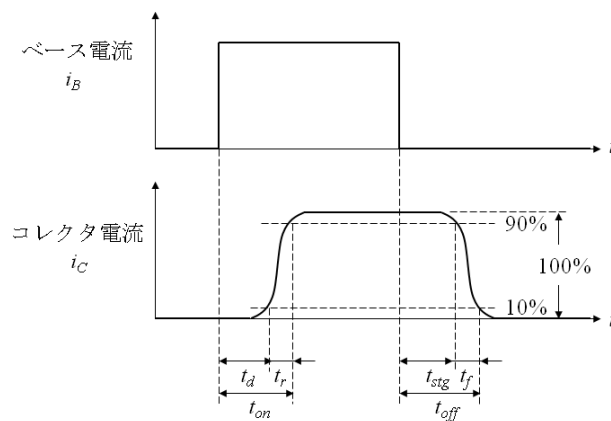


図 3.5: トランジスタのターンオン・オフ特性の定義

図 3.6 は 2SC2120 をアームの下側に付けた場合のターンオン・オフ測定回路を示す。負荷抵抗  $R_L$  には  $3[\Omega]$ ,  $5 [W]$  のセメント抵抗を用いた。セメント抵抗はインダクタンスが

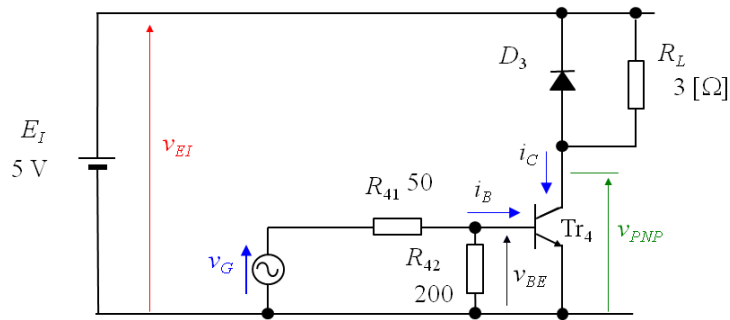


図 3.6: トランジスタのターンオン・オフ特性測定回路 (2SC 下側)

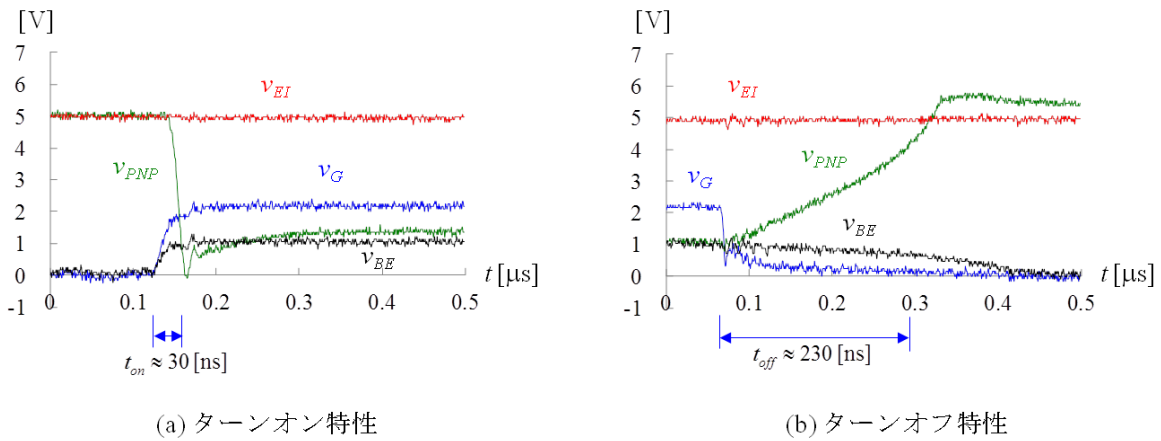


図 3.7: トランジスタのターンオン・オフ特性測定結果 (2SC 下側)

0.4[ $\mu$ H] ほどある。ベース電流  $i_B$  の駆動には PIC16F1825 の PWM 出力をそのまま用いた。このときマイコンの PWM 出力電圧  $v_G$  はマイコン内部のインピーダンスにも依存し、図 3.5 のステップ変化とは異なり、その変化は緩やかとなる。従って、2SC2120 の厳密なターンオン時間  $t_{on}$ 、ターンオフ時間  $t_{off}$  の測定ではないが、PIC16F1825 により 2SC2120 を駆動した場合の  $t_{on}$ 、 $t_{off}$  を知ることができる。図 3.7 は測定結果を示す。同図 (a) がターンオン時の各部の電圧波形であり、(b) がターンオフ時の波形である。式 (1.39) より PWM 周期  $T_{PWM} = 32 [\mu s]$  であるので、この  $t_{on}$ 、 $t_{off}$  は  $T_{PWM}$  と比較すればわずかな時間である。しかし、 $t_{on} < t_{off}$  のずれは後述するアーム短絡という重大な故障につながりかねないため詳細な検証が必要である。この図中の  $v_{PNP}$  がトランジスタのコレクタ・エミッタ間電圧である。ターンオン時には  $v_G$  が立ち上がってから約 30[ns] 後には  $v_{PNP}$  が立ち下がっている。この後はトランジスタがオンとなり、負荷抵抗  $R_L$  の両端に電源電圧  $v_{E_I}$  が印加されている。 $v_{PNP}$  は 0 [V] とはならず、約 1 [V] の電圧で安定してい

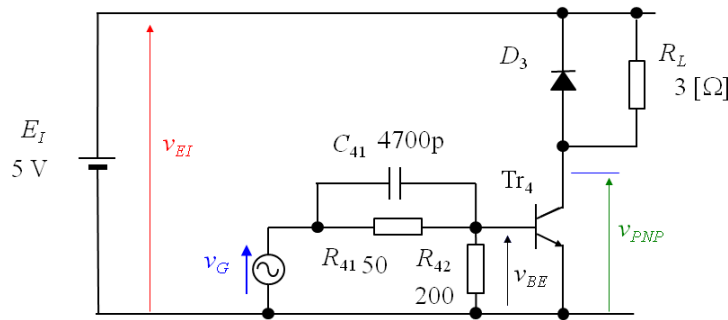


図 3.8: トランジスタのターンオン・オフ特性測定回路 (2SC 下側+加速コンデンサ)

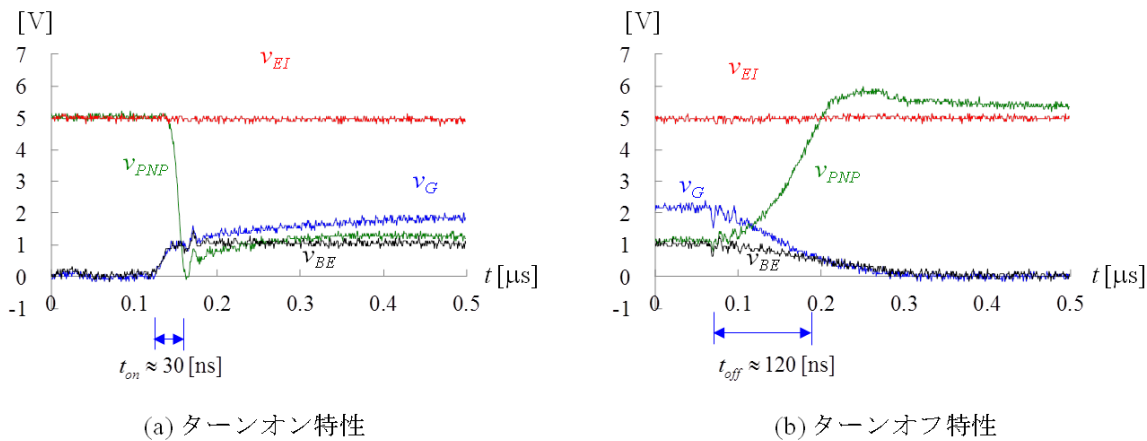


図 3.9: トランジスタのターンオン・オフ特性測定結果 (2SC 下側+加速コンデンサ)

る。このことからコレクタ電流  $i_C$  は

$$\begin{aligned}
 i_C &= \frac{v_{EI} - v_{PNP}}{R_L} \\
 &\approx \frac{5[V] - 1[V]}{3[\Omega]} \\
 &= 1.33[A]
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

である。これは 2SC2120 にとっては大きな値である。

この大きなコレクタ電流を遮断している過程が図 3.7(b) に示されている。  $v_G$  が立ち下がってから  $v_{PNP}$  が立ち上がって、  $i_C$  が遮断されるまでに要する時間  $t_{off}$  は約 230 [ns] であった。  $i_C$  が遮断された後、  $v_{PNP}$  は電源電圧より大きくなっている。これは、セメント抵抗の持つインダクタンスが、それまでセメント抵抗とトランジスタを通して流れていた電流を、セメント抵抗とダイオード  $D_3$  を通して環流 (free wheeling) させていることによる。ダイオード  $D_3$  は環流ダイオード (フリーホイーリングダイオード) とも呼ばれ

る。環流中はダイオードのオン電圧が電源電圧に足されることで、 $v_{PNP}$  は電源電圧よりも大きくなっている。

ターンオフ時間を短くする方策に加速コンデンサがある。図 3.8 は加速コンデンサ  $C_{41}$  をベース抵抗  $R_{41}$  に並列に負荷した回路である。実験結果を図 3.9 に示す。ターンオン時間  $t_{on}$  は加速コンデンサを付ける前と変わらないが、ターンオフ時間  $t_{off}$  は約 120  $[\mu s]$  と短くなっている。

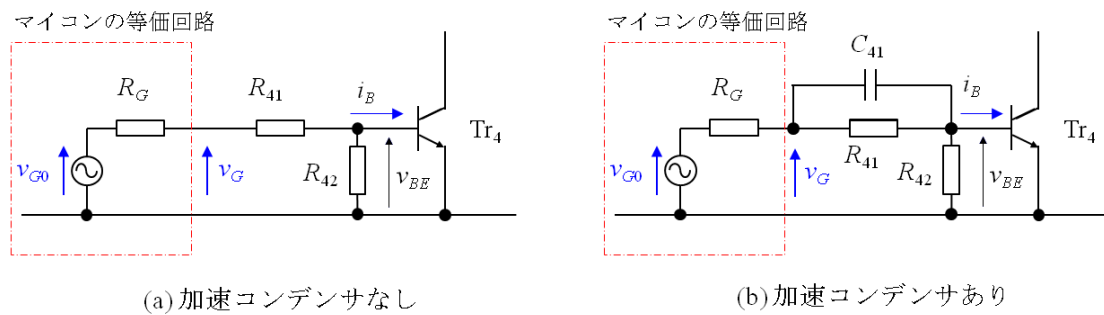


図 3.10: 加速コンデンサの働き

加速コンデンサによりターンオフ時間が短縮される理由は次のように説明される。図 3.10 はトランジスタの駆動回路を示す。マイコンは電圧源と内部抵抗  $R_G$  で表してある。電圧源の電圧を  $v_{G0}$  と表す。 $v_G$  はマイコンの出力端の電圧であり、電源電圧から  $R_G$  による電圧降下を引いた電圧である。半導体工学 [1] によれば、トランジスタのターンオフ時の蓄積時間  $t_{stg}$  はキャリア（NPN 型トランジスタの場合は電子）の再結合に要する時間である。 $t_{stg}$  を短くするには、ベース電極に留まっているキャリアを引き抜くことが効果的である。

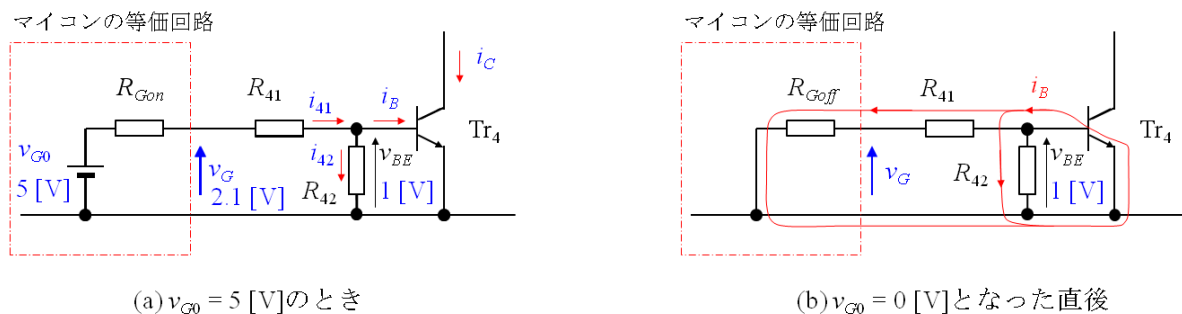


図 3.11: 加速コンデンサが無い場合

図 3.11 は加速コンデンサが無い場合において、図 3.7(b) のターンオフ時の各部の電圧



値とベース電流  $i_B$  の経路を示す。図 3.11(a) が  $v_{G0} = 5$  [V] の状態であり、(b) が  $v_{G0} = 0$  [V] となった直後の状態である。

(a) の  $v_{G0} = 5$  [V] のときトランジスタはオン状態にある。抵抗  $R_{41} = 50[\Omega]$  の両端電圧が分かっているので、 $R_{41}$  を流れる電流  $i_{41}$  は

$$\begin{aligned} i_{41} &= \frac{2.1[\text{V}] - 1[\text{V}]}{50[\Omega]} \\ &= 22[\text{mA}] \end{aligned} \quad (3.2)$$

である。抵抗  $R_{42} = 200[\Omega]$  を流れる電流  $i_{42}$  は両端電圧  $v_{BE} = 1$  [V] であるので、

$$\begin{aligned} i_{42} &= \frac{1[\text{V}]}{200[\Omega]} \\ &= 5[\text{mA}] \end{aligned} \quad (3.3)$$

である。よって、ベース電流  $i_B$  は

$$\begin{aligned} i_B &= 22 - 5 \\ &= 17[\text{mA}] \end{aligned} \quad (3.4)$$

と求められる。式 (3.1) より、このときのコレクタ電流  $i_C = 1.33$  [A] であるので、トランジスタの直流電流増幅率  $h_{FE}$  は

$$\begin{aligned} h_{FE} &= \frac{1.33[\text{A}]}{17[\text{mA}]} \\ &\approx 78 \end{aligned} \quad (3.5)$$

である。2SC2120 のデータシートはネットから容易に入手できる (2012 年 7 月時点)。データシートによると  $i_C = 700$  [mA] にて  $h_{FEmin} = 35$  とあるので、この数字は妥当な値である。

図 3.7(b) の波形において特徴的なのは、 $v_G$  は  $v_{G0}$  が立ち下がった時点で直ちに 0 [V] になるのではなく、少し正の電圧が残っていることである。また、 $v_{BE}$  は  $t_{off}$  の期間を通してわずかしか低下していないことである。ベース電流  $-i_B$  の経路を図 3.11(b) 中に赤色のループで示す。 $-i_B$  はマイコンと抵抗  $R_{42}$  に分流する。もし、抵抗  $R_{42}$  が無かったらターンオフ時間  $t_{off}$  はどうなるであろうか？図 3.12 は  $R_{42}$  を抜いた場合の測定回路とターンオフ時の実験波形を示す。 $-i_B$  の分流経路が減ることで  $|-i_B|$  は小さくなり、ベース電極に留まっているキャリアの引き抜きは遅くなり、 $t_{off} \approx 450$  [ns] と大きくなっている。

図 3.13 は加速コンデンサがある場合において、図 3.9(b) のターンオフ時の各部の電圧値とベース電流  $i_B$  の経路を示す。図 3.7 の波形との大きな違いは、 $v_{G0}$  が立ち下がった時

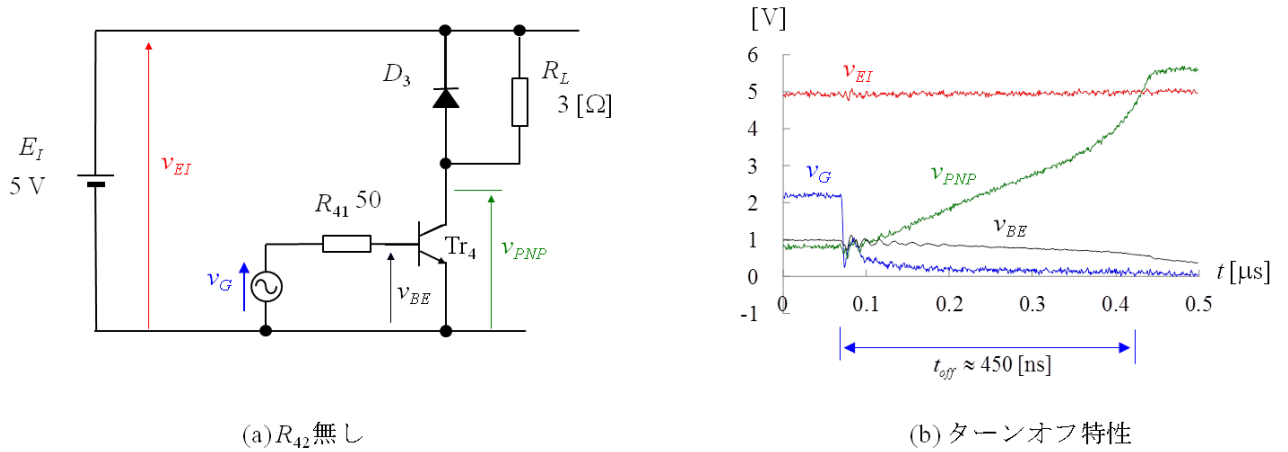


図 3.12:  $R_{42}$  が無い場合の測定回路とターンオフ時の実験波形

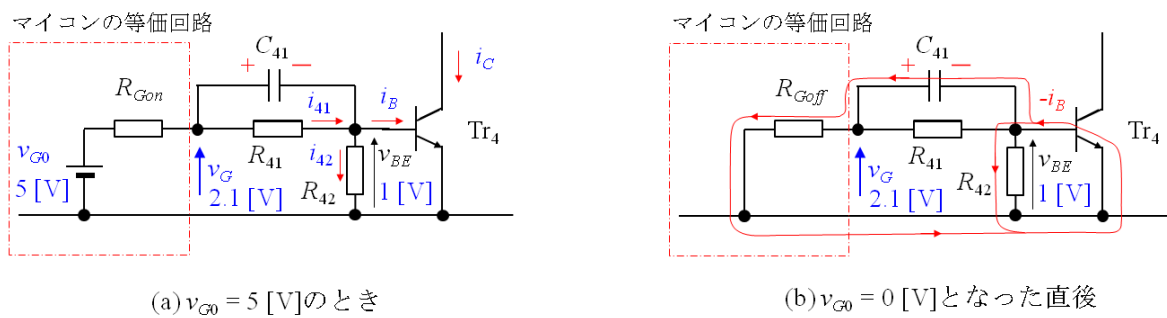


図 3.13: 加速コンデンサがある場合

点で  $v_G$  がそれまでの電圧値を維持している点である．図 3.13(a) の  $v_{G0} = 5[V]$  のときは加速コンデンサ  $C_{41}$  は抵抗  $R_{41}$  の両端電圧により充電されている．同図 (b) の  $v_{G0} = 0[V]$  となった直後には  $v_{BE}$  とコンデンサ  $C_{41}$  の充電電圧  $v_{C_{41}}$  がマイコンの内部抵抗  $R_{Goff}$  に印加される． $R_{Goff}$  を流れる電流は図 3.11(b) の場合より大きくなる．この電流によりベース電極に留まっているキャリアが引き抜かれるので、 $t_{off} \approx 120 [ns]$  と短くなっている．

### 3.1.3 ターンオン・オフ特性—2SA950 をアームの上側へ—

図 3.14 は 2SA950 をアームの上側につけた場合のターンオン・オフ特性の測定回路である．ベース駆動用に新たにトランジスタ 2SC1815 を  $Tr_{11}$  に使用している．2SC1815 のターンオフの加速用にコンデンサ  $C_{11}$  を用いている．このベース駆動回路は電源電圧  $V_{E_I}$  を 5 [V] よりも大きくした場合にも、 $Tr_1$  のベース側の抵抗  $R_{14}$  を大きくすることで対応できる．例えば  $V_{E_I} = 15 [V]$  のときは  $R_{14} = 300 [\Omega]$  とすればよい．

図 3.15 はターンオン・オフ特性の測定結果である。2SA950 はアームの上側にあるので、このトランジスタがターンオンすると出力電圧  $v_{PNP}$  は立ち上がる。ターンオン時間  $t_{on} \approx 30$  [ns] であった。ターンオフ時には  $Tr_{11}$  のターンオフ時間も加わるため  $t_{off} \approx 350$  [ns] であった。

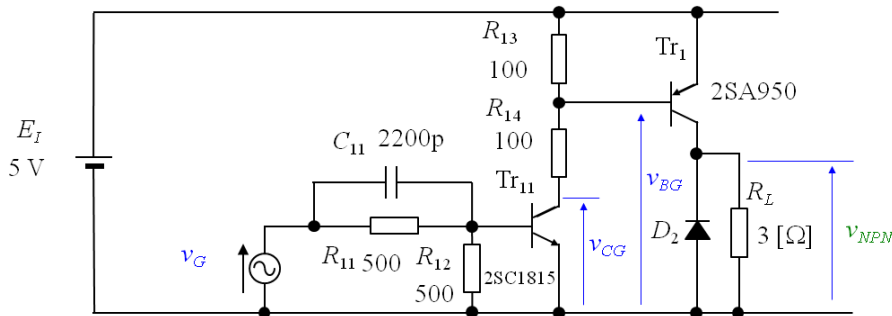


図 3.14: トランジスタのターンオン・オフ特性測定回路 (2SA 上側)

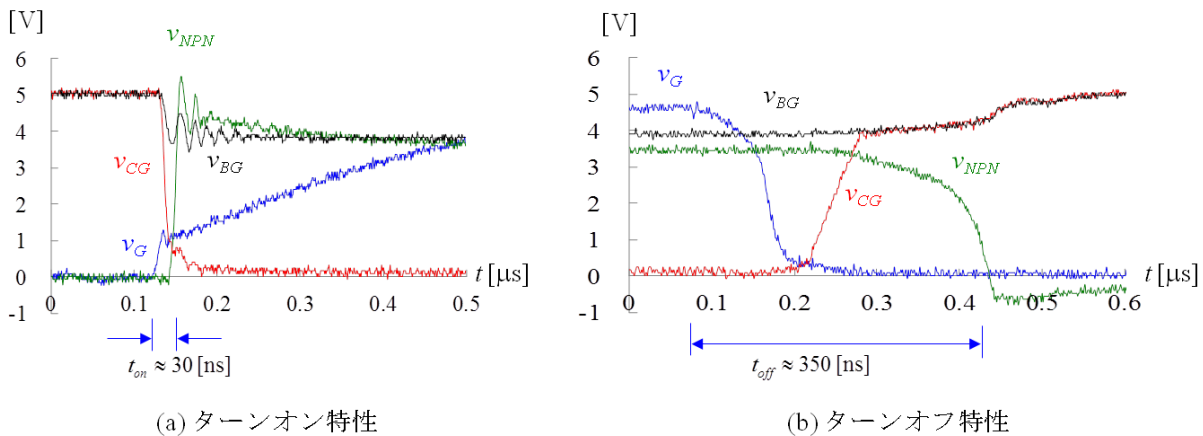


図 3.15: トランジスタのターンオン・オフ特性測定結果 (2SA 上側)

ターンオフ時間の短縮は加速コンデンサを適切な箇所に挿入することで実現できる。1つの方法を図 3.16 に示す。2SA950 のベースと抵抗  $R_{13}, R_{14}$  の接続点の間に、ダイオード  $D_{11}$  とコンデンサ  $C_{12}$  の並列回路を挿入してある。ダイオードの順方向電流の最大値  $I_{D_{max}}$  は、電源電圧  $V_{E_I} = 5$  [V], トランジスタ  $Tr_1$  のエミッタ・ベース間電圧  $V_{EB} = 1$



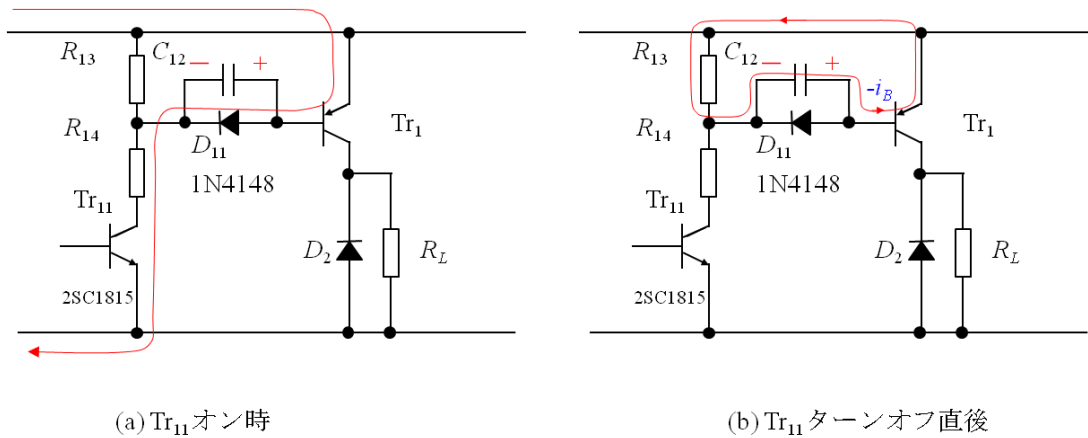


図 3.18: 加速コンデンサとダイオードの働き

Tr<sub>1</sub> のベースのキャリアの引き抜きがなされる。

### 3.1.4 デッドタイムの設定

図 3.19 は図 3.3 のインバータ回路にベース駆動回路を記入した回路図である。Tr<sub>3</sub> の駆動回路は Tr<sub>1</sub> と同じ回路を用いる。同様に Tr<sub>2</sub> の駆動回路は Tr<sub>4</sub> と同じ回路を用いる。Tr<sub>1</sub> と Tr<sub>4</sub> をマイコンの 3 番ピンで駆動し、Tr<sub>2</sub> と Tr<sub>3</sub> をマイコンの 2 番ピンで駆動することで、図 1.4 の回路のインバータ部分をこの回路と置き換えることができる。

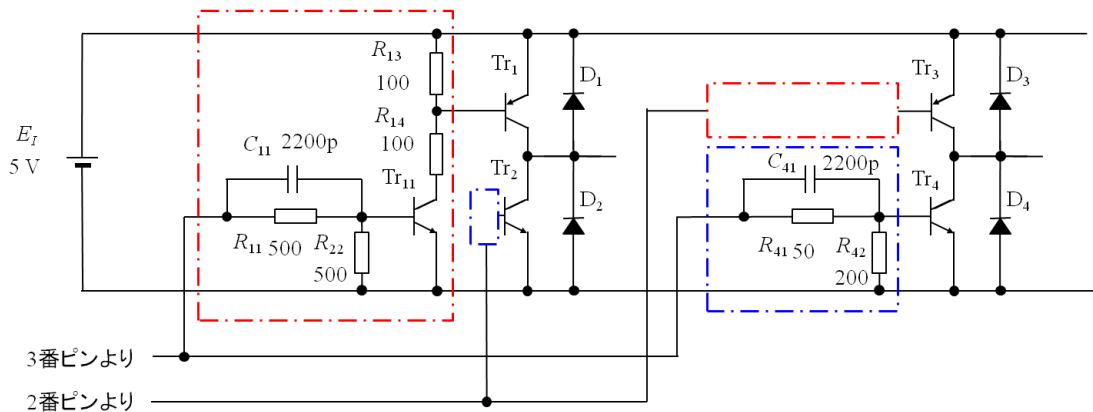


図 3.19: インバータ回路の改良案 (2SA950 を上側, 2SC2120 を下側) とベース駆動回路

3.1.2 項および 3.1.3 項で見たように 2SC2120, 2SA950 のいずれのトランジスタにおいてもターンオン時間に対してターンオフ時間が長い。アームの上側のトランジスタのベース駆動回路にオフ信号を出すと同時に下側の駆動回路にオン信号を出すと、上側のトラ

ンジスタがオフ状態となる前に下側のトランジスタがオン状態となってしまう。これは電源を短絡させ、大きな短絡電流を流してしまう。最悪の場合にはトランジスタを壊してしまう。この短絡はアーム短絡と呼ばれる。アームの下側のトランジスタオフ信号を出すと同時に上側にオン信号を出す場合にも同様のアーム短絡を引き起こしてしまう。

```
// PWM モジュールの設定
set_PWM(Half_Bridge_with_P2A_P2B, P2A_B_C_D_active_high, P2B_to_RA4, P2A_to_RA5, based_on_timer2);
set_PWM_dead_time(500ns);
```

(a) メインルーチン

```
// PWM のデッドタイムの設定
void set_PWM_dead_time(unsigned long int a)
{
    PWM2CONbits.P2DC = a;           // PWM のデッドタイムの指定
}
```

(b) set\_pwm.c (PWM制御設定関数ファイル)内のデッドタイム設定関数定義

pic16f1825\_s.h (ヘッダファイル)

```
// PWM2CON (Enhanced PWM Control Register)の設定

// P2DC (PWM Delay Count bits)
#define _125ns    0b0000001    // デッドタイム 125 [ns]
#define _250ns    0b0000010    //           250 [ns]
#define _375ns    0b0000011    //           375 [ns]
#define _500ns    0b0000100    //           500 [ns]

//関数の宣言
void set_PWM_dead_time(unsigned long int a);
```

(c) 用語を定義するヘッダファイルと関数宣言

図 3.20: デッドタイム設定プログラムの抜粋 DC\_Motor\_Cont\_Dead\_Time

対策はオフ信号とオン信号の間に時間を置くことである。この時間はデッドタイム (Dead-Time, PIC16F1825 のデータシートには **Dead-Band Delay** と記されている。) と呼ばれる。PIC マイコンの PWM モジュールには設定によりデッドタイムを持たせる機能が用意されている。PIC16F1825 のデータシートの **CCPx CONTROL REGISTER** より

$$\text{CCP2CONbits.P2M} = 0b10 \quad (3.7)$$

により P2A, P2B をデッドタイム機能を持つハーフブリッジ出力として設定できる。これは図 1.68 の PWM 制御プログラムおよび図 1.71 の PWM 制御設定用ヘッダファイルより

```
set_PWM(Half_Bridge_with_P2A_P2B, P2A_B_C_D_active_high, xxxx, xxxx, xxxx)
```

(3.8)

とすればよい。

デッドタイムは `PWMxCON(ENHANCED PWM CONTROL REGISTER)` レジスタより、

$$\text{PWM2CONbits.P2DC} = 0b000100 \quad (3.9)$$

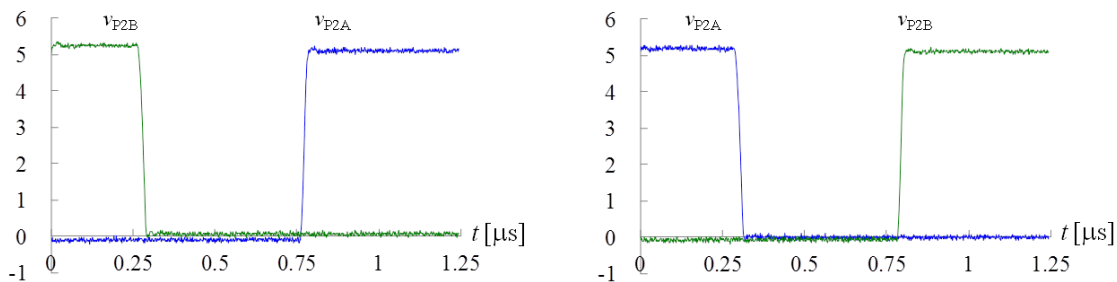
により 500 [ns] に設定できる。PWMxCON レジスタの説明によると、デッドタイム  $t_d$  は

$$t_d = \text{P2DC} \times \frac{4}{\text{FOSC}} \quad (3.10)$$

により与えられる。FOSC = 32 [MHz] の場合、P2DC = 4 とすると

$$\begin{aligned} t_d &= 4 \times \frac{4}{32[\text{MHz}]} \\ &= 500[\text{ns}] \end{aligned} \quad (3.11)$$

である。



(a)  $\text{Tr}_1, \text{Tr}_4$  オフ →  $\text{Tr}_2, \text{Tr}_3$  オン

(b)  $\text{Tr}_2, \text{Tr}_3$  オフ →  $\text{Tr}_1, \text{Tr}_4$  オン

図 3.21: デッドタイムの実験結果

デッドバンド制御付きの DC モータの回転数制御プログラム (`DC_Motor_Cont_Dead_Time`) を本稿と同じ [Web ページ](#) にアップしてある。図 3.20 はその抜粋を示す。同図 (a) のメインルーチンにおいて式 (3.8) の `set_PWM` 関数に続いて

$$\text{set\_PWM\_dead\_time}(.500\text{ns}) \quad (3.12)$$

によりデッドタイムを 500 [ns] に設定している。set\_PWM\_dead\_time 関数は、同図 (b) に示すように set\_PWM.c ファイルの中で定義している。この関数は式 (3.7) を実行する。

同図 (c) はヘッダファイル `pic16f1825.s.h` の抜粋であり、デッドタイムとして `_125ns`, `_250ns` などの用語を定義している。FOSC = 32 [MHz] を前提にして、125 [ns] 単位である。そして、set\_PWM\_dead\_time 関数を宣言している。

set\_PWM.c ファイルとヘッダファイルは PIC16F1825\_Files のフォルダに入れてある。

図 3.21 は以上のプログラムを図 1.67～図 1.72 の PWM 制御のプログラムに記入して、PIC16F1825 に書き込み P2A(2 番ピン), P2B(3 番ピン) の出力を観測した結果を示す。(a) は 3 番ピンの出力電圧が 5 → 0 [V] となった後に 2 番ピンの出力電圧が 0 → 5 [V] となっている。(b) はその逆である。いずれも、オン状態のトランジスタへの信号を 0 [V] としてからオフ状態のトランジスタへの信号を 5 [V] とするまでにほぼ 500 [ns] のデッドタイムが実現されている。

### 3.1.5 DC モータの回転数制御実験

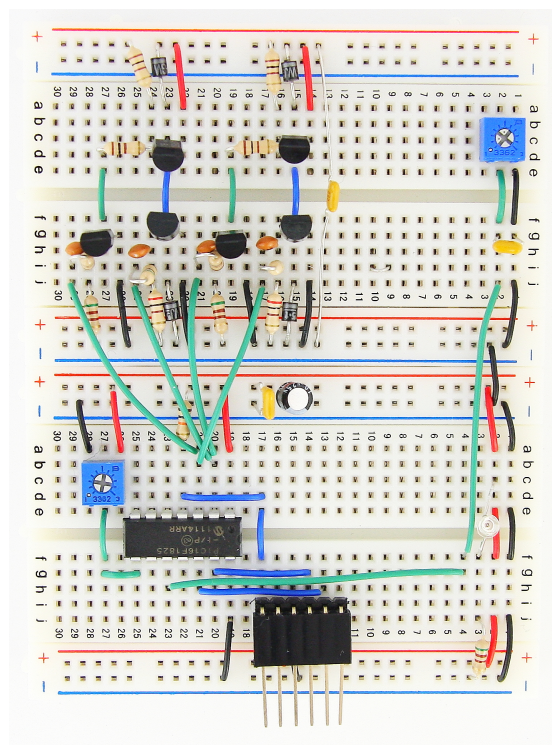


図 3.22: 実験回路 (インバータの改良 (2SA を上側 2SC を下側))

図 3.22 は図 3.19 のインバータ回路と PIC16F1825 の制御回路を組み合わせた DC モータの回転数制御回路である。図 1.2 の実験回路と比べてトランジスタのベース駆動回路の部分が複雑になっている。図 3.23 は  $Tr_3$ ,  $Tr_4$  からなるアームとベース駆動回路部分の立体配線図である。新たに必要となる部品はトランジスタ 2SC1815, ダイオード 1N4148, 積層セラミックコンデンサ 2200 [pF] と抵抗である。表 3.1 にこれらの型式, 価格, 入手先を示す。いずれも入手は容易である (2012 年 7 月時点)。



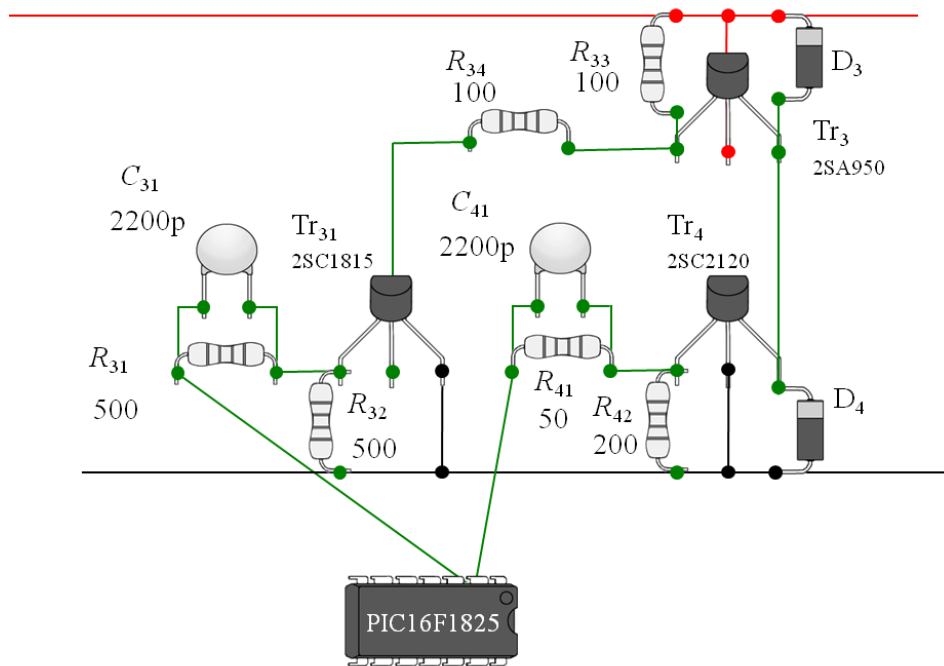


図 3.23: 実験回路の立体配線図 (インバータの改良 (2SA を上側 2SC を下側))

図 3.24 は図 3.22 による DC モータの回転数制御実験とシミュレーションの結果を示す。実験における比例ゲイン  $K_p = 16$ , 積分ゲイン  $K_{idt} = 0.5$  の場合である。シミュレーションに当たっては, 図 3.4 のインバータの出力特性より図 2.49 のインバータの変換比  $K_{INV}$  と内部抵抗  $R_{inv}$  を決めなければならないが, この特性は非線形性が強い。そこで,  $K_{INV} = 5$  は固定として, シミュレーション結果と実験結果が近くなるように  $R_{inv}$  を探索した。  $R_{inv} = 3 [\Omega]$  としたときの波形が図 3.24(b) である。

なお, マイコンにおいて積分ゲイン  $K_{idt} = 0.5$  を実現するには, 例えば図 3.25(d) に示すように

$$w\_diff\_integ \gg Kidt \quad (3.13)$$

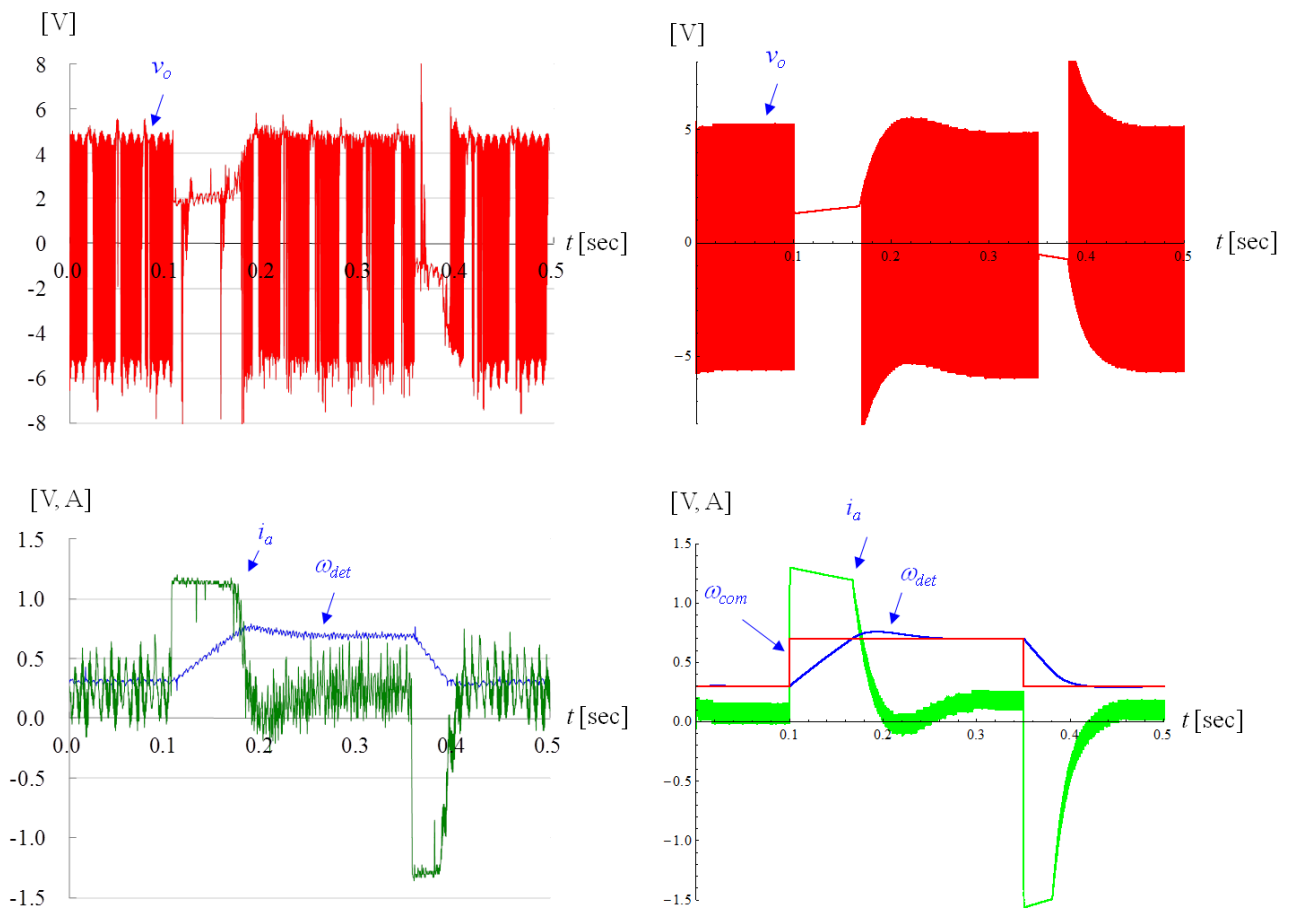
とする。同図 (a) の変数の設定において積分ゲイン  $Kidt = 1$  としているので, これは  $w\_diff\_integ$  を  $(1/2)^{Kidt} = 0.5$  倍している。また, 積分値のリミットを表す変数  $w\_integ\_limit$  を定義し, 同図 (c) のメインルーチンの最初で

$$w\_integ\_limit = 511 \ll Kidt \quad (3.14)$$

により, 511 を  $2^{Kidt}$  倍している。これは同図 (d) において電圧指令値  $v\_com$  を求める際に, 積分値  $w\_diff\_integ$  に  $(1/2)^{Kidt}$  をかけているので, 両者の相殺により, 積分項のリミット値を 511 とする。

表 3.1: 部品表

品名	型式	個数	単価	値段	入手先の例
トランジスタ	2SC1815 (20個入り)	1	200	200	秋月電子通商
汎用スイッチングダイオード	1N4148, 100 V, 200mA (50本入り)	1	100	100	〃
抵抗	50Ω, 1/4W (100個入り)	1	100	100	〃
	200Ω, 1/4W (100個入り)	1	100	100	〃
積層セラミックコンデンサ	2200pF 50V (10個入り)	1	150	150	〃
総計				650	円



(a) 実験結果

(b) シミュレーション結果

図 3.24: 実験結果とシミュレーション結果の対比 (インバータの改良 (2SA を上側 2SC を下側))

```
signed int Kp = 16;           // 比例ゲイン
signed int Kidt = 1;         // 積分ゲイン XXX >> Kidt (1/2^Kidt 倍している)

signed int w_integ_limit;    // 積分上限値;
```

(a) 変数の定義

```
PI_controller_2()           // PI コントローラ
```

(b) タイマ1による割り込み処理ルーチン

```
main()
{
    w_integ_limit = 511<<Kidt;
```

(c) メインルーチン

PI\_controller\_2.c (PI コントローラ関数(積分ゲイン :  $(1/2)^{Kidt}$ )のファイル)

```
void PI_controller_2()
{
    w_diff = w_com - w_det;           // 回転数の差分
    w_diff_integ += w_diff;           // 積分項

    if(w_diff_integ >= w_integ_limit) // リミッタ 0<= w_diff_integ <= w_integ_limit
    {
        w_diff_integ = w_integ_limit;
    } else if(w_diff_integ < 0)
    {
        w_diff_integ = 0;
    }

    v_com = Kp * w_diff + (w_diff_integ >> Kidt) + 512; // PI 制御出力の計算
```

(d) PI コントローラ関数(積分ゲイン :  $(1/2)^{Kidt}$ )

pic16f1825\_s.h (ヘッダファイル)

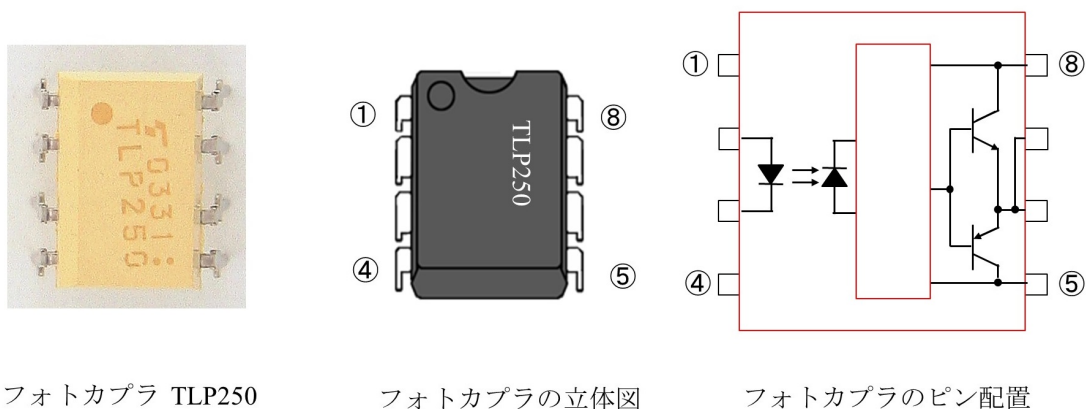
```
//PI コントローラの関数の選言
void PI_controller_2();
```

(e) ヘッダファイルにおける関数宣言

図 3.25:  $K_{idt} = 0.5$  を実現するプログラム DC\_Motor\_Cont\_Dead\_Time

## 3.2 インバータ回路の改良\_フォトカプラの利用

### 3.2.1 回路構成



フォトカプラ TLP250

フォトカプラの立体図

フォトカプラのピン配置

図 3.26: フォトカプラ

図 3.14, 3.16 に見たように上側のトランジスタの駆動には工夫が必要であった。本節では駆動用 IC である **フォトカプラ** TLP250 の利用例を紹介する。TLP250 を図 3.26 に示す。8 ピンの **DIP** (Dual Inline Pins) タイプのパッケージに収められ、ブレッドボードに挿入できる。2 番ピンと 3 番ピンに入力側の発光ダイオードが繋がれている。出力側は 5 番ピンから 8 番ピンである。入力側と出力側の絶縁耐圧は 2000 [Vac] である。実行値 2000 [V] の交流電圧を入力側のピンと出力側のピンの間に印加してもこのフォトカプラは耐えることができる。従って、100 [Vac], 200 [Vac] の交流電源を整流してインバータの直流電源電圧とする場合のトランジスタ (ただし、パワー MOS FET タイプ) 駆動用として十分な耐圧を有する。本稿の実験ではせいぜい電源電圧 20 [Vdc] 程度であるので耐圧上は全く問題ない。

図 3.27 はフォトカプラを用いたアームの上側のトランジスタの駆動回路を示す。トランジスタには **パワー MOS FET** (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) の 2SK4017 (60 [V], 5 [A]) を用いている。これまで、バイポーラトランジスタの 2SC2120, 2SA950 を用いてきたが、以降はこのパワー MOS FET 2SK4017 を用いる。図 3.28 は 2SK4017 の外観写真と記号を示す。電極は図の写真のようにラベル面を上にしたとき、左から G (ゲート, Gate), D (ドレイン, Drain), S (ソース, Source) である。2SK4017 は N チャネル型の MOS であり、オンのとき電流はドレインからソースを流れて流れる。ドレイン・ソース間には逆方向にダイオードが接続されている。このダイオードを環流ダイ

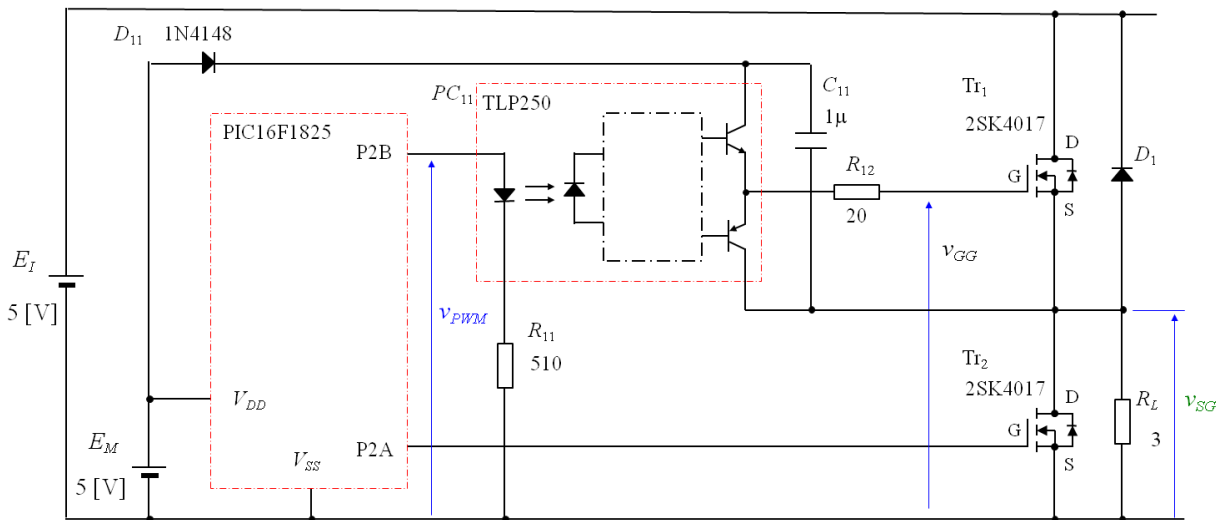
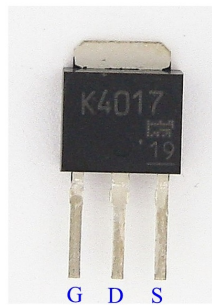
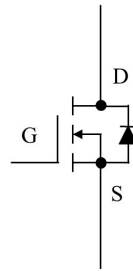


図 3.27: フォトカプラによる上側トランジスタの駆動回路



パワーMOSFET (2SK4017)



記号

図 3.28: パワー MOS FET(2SK4017)

オードとして用いることができるが、図 3.27 ではオン電圧の低いショットキーダイオード  $D_1$  を入れてある。

フォトカプラの出力側には直流電源を必要とする。簡便に図示のようにダイオード  $D_{11}$  を用いる方法がある。図 3.29(a) のように下側のトランジスタ  $Tr_2$  がオンのとき、マイコン用の電源  $E_M \rightarrow D_{11} \rightarrow C_{11} \rightarrow Tr_2$  の経路で電流が流れ、コンデンサ  $C_{11}$  をマイコンの電源電圧値まで充電する。  $Tr_2$  がオフ時にはこのコンデンサの充電エネルギーを利用して、フォトカプラは上側のトランジスタ  $Tr_1$  を駆動する。同図 (b) に示すように  $Tr_1$  オン時には  $Tr_1$  のソース電極はインバータ電源  $E_I$  の+側の電位  $V_{E_I}$  にほぼ等しい値となる。このとき  $D_{11}$  の両端にはこの  $V_{E_I}$  に近い電圧が印加されるので、  $D_{11}$  は電源電圧  $V_{E_I}$  に耐える逆方向耐圧を必要とする。 1N4148 は 100 [V] の耐圧がある。

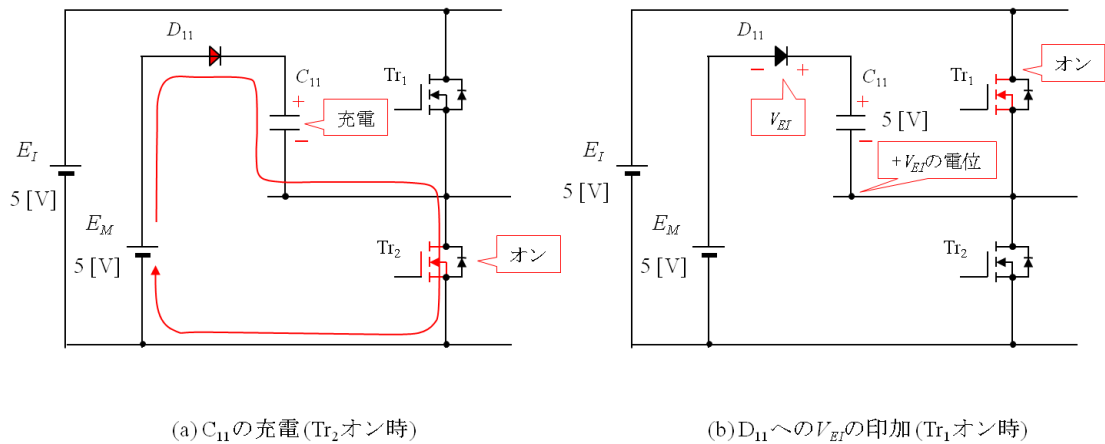


図 3.29: フォトカプラのコンデンサ  $C_{11}$  の充電

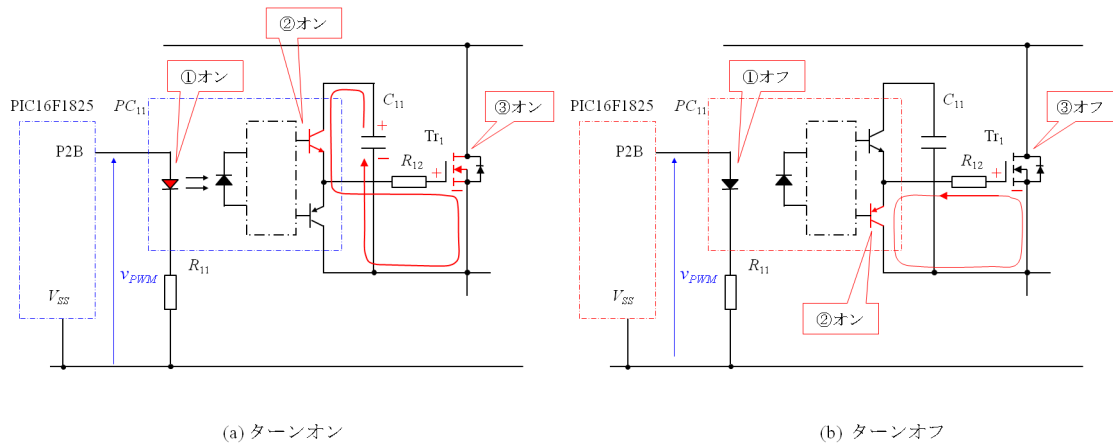


図 3.30: フォトカプラによる MOS-FET の駆動

図3.30はフォトカプラによりトランジスタ  $Tr_1$  を駆動する様子を示す。フォトカプラの入力側はマイコンのPWM出力（この例ではP2B）が接続されている。P2Bの出力電圧  $v_{PWM} = 5 [V]$  のとき、フォトカプラの入力側の発光ダイオードが点灯する。受光ダイオードがこの光を受けると、フォトカプラの出力の上側トランジスタがオンとなる。同図(a)の経路によりゲート・ソース間（静電容量約  $1000 [pF]$ 、2SK4017のデータシートより）がコンデンサ  $C_{11}$ （静電容量約  $1 [\mu F]$ ）の電荷により充電され、 $Tr_1$  がオンとなる。 $v_{PWM} = 0 [V]$  となると、フォトカプラの出力の下側トランジスタがオンとなり、同図(b)の経路によりゲート・ソース間の電荷が放電され、 $Tr_1$  はオフとなる。

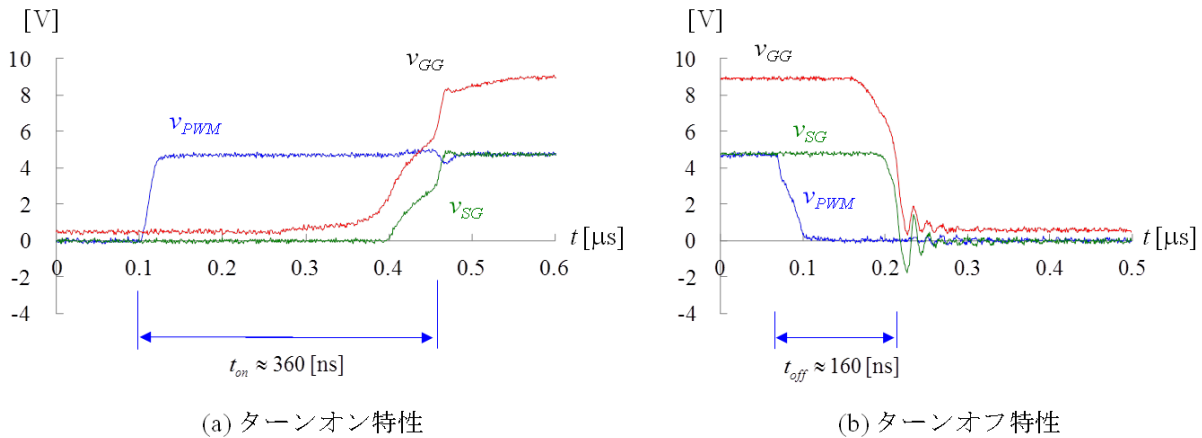


図 3.31: トランジスタのターンオン・オフ特性測定結果 (2SK 上側)

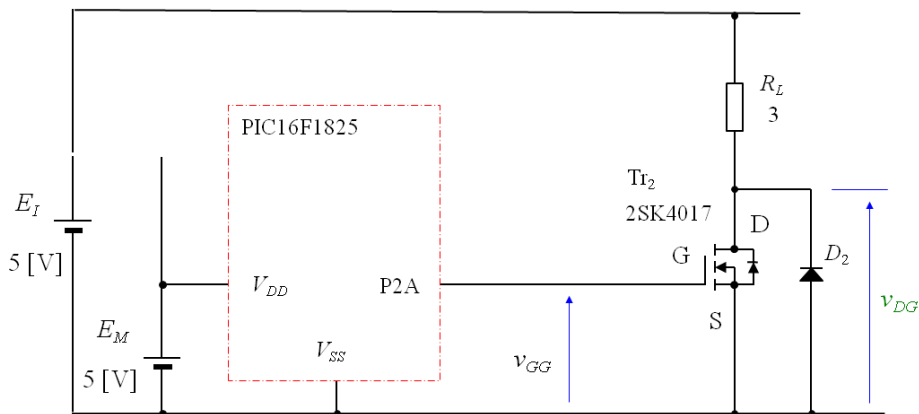


図 3.32: ターンオン・オフ特性測定回路 (2SK 下側)

### 3.2.2 ターンオン・オフ特性—2SK4017をアームの上側へ—

図 3.31 は図 3.27 の回路により上側のトランジスタ  $Tr_1$  のターンオン・オフ特性の測定結果である。実験では  $Tr_1$  がオフ状態にある間に  $Tr_2$  をオンとして、コンデンサ  $C_{11}$  を充電した。同図(a)がターンオン時の各部の波形であり、(b)がターンオフ時の波形である。図よりターンオン時間  $t_{on} \approx 360$  [ns]、ターンオフ時間  $t_{off} \approx 160$  [ns]であった。いずれの場合もゲート・グラウンド間電圧  $v_{GG}$  が変化してからソース・グラウンド間電圧  $v_{SG}$  が変化するまでに要する時間に対して、P2B の出力電圧  $v_{PWM}$  が変化してから  $v_{GG}$  が変化するまでの時間が大きい。フォトカプラの応答遅れがターンオン・オフ時間の大半を決めている。この時間はフォトカプラの電源電圧を上げる（例えば 5 [V]  $\rightarrow$  15 [V]）ことで短縮できる。TLP250 のデータシートによると、 $v_{PWM}$  が立ち上がってから  $v_{GG}$  が立

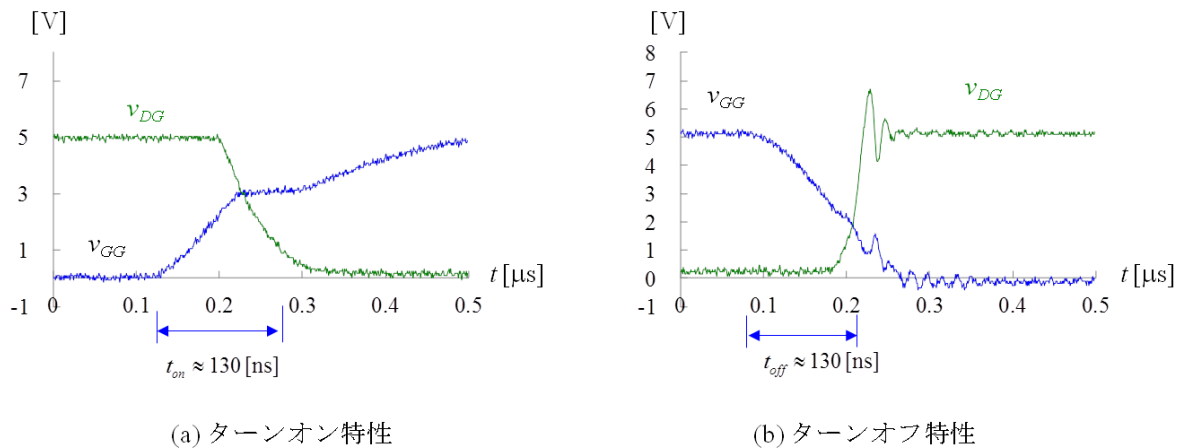


図 3.33: トランジスタのターンオン・オフ特性測定結果 (2SK 下側)

ち上がるまでの時間を約 150 [ns] に縮めることができる。

### 3.2.3 ターンオン・オフ特性—2SK4017 をアームの下側へ—

アームの下側の MOS FET はマイコンにより直接駆動できる。図 3.32 はアームの下側に 2SK4017 のパワー MOS FET を用いた場合のターンオン・オフ特性の測定回路である。マイコンの PWM 出力（この場合は P2A）端子を直接 MOS FET のゲート電極に接続している。図 3.33 はこの回路によるターンオン・オフ特性の測定結果である。 $t_{on} \approx 130$  [ns],  $t_{off} \approx 130$  [ns] であった。マイコンの内部抵抗により、MOS FET のゲート・グラウンド間電圧  $v_{GG}$  の立ち上がり、立ち下がりはややかである。図 3.13 のベース駆動回路と同様の駆動回路により、 $v_{GG}$  の立ち上がり、立ち下がりを早めることができるが、以降のインバータでは回路の簡潔さを優先してこのままの回路構成とする。

### 3.2.4 DC モータの回転数制御実験

図 3.34 はフォトカプラを用いたインバータの改良案を示す。上側のトランジスタ  $Tr_1$ ,  $Tr_3$  をフォトカプラで駆動し、下側のトランジスタ  $Tr_2$ ,  $Tr_4$  をマイコンで直接駆動している。フォトカプラの出力側の電源はダイオード  $D_{11}$ ,  $D_{31}$  により制御用電源  $E_M$  から得ている。アーム短絡を防止するためにデッドタイムを設ける必要があるが、図 3.20 をそのまま用いれば良く、新たにプログラムを書き直す必要はない。

図 3.35 はフォトカプラを用いたインバータの改良案の実験回路である。また、図 3.36 はその立体配線図であり、1 アーム分の抜粋を示す。この回路構成のままでインバータの



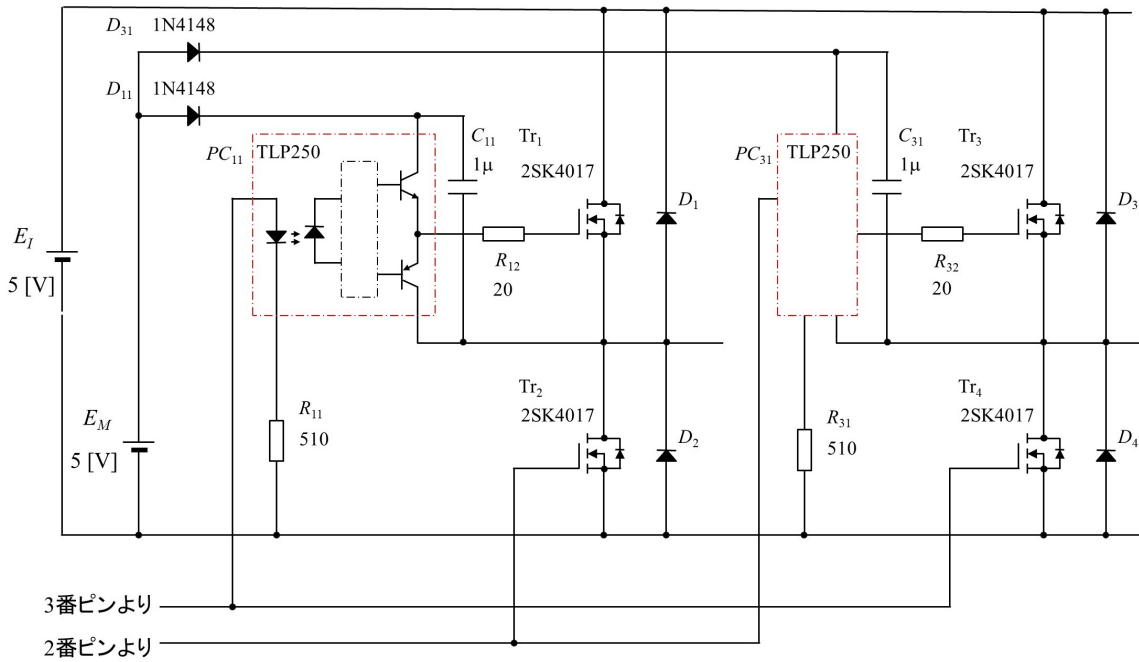


図 3.34: インバータ回路の改良案 2 (フォトカプラと MOS FET)

電源電圧  $V_{E_I}$  はトランジスタ  $Tr_1 \sim Tr_4$ , ダイオード  $D_1 \sim D_4$  および  $D_{11}, D_{31}$  が耐えられる電圧にまで上げることができる. 新たに用いた部品と入手先 (2012 年 7 月時点) を表 3.2 に示す.

表 3.2: 部品表 (フォトカプラと MOS FET)

品名	型式	個数	単価	値段	入手先の例
パワー-MOS FET	2SK4017(10個入り)	1	490	490	チップワンストップ
フォトカプラ	TLP250	1	150	150	秋月電子通商
汎用スイッチングダイオード	1N4148, 100 V, 200mA (50本入り)	1	100	100	〃
抵抗	20Ω, 1/4W (100個入り)	1	100	100	〃
積層セラミックコンデンサ	1 μF 50V (10個入り)	1	100	100	〃
			総計	940	円

図 3.37 は 2SK4017 をアームの上下に用いた場合の出力電流対出力電圧特性の測定回路と結果を示す. 上下のトランジスタそれぞれに 5 [V] の直流電源を用意して  $Tr_1, Tr_4$  を常時オンとし, 抵抗  $R_{test}$  に直流電流  $I_o$  を流してインバータの出力電圧  $V_o$  を計測した. 図 3.4 と比較すると,  $V_o$  の  $I_o$  に対する依存度は格段に小さくなっていることが分かる. 5 [A] 近くまでの特性を直線で近似した結果を図 3.38 に示す. このインバータは 5 [V] の電圧源と 0.4 [Ω] の内部抵抗を持つ電源として近似できる.

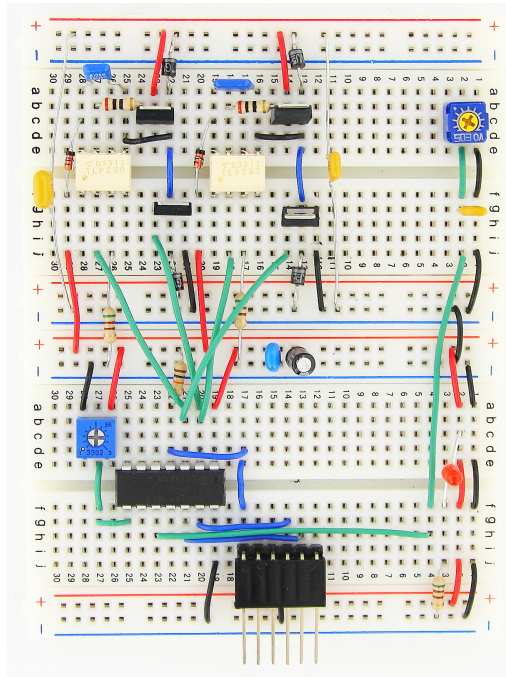


図 3.35: インバータ回路の改良案2 (フォトカプラと MOS FET) (実験回路)

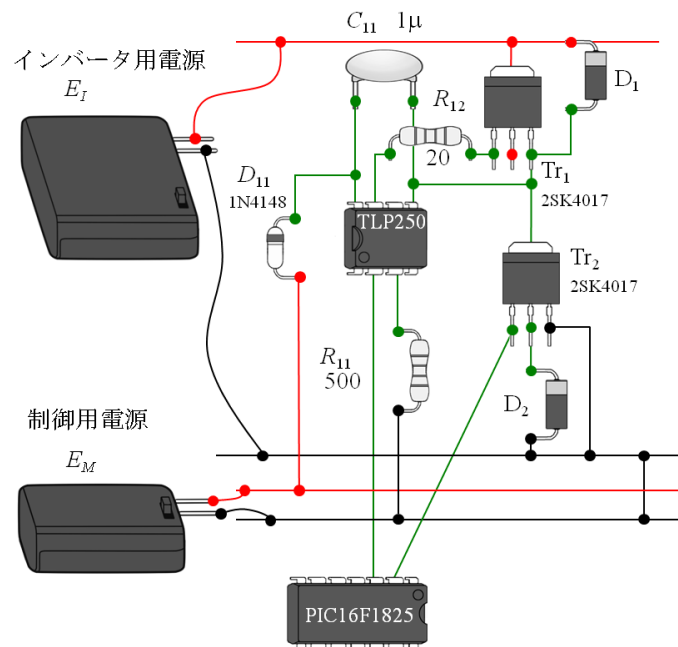


図 3.36: インバータ回路の改良案2 (フォトカプラと MOS FET) (立体配線図 (抜粋))

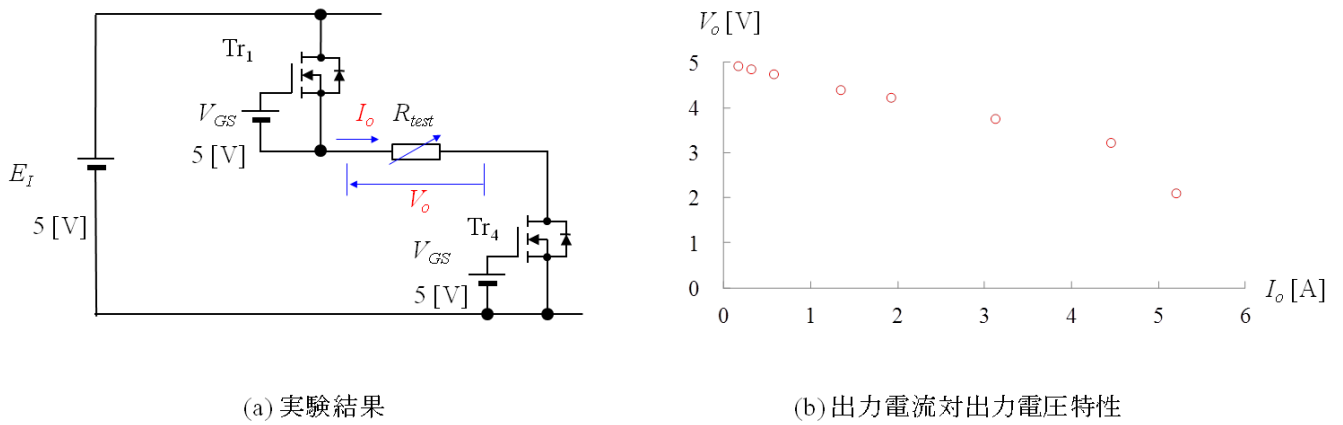


図 3.37: インバータの出力特性測定回路（フォトカプラと MOS FET）と測定結果

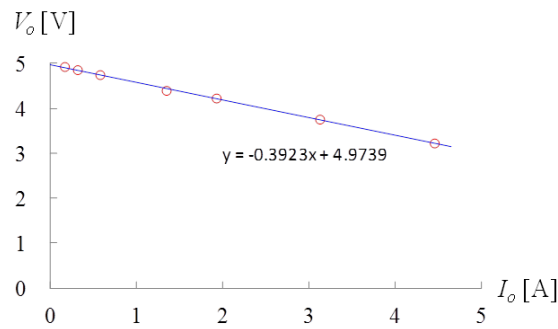


図 3.38: インバータの出力特性の近似（フォトカプラと MOS FET）

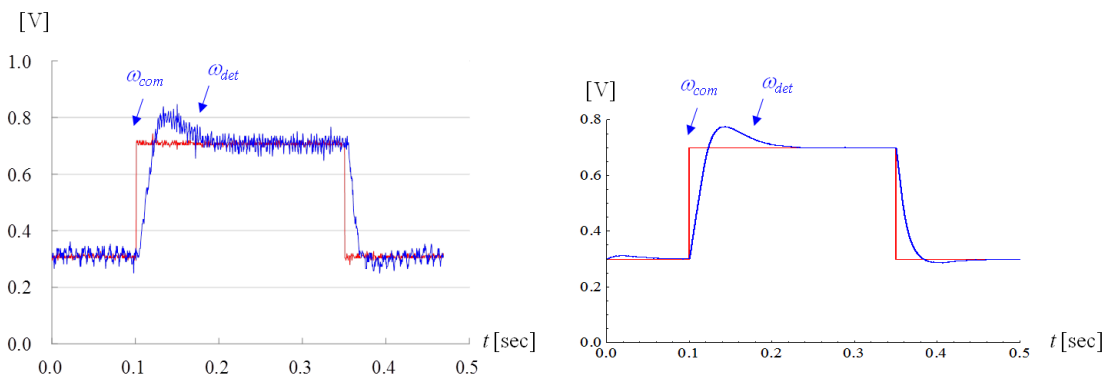


図 3.39: 回転数の応答特性 ( $K_p = 8, K_i = 250$ )（フォトカプラと MOS FET）

図 3.39 は図 3.35 のフォトカプラと MOS FET を用いた実験回路により DC モータを駆動した場合の回転数の応答特性を示す. 比例ゲイン  $K_p = 8$ , 積分ゲイン  $K_i = 250$  の場合である. デッドタイムは 250 [ns] に設定した. シミュレーションでは,  $K_p = 8$ ,  $K_{idt} = 0.25$  とし, 図 2.49 においてインバータの変換比  $K_{INV} = 5$ , インバータの内部抵抗  $R_{inv} = 0.4 [\Omega]$  とした. 実験とシミュレーションはほぼ一致した. 図 3.24 のバイポーラトランジスタを用いた場合と比較して速い応答が得られている.

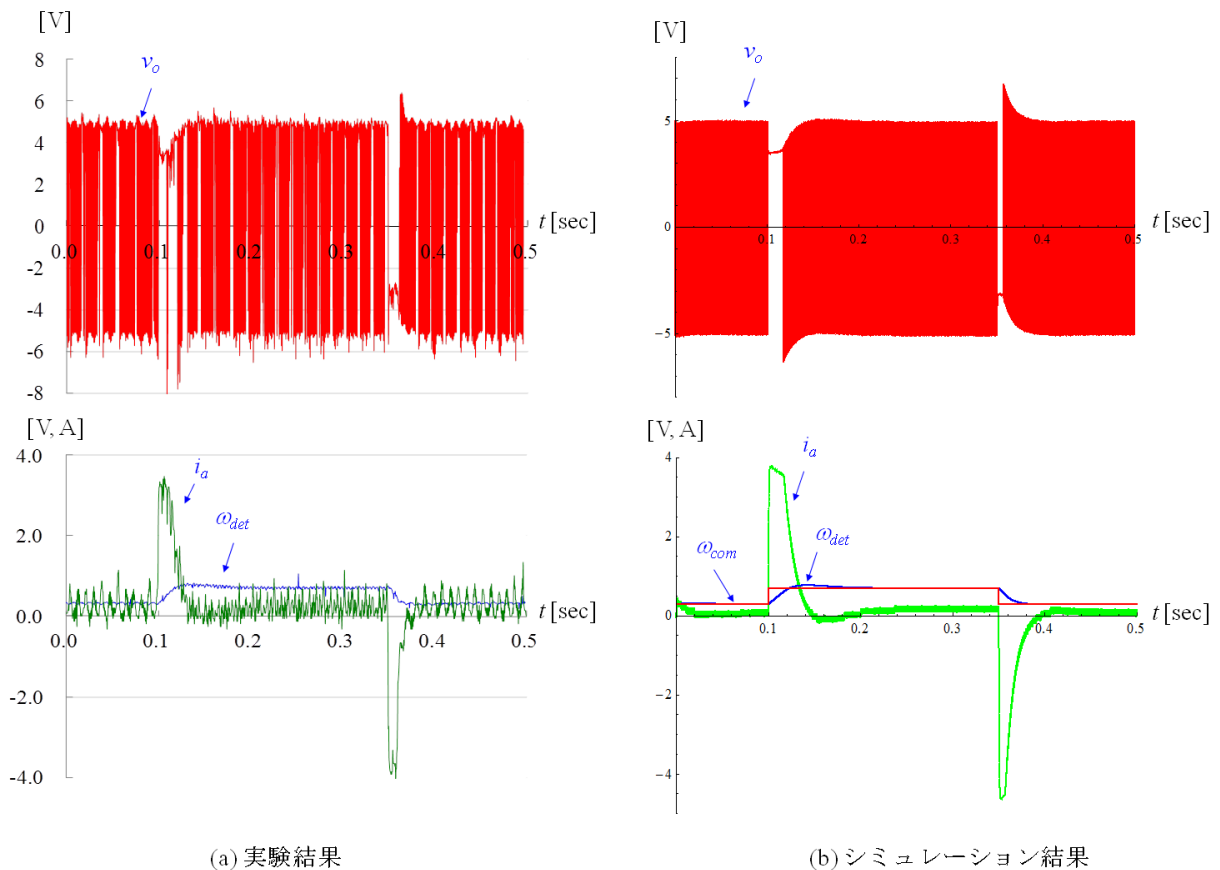
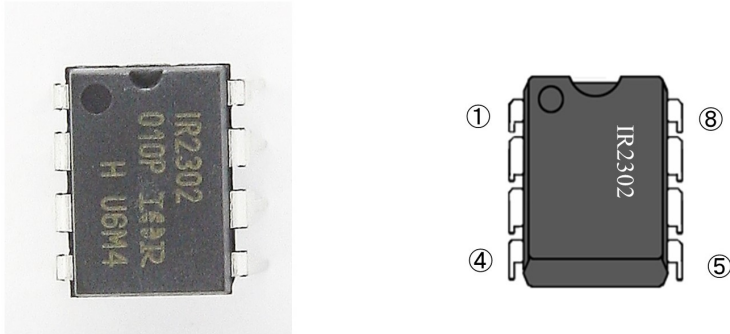


図 3.40: 実験結果とシミュレーション結果の対比 (インバータの改良 (フォトカプラと MOS FET))

図 3.40 はインバータの出力電圧  $v_o$ , 出力電流  $i_o$  の実験結果とシミュレーション結果を示す. 加減速時の  $i_o$  はシミュレーションの方が大きめとなっているが, ほぼ同様の波形が得られた.

### 3.3 インバータ回路の改良 - ドライバIC(IR2302)の利用

#### 3.3.1 回路構成



(a) ハーフブリッジドライバ IR2302 (b) ハーフブリッジドライバの立体図

図 3.41: ハーフブリッジドライバ IC (IR2302)

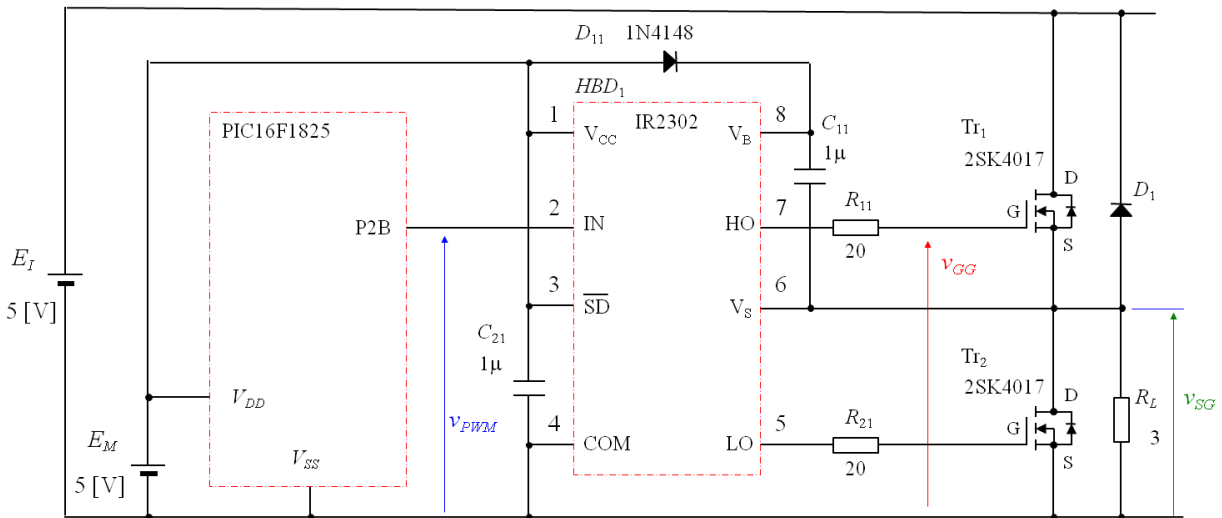


図 3.42: IR2302 による上側トランジスタの駆動実験回路

ゲートドライブ用に開発された専用ICがある。図 3.41 はハーフブリッジドライバ IC (IR2302) の外観と立体図である。これは 1 つの IC でアームの上下 2 個の MOS FET を駆動できる。この IC によるゲートドライブ回路を図 3.42 に示す。1～5 番ピンは制御電源  $E_M$  と同じレベルの電位となり、6～8 番ピンはアームの上側のレベルの電位、すなわちインバータ電源  $E_I$  の電位となる。ネットからダウンロードできる IR2302 のデータシー

トによれば、6～8番ピンとCOM端子との間には+600 [V]の電圧を印加しても大丈夫である。本稿ではインバータの電源電圧  $V_{E_I} = 5$  [V] で実験を進めるが、このままの回路で  $Tr_1$ ,  $Tr_2$ ,  $D_1$ ,  $D_{11}$  の耐圧まで  $V_{E_I}$  を上げることができる。なお、高圧側のコンデンサ  $C_{11}$  への充電はダイオード  $D_{11}$  を通して図 3.29 と同じ動作原理で行える。

2番ピンにはマイコンのPWM制御の出力（この例ではP2B）をそのまま接続できる。IR2302は  $V_{CC} = 5 \sim 20$  [V] で動作可能であり、+5 [V] の制御信号により駆動できる。

この専用ICは540 [ns]のデッドタイムを内部で自動生成する機能を持っている。従って、前節までのようにマイコンのプログラムでデッドタイムを設定する必要がない。

### 3.3.2 ターンオン・オフ特性—IR2302によるアームの上側の2SK4017の駆動—

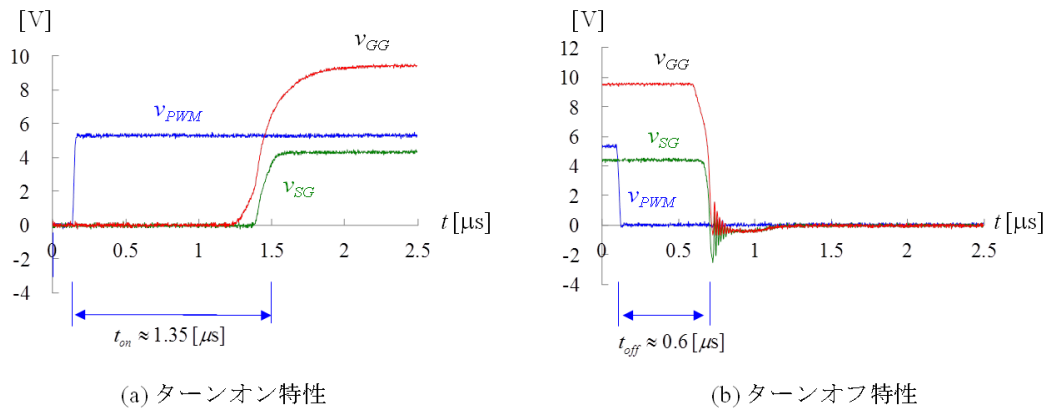


図 3.43: トランジスタのターンオン・オフ特性測定結果 (IR2302によるアーム上側の2SK4017の駆動)

図 3.43 は図 3.42 によるターンオン・オフ特性の測定結果である。ターンオン時には、マイコンのPWM制御電圧  $v_{PWM}$  が立ち上がってから上側のトランジスタのゲート・グラウンド間電圧  $v_{GG}$  が立ち上がるまでに  $1[\mu s]$  以上の遅れがある。これにはIR2302内部の信号伝播の遅延時間とデッドタイムが含まれている。マイコンから見ればターンオン時間  $t_{on} \approx 1.35 [\mu s]$  である。ターンオフ時には信号伝播の遅延時間が含まれ、 $t_{off} \approx 0.6 [\mu s]$  である。

### 3.3.3 ターンオン・オフ特性—IR2302によるアームの下側の2SK4017の駆動—

図 3.44 はアーム下側のトランジスタ  $Tr_2$  のターンオン・オフ特性測定回路である。図 3.42 のアーム上側の  $Tr_1$  の測定回路との違いは、負荷抵抗  $R_L$  と環流ダイオード  $D_2$  の

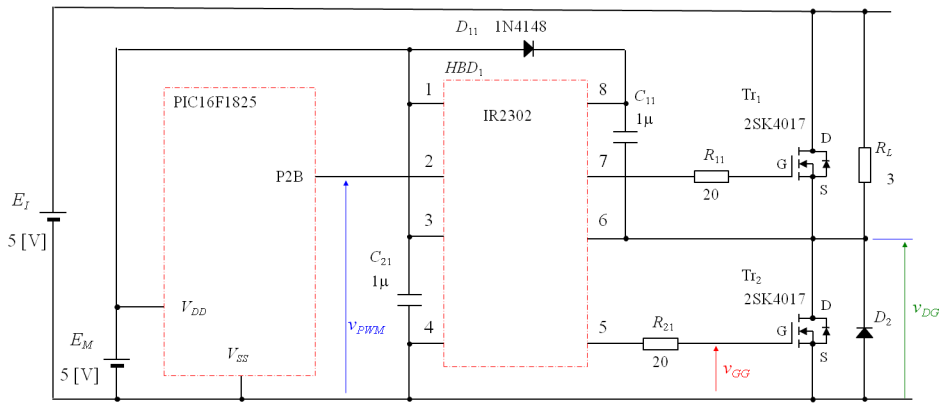
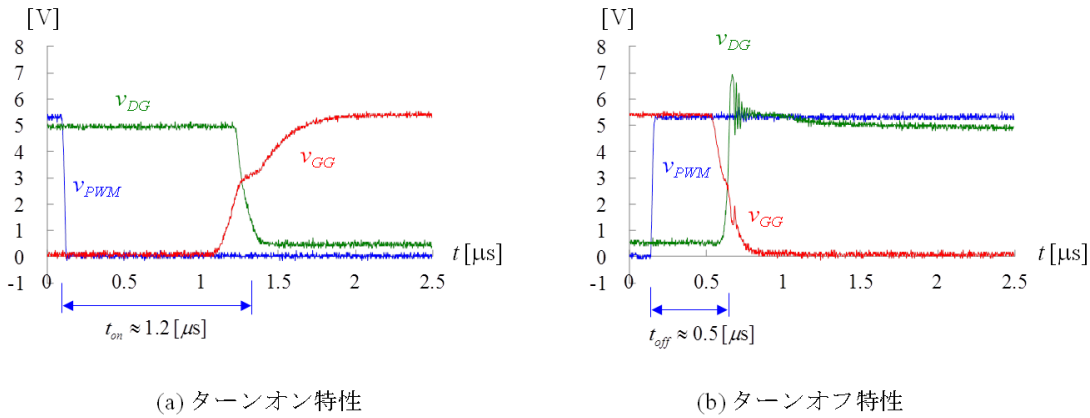


図 3.44: IR2302 による下側トランジスタの駆動実験回路



(a) ターンオン特性

(b) ターンオフ特性

図 3.45: トランジスタのターンオン・オフ特性測定結果 (IR2302 によるアーム下側の 2SK4017 の駆動)

接続位置だけである。図 3.45 は測定結果である。  $t_{on} \approx 1.2 [\mu s]$  であり、  $t_{off} \approx 0.5 [\mu s]$  である。

### 3.3.4 DC モータの回転数制御実験

図 3.46 は IR2302 を用いたインバータの改良案を示す。トランジスタ  $Tr_1$ ,  $Tr_2$  をハーフブリッジドライバ  $HBD_1$  で駆動し、  $Tr_3$ ,  $Tr_4$  には同様のゲート駆動回路を設けてある。IR2302 の高圧側はダイオード  $D_{11}$ ,  $D_{31}$  を通して充電している。アーム短絡を防止するためのデッドタイムを設ける必要がなく、図 1.101, 1.102 の DC\_Motor\_Cont プログラムをそのまま用いれば良い。

図 3.47 は IR2302 を用いたインバータの改良案の実験回路である。また、図 3.48 はそ

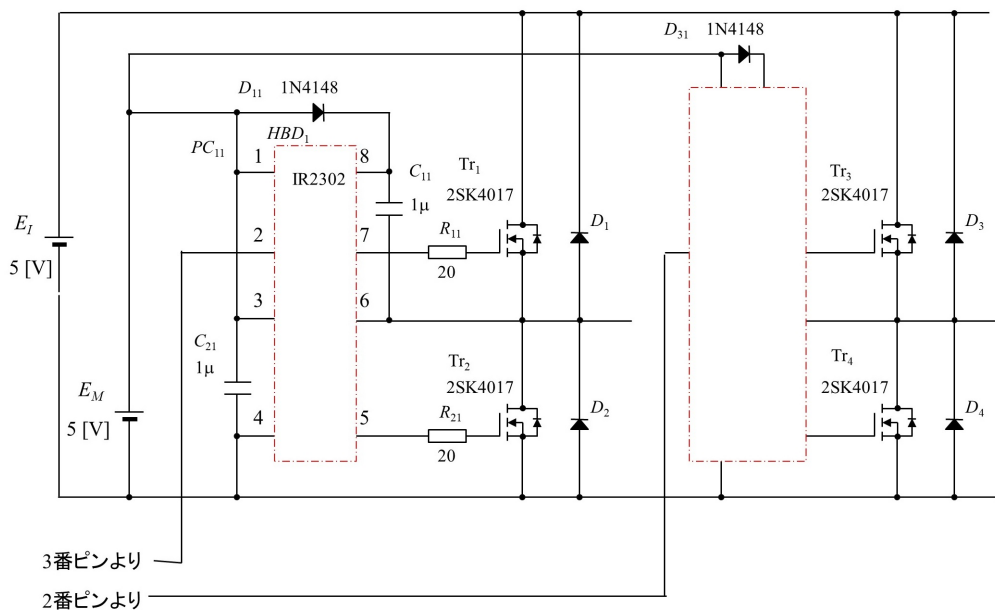


図 3.46: インバータ回路の改良案 3 (IR2302 と MOS FET)

の立体配線図であり、1アーム分の抜粋を示す。この回路構成のままでインバータの電源電圧  $V_{E_I}$  はトランジスタ  $Tr_1 \sim Tr_4$ 、ダイオード  $D_1 \sim D_4$  および  $D_{11}, D_{31}$  が耐えられる電圧にまで上げることができる。新たに用いた部品と入手先(2012年7月時点)を表 3.3 に示す。

表 3.3: 部品表 (IR2302)

品名	型式	個数	単価	値段	入手先の例
ハーフブリッジドライバ	IR2302(4個から)	4	320	1280	チップワンストップ
			総計	1280 円	

2SK4017 をアームの上下に用いた場合の出力電流対出力電圧特性は図 3.37 の結果と変わらない。

図 3.49 は図 3.47 の IR2302 と MOS FET を用いた実験回路により DC モータを駆動した場合の回転数の応答特性を示す。比例ゲイン  $K_p = 8$ 、積分ゲイン  $K_i = 250$  の場合である。図 3.39 の応答特性とほとんど同じ特性が得られた。



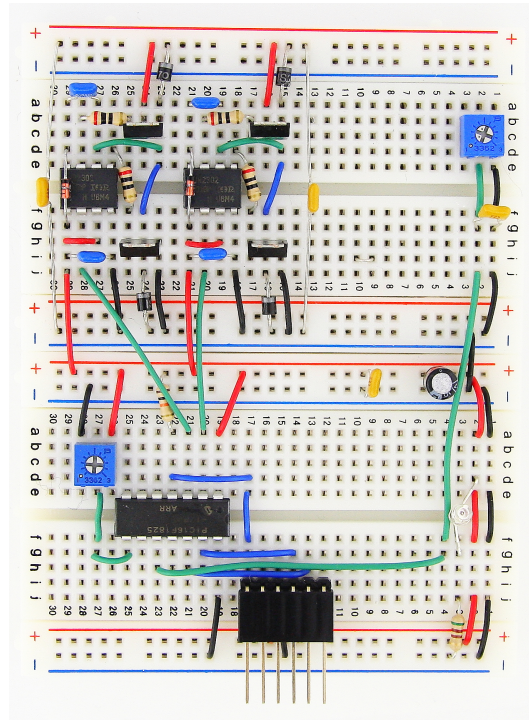


図 3.47: インバータ回路の改良案3 (IR2302 と MOS FET) (実験回路)

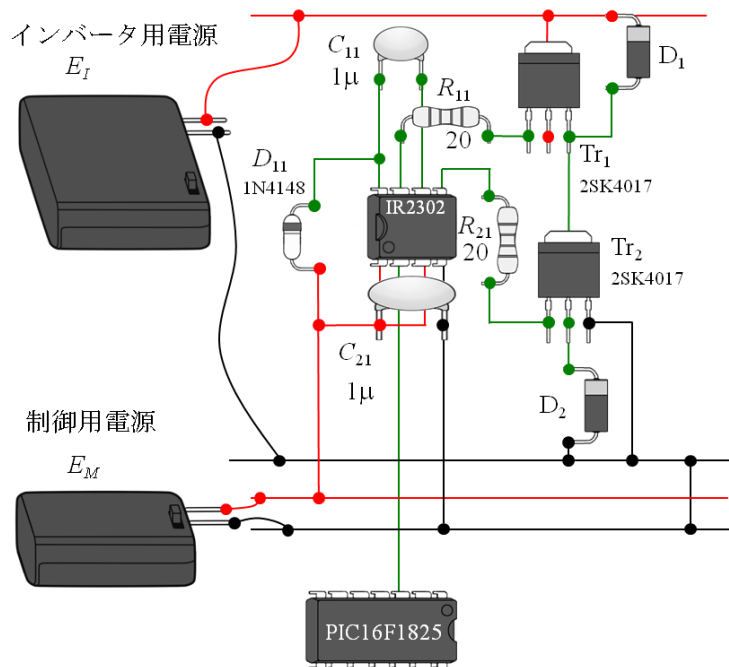


図 3.48: インバータ回路の改良案3 (IR2302 と MOS FET) (立体配線図 (抜粋))

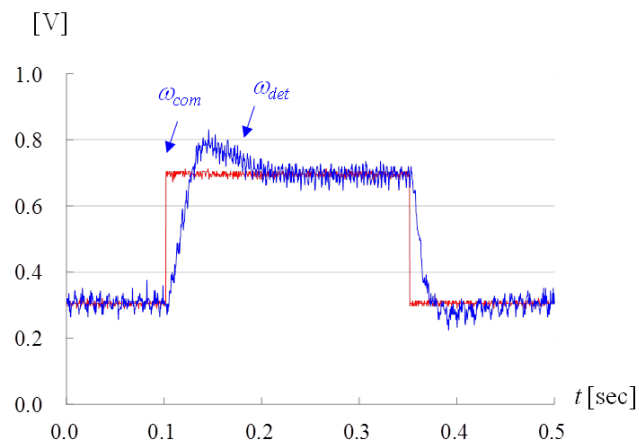


図 3.49: 回転数の応答特性 ( $K_p = 8, K_i = 250$ ) (IR2302 と MOS FET)

## 参考文献

- [1] 山口，有住，田中，犬石「半導体工学」オーム社，1975.
- [2] 古橋武「[パワーエレクトロニクスノート](#)」コロナ社，2008.

## 索引

CCPx CONTROL REGISTER, 13

Dead-Band Delay, 13

DIP, 19

Drain, 19

Gate, 19

MOS FET, 19

PWMxCON レジスタ, 14

Source, 19

アーム短絡, 5, 13

遅れ時間, 4

下降時間, 4

環流, 6

環流ダイオード, 6

ゲート, 19

ソース, 19

立上り時間, 4

ターンオフ特性, 4

ターンオン時間, 4

ターンオン特性, 4

ターンオフ時間, 4

蓄積時間, 4

デッドタイム, 13

ドレイン, 19

パワー MOS FET, 19

フォトカプラ, 19

ハーフブリッジドライバ, 28

2012年8月

2021年2月改訂

著者

古橋 武

名古屋大学名誉教授・工学博士

本稿の内容は、著作権法上で認められている例外を除き、著者の許可なく複写することはできません。