

## ECN3067 アプリケーションノート

### 1. 概要

ECN3067は、IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)を6個内蔵したワンチップ三相ブリッジICです。

AC200~230V対応の三相インダクションモータ、DCブラシレスモータ等の可変速制御用に最適です。出力140Wクラスまでのモータを駆動することが可能です。

図1に回路ブロック(ブートストラップ駆動の場合)を示します。

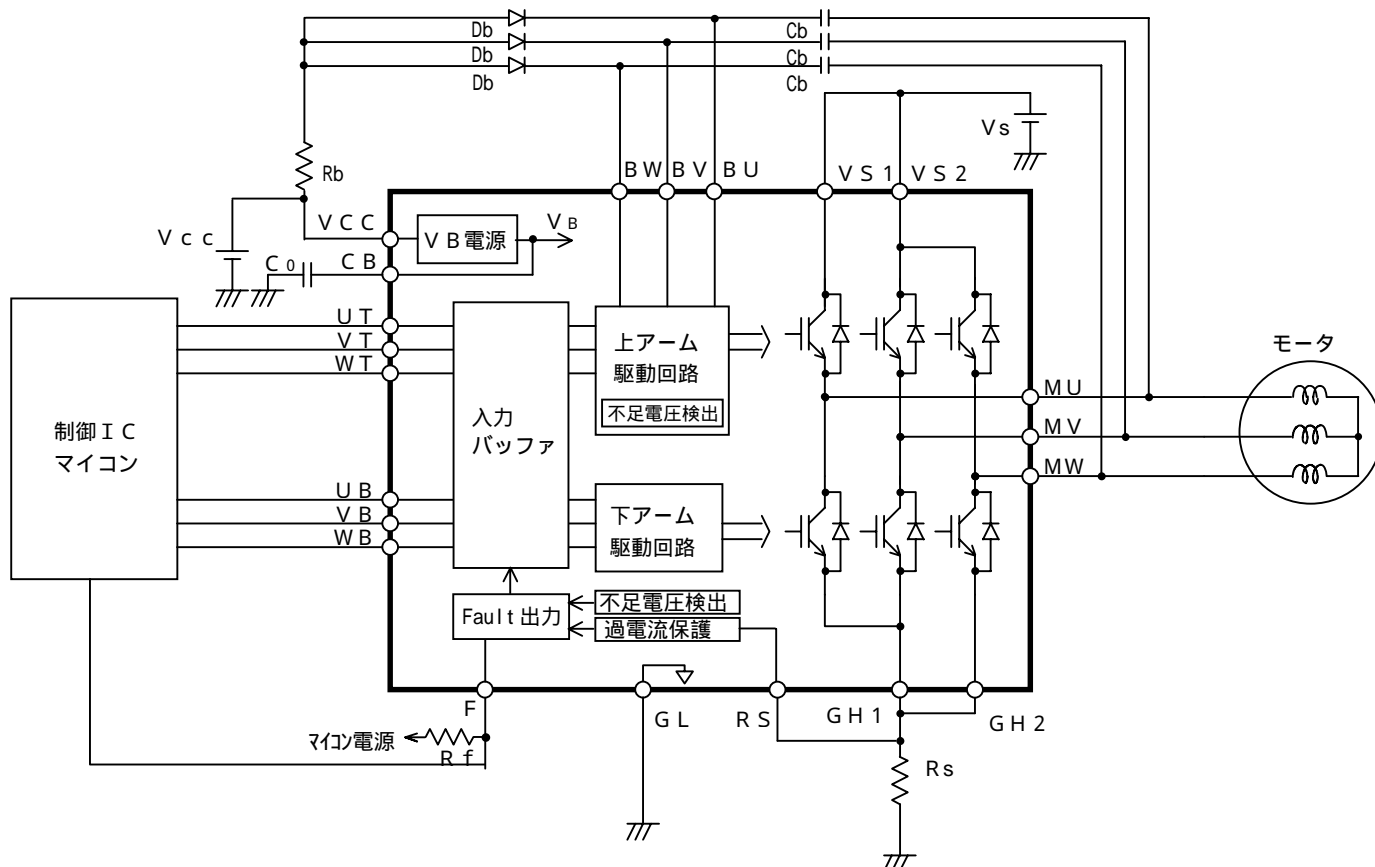


図 1 . 回路ブロック (ブートストラップ電源駆動時)

### 2. 端子機能および等価回路

#### (1) UT, VT, WT, UB, VB, WB 端子

- ・ 上アーム素子入力(添字Tで表示)3個、下アーム素子入力(添字Bで表示)3個の計6個の入力端子を持っています。UB,VB,WBがそれぞれ下アーム素子のU,V,W相入力、UT,VT,WTがそれぞれ上アーム素子のU,V,W相入力です。
- ・ 6個の入力端子は、5V CMOSまたはLSTTLレベルで駆動できます。
- ・ 入力論理は、負論理となっており、入力電圧がローレベルのとき対応する外付け出力素子がオン駆動されます。
- ・ 6個の入力端子は、IC内部でプルアップ(200k typ.)されています。プルアップ電圧は、内部電源VB=7.5V(typ.)です。
- ・ ECN3067をマイコン直結で使用される場合、マイコン出力ポートの耐圧およびラッチアップ防止のため、6個の入力端子に図2のプルアップ抵抗RHが必要です。

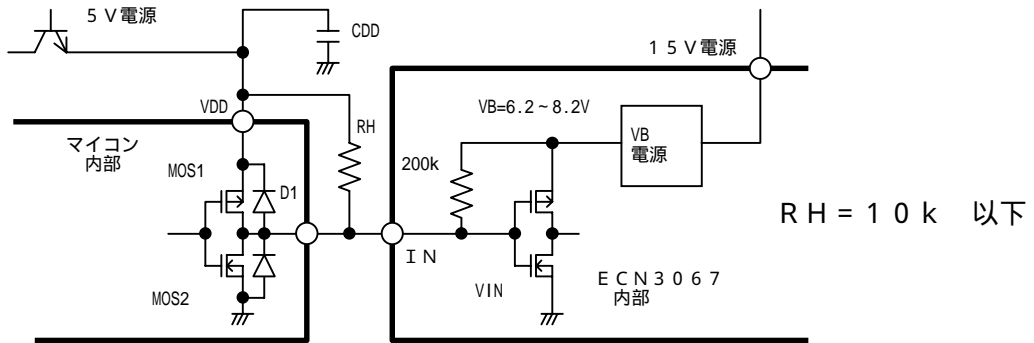


図 2 . マイコン直結の場合の入力端子プルアップ

### ・デッドタイム

本ICの出力素子は、IGBTのトータムポール構成となっています。同相の上下アームが同時オンした場合ICが破壊します。これを防止するため同時オンを禁止する回路が内蔵されています。（製品仕様書の真理値表を参照下さい。）ただし、この回路は入力論理ベースでのみ作用し、出力遅延時間まで含めたものではありません。従って、同相上アーム（下アーム）オフから同相下アーム（上アーム）オンへ出力制御を移行する場合、同時オンのタイミングがないようデッドタイムを設定する必要があります。図3にTdOFFの定義とデッドタイム設定例を示します。

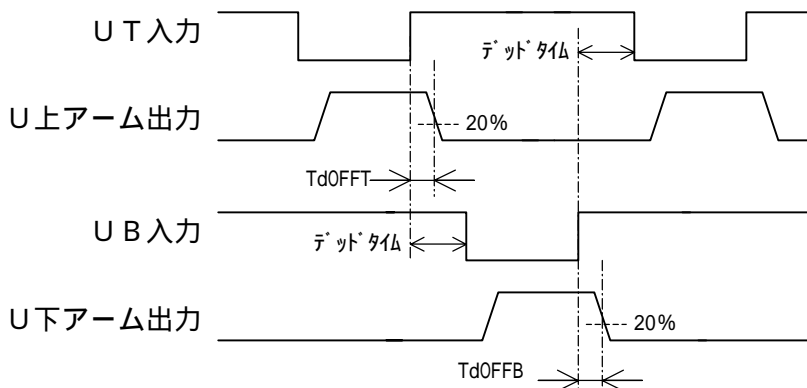


図 3 . TdOFFの定義とデッドタイム設定例

同相上アームから下アームへの切り換えは、上アームターンオフ遅延時間(TdOFFT)以上、同相下アームから上アームへの切り換えは、下アームターンオフ遅延時間(TdOFFB)以上のデッドタイムが必要です。

また、TdON/OFFは温度特性（図4参照）を持ちますので本特性を考慮してデッドタイムを設定して下さい。

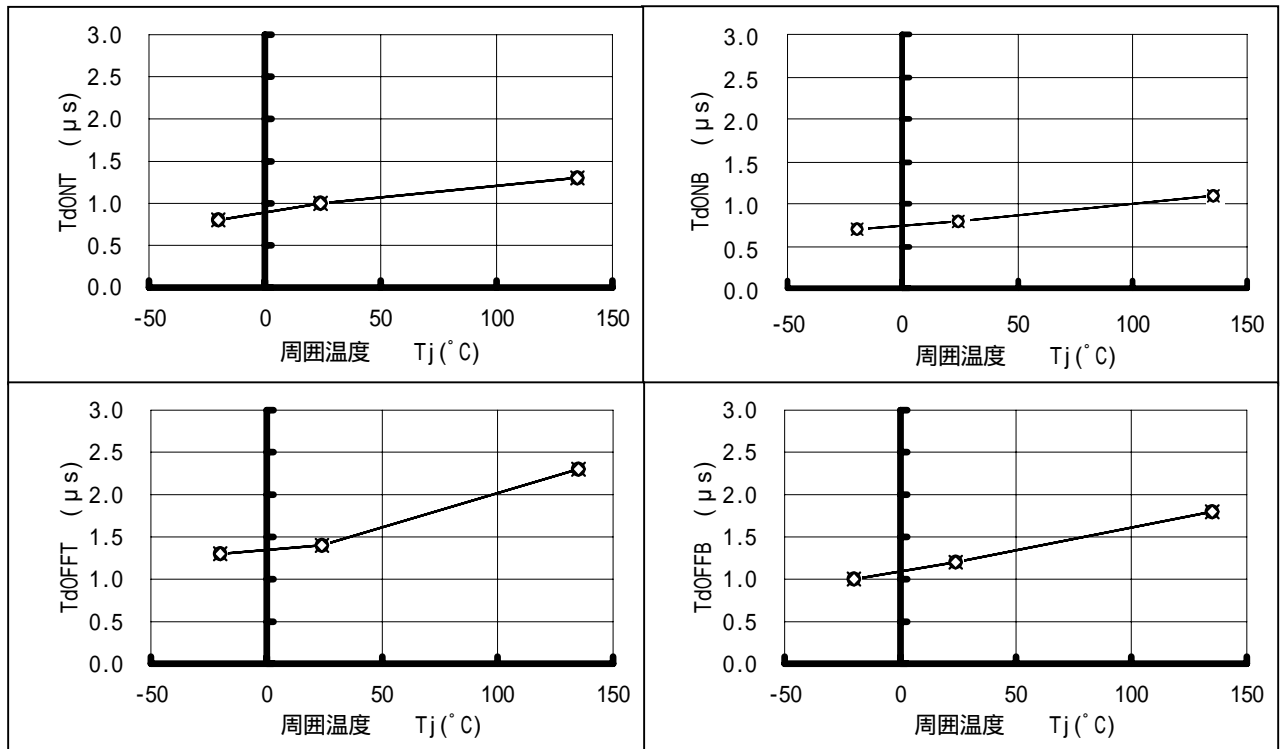


図 4 . T d O N / O F F の温度特性 ( 代表例 )

・ レベルシフト回路

上アーム制御回路は、【 I G B T の出力電圧 + 制御電圧 V c c 】のフローティング電圧で動作します。レベルシフト回路は、G N D レベルを基準とした入力信号をフローティング電位となる各相出力電圧 ( M U , M V , M W 端子 ) を基準とした上アーム駆動信号に変換します。I C 内部では、レベルシフト回路の消費電流を減らすために、上アーム入力信号のエッジトリガによるラッチ回路構成となっています。

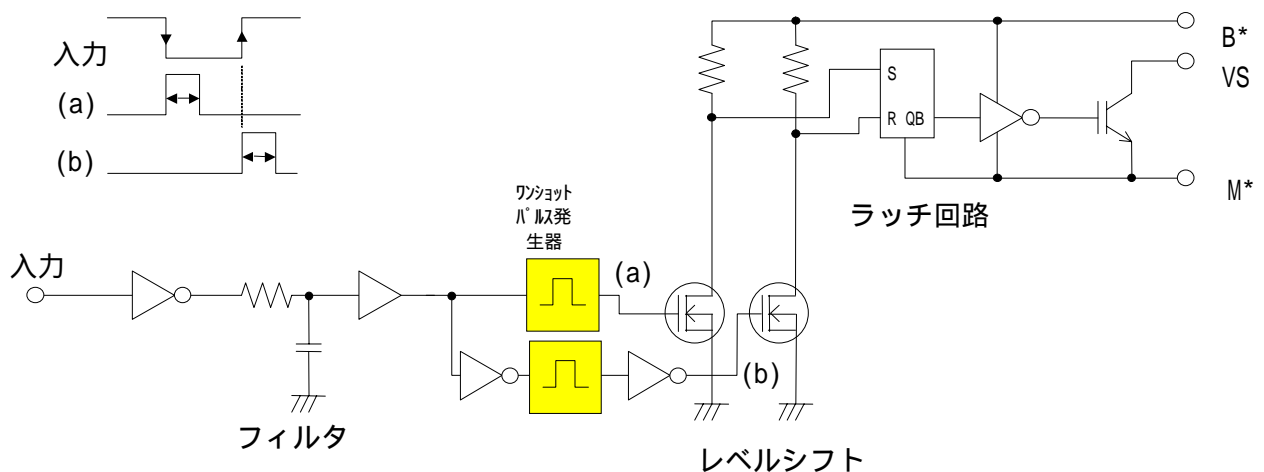


図 5 . 上アーム駆動回路の構成

## (2) VS1, VS2 端子

出力 IGBT の電源端子です。IC ピンの近傍で VS1 と VS2 の端子を接続して下さい。  
一方の端子がオープンの場合、IC が破壊する可能性があります。

## (3) BU, BV, BW 端子

上アーム駆動用電源端子です。

## ・上アーム不足電圧検出機能

BU - MU, BV - MV, BW - MW 間電圧が上アーム不足電圧検出レベル (11.4 V typ.) よりも低下すると、該当相の上アーム IGBT を強制的にオフします。この場合、Fault 出力は影響を受けません。

本動作により上アームがオフすると、電源が回復しても自動復帰せず、オン信号が入力されていても IGBT がオンすることはありません。これは、2 項 (1) レベルシフト回路で述べたラッチ機能によるものです。

上アームをオンする場合は、入力信号を一旦オフモード (H レベル入力) として再びオン信号 (L レベル入力) を入力すると IGBT はオンします。

## ・上アーム制御回路の電源について

内蔵 IGBT は、一相当たり 2 個がトータムポール構成に接続されます。IGBT をオンにするためには、ゲート電圧をスレッシュホールド電圧  $V_{TH}$  (約 5 V) より大きな電圧で駆動する必要があります。下アームの IGBT は、エミッタがグランド電位に固定されていますので、ゲートは  $V_{cc}$  電圧で駆動します。一方上アーム IGBT は、オンした場合エミッタ電位が高圧側電位  $V_s$  近くまで上昇しますので、そのゲートを  $V_s$  より高い電圧で駆動する必要があります。この駆動法として、フローティング電源駆動とブートストラップ駆動があります。

## (a) フローティング電源駆動

図 6 にフローティング電源駆動の場合の回路ブロックを示します。

図における  $V_{fu}$ 、 $V_{fv}$ 、 $V_{fw}$  の 3 個の電源がフローティング電源です。

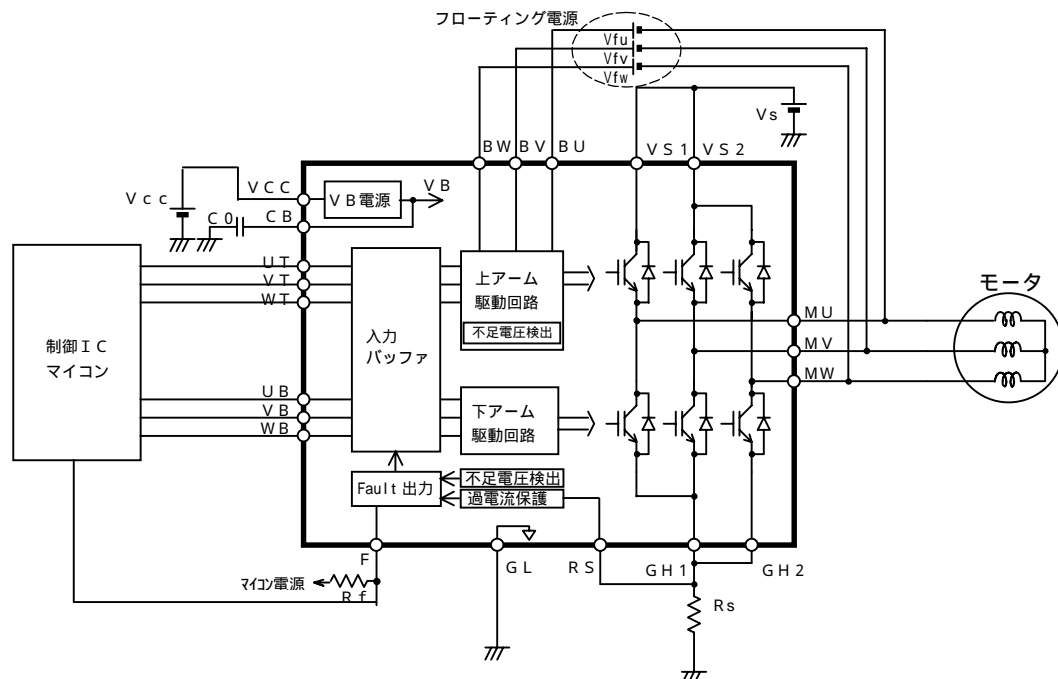


図 6 . フローティング電源駆動時の回路ブロック

## (b) ブートストラップ電源駆動

図1の回路ブロックがブートストラップ電源駆動です。

上アーム駆動電源として、外部コンデンサCbを使い、このコンデンサの-側端子をIGBTのエミッタにつなぎVsより高い電位を得るものです。

コンデンサCbへの充電は、制御電源VccからダイオードDbを介して、出力端子電位がGNDまで低下した時に行われます。この条件は、下アームIGBTがオンした場合と、上アームIGBTが一旦オンしてモータ電流が流れ、これを上アームIGBTによってオフした際に生じます。

これ以外の条件にて、ブートストラップ動作が行われない場合は、Cbの電荷は上アーム制御回路のスタンバイ電流ISB(15μA typ.)によって定常的に消費されます。また、上アームをオン/オフする場合のIGBTゲート容量チャージと制御回路における内部ロジックのオン/オフ動作によっても消費されますが、上記で述べたとおりモータ電流が流れている際の上アームのオフ時において、ブートストラップ動作が発生するため、これは問題となりません。

ブートストラップ動作をしない状態が続くと、上アーム電源が低下し、不足電圧保護により上アームIGBTが自動的にオフとなります。(詳細は4項(2)を参照下さい。)

本駆動法はコスト的にフローティング電源駆動より有利ですが、上アーム回路を駆動するために動作の初期にコンデンサの充電を行う必要があります。また、コンデンサCbの値により、上アームIGBTのオン持続時間に影響がでます。特にPWMのキャリア周波数が低い場合は、注意が必要です。

## (4) MU, MV, MW端子

モータの巻線に接続する出力端子です。6個のIGBTと還流ダイオードで三相ブリッジを構成しています。

## (5) F端子

- ・Fault出力端子です。N-MOSのオープンドレイン構成となっており、外部抵抗Rfを経由してCBまたは5Vにプルアップして下さい(図7参照)。Rfは、5.6k ±20%として下さい。出力スイッチング等の影響によりFault出力信号にノイズが重畳される場合は、数百pFを目安にF-GL間にコンデンサを挿入して下さい。
- ・ホトカプラを接続する場合は、図8に示す様にCB-Fault間に接続して下さい。端子出力電流は5mA(typ.)とし、約1kの制限抵抗Rfcを接続します。
- ・Fault出力がLレベルまたは、Hレベル(ハイインピーダンス)になる条件の内、過電流検出機能は2項(6)VCC端子、下アーム不足電圧検出機能は2項(7)RS端子を参照して下さい。

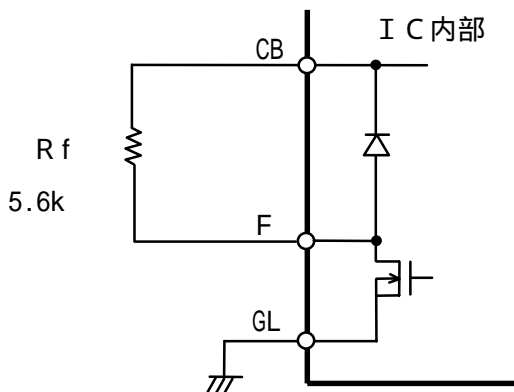


図7. Fault端子にプルアップ抵抗を接続する場合

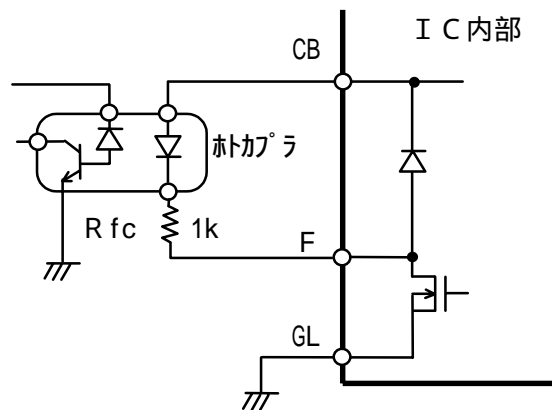


図8. Fault端子にホトカプラを接続する場合

## (6) VCC 端子

- ・上アーム、下アーム駆動回路、レベルシフト回路等に用いられる高圧素子 ( I G B T , 高圧 C M O S ) を駆動する電源端子です。また、内部 V B 電源を生成します。
- ・ V c c の電源容量は、スタンバイ電流 I c c に C B 端子から取り出す電流を加算し、マージンを見て設定して下さい。
- ・ V c c が下アーム不足電圧検出レベル ( 1 1 . 4 V t y p . ) よりも低下すると全アームの出力電圧をオフ制御とし、同時に F a u l t 出力端子を L とします。再び V c c 電圧が下アーム不足電圧検出レベルを超えて上昇すると、 F a u l t 出力端子は、 H レベル ( ハイインピーダンス ) に復帰します。

## (7) RS 端子

- ・過電流検出信号入力端子です。 G H 1 , G H 2 に共通接続する R s シャント抵抗の電圧を R S 端子に入力することにより過電流状態を検出します。 R S 端子電圧が I C 内部の電流制限用基準電圧 V r e f ( 0 . 5 V t y p . ) を越えると、全アームの出力電圧をオフ制御とし、同時に F a u l t 出力端子を L とします。 F a u l t 出力は、リセット動作を行うまで L レベルに固定されます。
- ・リセット動作を行うと、 F a u l t 出力は H レベル ( ハイインピーダンス ) に復帰します。
- ・リセットは、 6 個の上下アーム入力端子を全て H レベルとして下さい。なお H レベルは、 F a u l t リセット遅延時間 t f l r s の期間以上を入力して下さい。
- ・なお、 V c c 電源の再投入 ( 下アーム不足電圧検出動作の実施 ) によってもリセット動作が可能ですが、 4 項 ( 1 ) 電源シーケンスの制約がありますので、推奨は致しません。
- ・制限電流値 I o は、  $I o = V r e f / R s$  ( R s は、外付け抵抗 ) で求められます。 R S 端子内部には、約 0 . 4  $\mu$  s のフィルタを内蔵しています ( 図 9 参照 ) 。ただし、ノイズによって過電流検出機能が誤動作する場合は、 R 1 , C 1 による外部フィルタを追加して下さい。ただしフィルタ時定数 R 1 , C 1 をあまり大きく選びますと、過電流検出信号の検出遅れが生じますから、ご注意下さい。

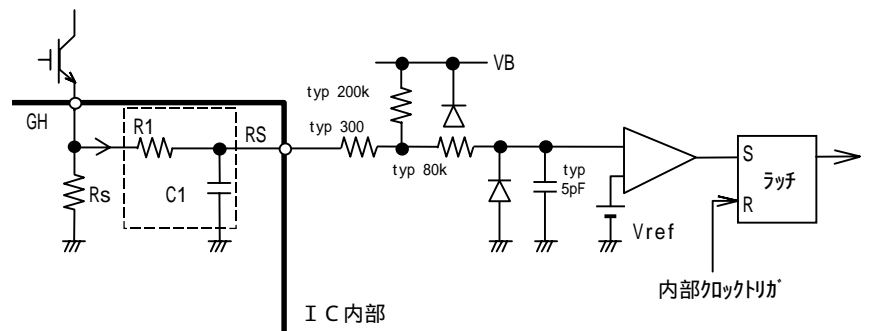


図 9 . R S 端子の等価回路

#### (8) C B 端子

- ・内部V B 電源の出力端子です。V B 電源で、入力バッファ、下アーム検出、F a u l t ロジック等の回路を駆動します。この内部電源7.5V ( t y p . ) はV c c 電源より生成されます。
- ・C B 端子には、発振防止用コンデンサC o を接続して下さい。容量は0.22  $\mu$ F を推奨します。
- ・C B 端子に外部回路等を接続する場合、電源の安定化を目的としてコンデンサを追加する場合は、数  $\mu$ F 程度にとどめて下さい。C o が大きいと電源シーケンス等の過渡時において、I C 内部V B 電源の動作に遅延が生じ、I C 出力が誤動作する場合があります。やむを得ず大きなコンデンサを追加する場合は、V B 電源が十分安定した後で入力を与えるようにして下さい。
- ・V B 出力電流は、I B 規格50mA を越えないようにして下さい。V B 出力電流が大きいと、電源シーケンス等におけるV c c の立ち上がり立ち下がりにおいて、V c c と内部V B 電源に差が生じ、内部ロジック回路の誤動作が発生する場合があります。V B 出力電流が大きくなる場合は、V B 電源が十分安定している状態で入力をコントロールするようにして下さい。

#### (9) G L 端子

V c c 系、V B 電源系のG N D 端子です。

#### (10) G H 1 , G H 2 端子

- ・G H 1、G H 2 端子は下アームI G B T のエミッタに接続されています。シャント抵抗R s を接続し過電流検出を行います。G H 1 とG H 2 はI C ピンの近傍で共通接続して下さい。この配線が長いと、マイナスサージ電圧が発生しやすくなり、I C が破壊したり、発熱を起こしたりする原因となります(2.(5)項参照)。
- ・G H 1、G H 2 端子へのR S 端子の配線接続は、配線パターンにより相毎の過電流検出レベルが不均衡となる場合があります。これは、R s 抵抗端とG H 1、G H 2 端間の配線抵抗成分の不均衡によることが原因です。

### 3. 消費電力について

#### (1) 消費電力の概略

本ICの消費電力は、下記のように大別されます。

- 1) 出力IGBT及び還流ダイオード通流時の電力損(定常損失)
- 2) 出力IGBT及び還流ダイオードにおけるスイッチング損失
- 3) 制御回路系における電力損

特に、1)、2)項の損失は出力電流の大きさに比例して大きくなります。

#### (2) 消費電力の計算式

本ICの消費電力の内、出力段での電力損が支配的であることから、モータの駆動方法により、ICの消費電力が異なります。ここでは、DCブラシレスモータを駆動する場合に一般的に用いられる120度通電角制御方式と、インダクションモータを駆動する場合に一般的な180度正弦波通電角制御方式における、ICの消費電力の計算例を述べます。

##### (a) 120度通電時(片アーム側PWMチョッピング)

120度通電 片アーム側PWMチョッピングの場合の計算式を下記に示します。

$$\text{総合IC消費電力 } P = P_{on} + P_t + P_{is} + P_{icc} \quad (W)$$

$$\text{出力定常損失 } P_{on} = P_{IGT} + P_{IGB} + P_{DT} \quad (W)$$

$$\text{上アーム IGBT 定常損失 } P_{IGT} = I \times V_{FT} \quad (W)$$

$$\text{下アーム IGBT 定常損失 } P_{IGB} = I \times V_{FB} \times D \quad (W)$$

$$\text{ダイオード定常損失 } P_{DT} = I \times V_{FDT} \times (1 - D) \quad (W)$$

D : PWM duty

I : モータ電流 (A) (図10参照)

$V_{FT}$  : 上アーム IGBT 出力電圧降下 (V)

$V_{FB}$  : 下アーム IGBT 出力電圧降下 (V)

$V_{FDT}$  : FWD 順電圧降下 (V)

$$\text{出力スイッチング損失 } P_t = (E_{on} + E_{off}) \times f_{pwm}$$

$E_{on}$  : オンスイッチング時の単位発生パワー (mJ/pulse)

$E_{off}$  : オフスイッチング時の単位発生パワー (mJ/pulse)

$f_{pwm}$  : PWM周波数 (Hz)

$$V_s \text{ 電源消費電力 (スタバ1時) } P_{is} = V_s \times I_s \quad (W)$$

$$V_{cc} \text{ 電源消費電力 (スタバ1時) } P_{icc} = V_{cc} \times I_{cc} \quad (W)$$

$V_s$  :  $V_s$  電源電圧 (V)

$V_{cc}$  :  $V_{cc}$  電源電圧 (V)

$I_s$  :  $V_s$  電源電流 (A)

$I_{cc}$  :  $V_{cc}$  電源電流 (A)

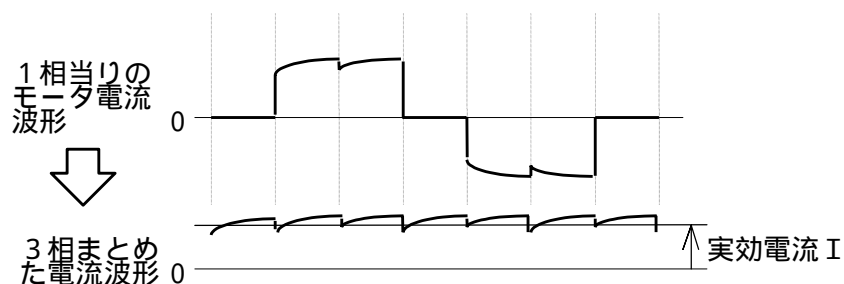


図 10 . 実効電流 I の定義



(b) 180度正弦波通電時（上下アームPWMチョッピング）

180度正弦波通電 上下アームPWMチョッピングの場合の計算式を下記に示します。

総合IC消費電力 P

$$= P(\text{sat})AV + P(\text{fwd})AV + P(\text{SW})AV + P(\text{R})AV + P_{\text{is}} + P_{\text{icc}}$$

$$\text{IGBT 定常損失 } P(\text{sat})AV = I_p \times V_{FB} \times \left( \frac{1}{8} + \frac{D}{3} \cos \theta \right) \times 6 \quad (\text{W})$$

$$\text{ダイオード定常損失 } P(\text{fwd})AV = I_p \times V_{FD} \times \left( \frac{1}{8} - \frac{D}{3} \cos \theta \right) \times 6 \quad (\text{W})$$

$$\text{IGBT スイッチング損失 } P(\text{SW})AV = E_{\text{SW}} \times f_{\text{pwm}} \times 6 \quad (\text{W})$$

$$\text{ダイオードリカバリ損失 } P(\text{R})AV = 1/8 \times (I_{\text{rr}} \times V_{\text{S}} \times t_{\text{rr}} \times f) \times 6 \quad (\text{W})$$

$$V_{\text{S}} \text{ 電源消費電力 (スタバイ時) } P_{\text{is}} = V_{\text{S}} \times I_{\text{S}} \quad (\text{W})$$

$$V_{\text{CC}} \text{ 電源消費電力 (スタバイ時) } P_{\text{icc}} = V_{\text{CC}} \times I_{\text{CC}} \quad (\text{W})$$

$I_p$ : ピーク電流 (A) (図11参照)

$E_{\text{sw}}$ :  $E_{\text{sw}} = E_{\text{on}} + E_{\text{off}}$ 。スイッチング時の単位発生パワー (mJ / pulse)

$\cos \theta$ : 力率

$D$ : PWMduty

$f_{\text{pwm}}$ : PWM周波数 (Hz)

$t_{\text{rr}}$ : ダイオードリカバリ時間 (s)

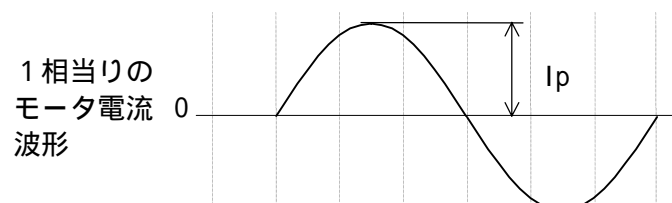
$I_{\text{rr}}$ : ダイオードリカバリ電流 (A)

$V_{\text{S}}$ :  $V_{\text{S}}$  電源電圧 (V)

$V_{\text{CC}}$ :  $V_{\text{CC}}$  電源電圧 (V)

$I_{\text{S}}$ :  $V_{\text{S}}$  電源電流 (A)

$I_{\text{CC}}$ :  $V_{\text{CC}}$  電源電流 (A)



$$\text{実効電流 } I = I_p / \sqrt{2}$$

図 11 . 実効出力電流 I の定義

## (3) 消費電力の計算例

## (a) 120度通電時(片アーム側PWMチョッピング)

図12に本ICの出力電流に対する消費電力の計算例を示します。また、表1にその計算条件を示します。なお、Eon, Eoffのデータは、図14、15に示します。

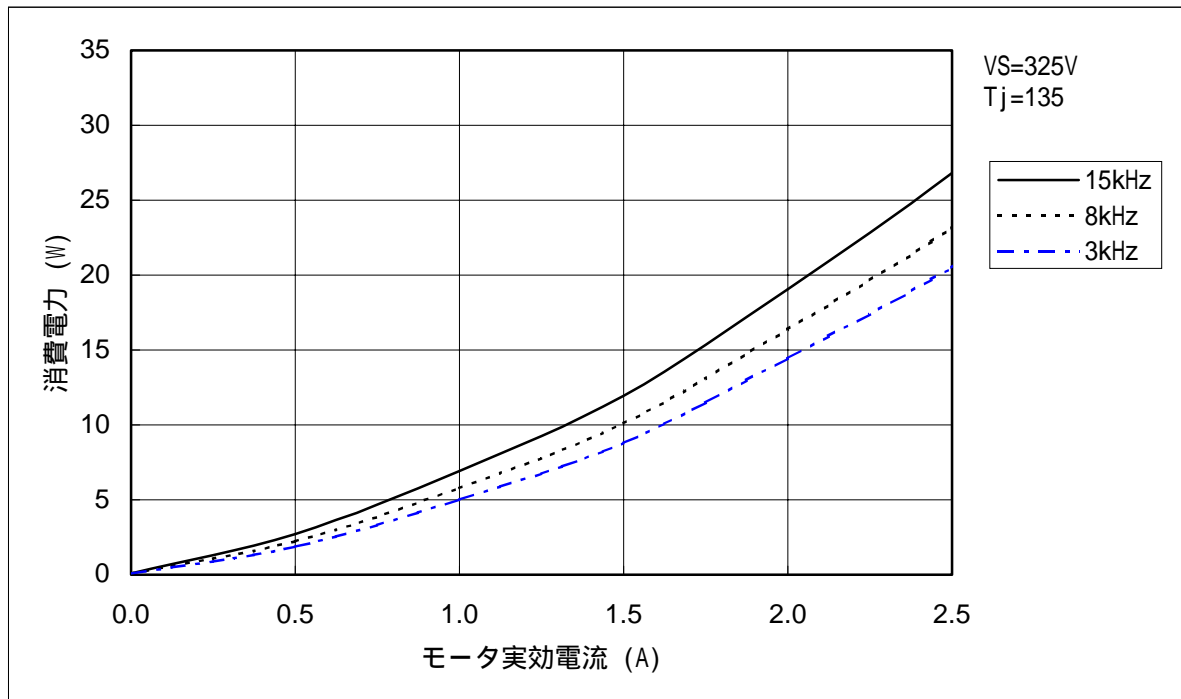


図12. 120度通電時(片アーム側PWMチョッピング)計算結果例

表1. 120度通電時(片アーム側PWMチョッピング) typical計算条件

No.	項目	記号	モータ実効電流 (A)			単位	備考
			0.5	1.0	1.5		
1	VS電源電圧	Vs	325	325	325	V	
2	出力電流	I	0.50	1.00	1.50	A	
3	接合温度	Tj	135	135	135		
4							
5	IGBT出力電圧降下	VFT,VFB	1.6	2.3	2.7	V	
6	ダイオード出力電圧降下	VFD	1.5	1.8	2.3	V	
7							
8							
9	PWM周波数	fpwm	3.0	3.0	3.0	kHz	
10	PWM duty	D	0.7	0.7	0.7	-	
11	スイッチング時の単位発生パワー	Eon	0.025	0.067	0.126	mJ/pulse	325V, 135
12	スイッチング時の単位発生パワー	Eoff	0.044	0.089	0.136	mJ/pulse	325V, 135
13	Vsスタバイ電流	Is	0.0	0.0	0.0	mA	
14	Vccスタバイ電流	Icc	7.0	7.0	7.0	mA	
15	上アームIGBT定常損失	PIGT	0.80	2.30	4.05	W	
16	下アームIGBT定常損失	PIGB	0.56	1.61	2.84		
17	ダイオード定常損失	PDT	0.23	0.54	1.04		
18	出力スイッチング損失	Pt	0.21	0.47	0.79	W	(Eon+Eoff) × Fpwm
19	Vs電源消費電力	Pis	0.00	0.00	0.00	W	
20	Vcc電源消費電力	Picc	0.11	0.11	0.11	W	
21	総合IC消費電力	P	1.91	5.03	8.83	W	

## (b) 180度正弦波通電時（上下アームPWMチョッピング）

図13に本ICの出力電流に対する消費電力の計算例を示します。また、表2にその計算条件を示します。なお、Eon, Eoffのデータは、図14、15に示します。

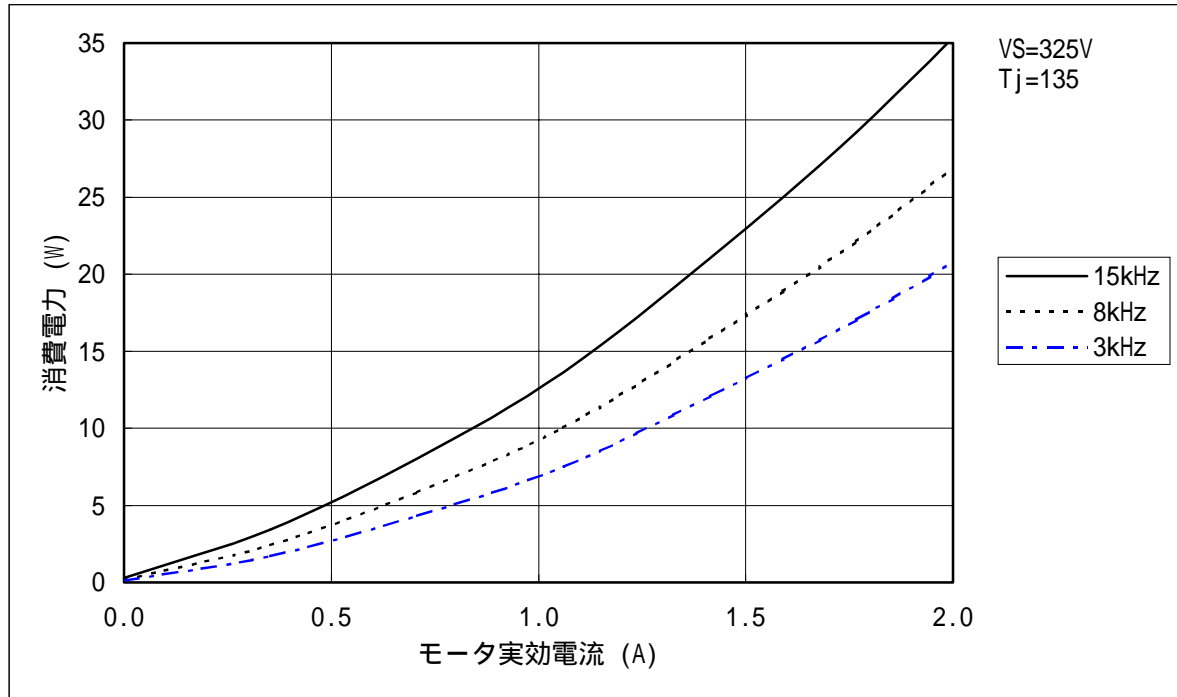


図 13 . 180度正弦波通電時（上下アームPWMチョッピング）

表 2 . 180度正弦波通電時（上下アームPWMチョッピング）typical計算条件

No.	項目	記号	モータ実効電流 (A)			単位	備考
			0.4	0.7	1.1		
1	VS 電源電圧	Vs	325	325	325	V	
2	出力ピーク電流	Ip	0.50	1.00	1.50	A	
3	接合温度	Tj	135	135	135		
4	力率	cosθ	0.95	0.95	0.95	-	
5	IGBT 出力電圧降下	VFT,VFB	1.6	2.3	2.7	V	
6	ダイオード出力電圧降下	VFD	1.5	1.8	2.3	V	
7	ダイオードリカバリ電流	irr	0.3	0.3	0.3	A	
8	ダイオードリカバリ時間	trr	0.15	0.15	0.15	μs	
9	PWM周波数	fpwm	3.0	3.0	3.0	kHz	
10	PWM duty	D	0.7	0.7	0.7	-	
11	スイッチング時の単位発生パワー	Eon	0.025	0.067	0.126	mJ/pulse	325V, 135
12	スイッチング時の単位発生パワー	Eoff	0.044	0.089	0.136	mJ/pulse	325V, 135
13	Vsスタバイ電流	Is	0.0	0.0	0.0	mA	
14	Vccスタバイ電流	Icc	7.0	7.0	7.0	mA	
15	IGBT 定常損失	P(sat)AV	0.94	2.70	4.75	W	
16	ダイオード 定常損失	P(fwd)AV	0.25	0.59	1.13	W	
17	IGBT スwitching 損失	P(SW)AV	0.40	0.90	1.50	W	
18	ダイオードリカバリ損失	P(R)AV	0.03	0.03	0.03	W	
19	Vs 電源消費電力	Pis	0.00	0.00	0.00	W	
20	Vcc 電源消費電力	Picc	0.11	0.11	0.11	W	
21	総合IC消費電力	P	1.72	4.32	7.52	W	

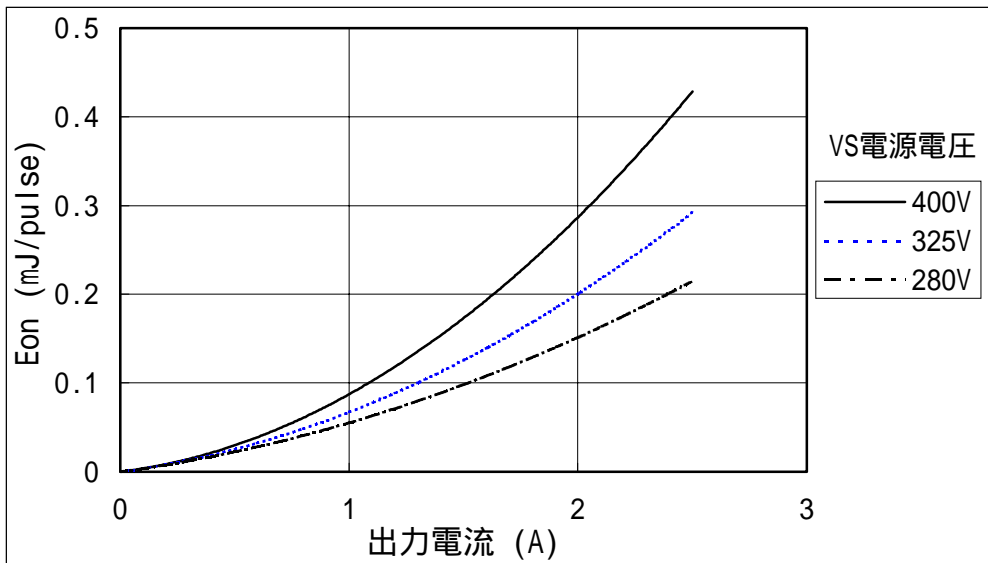


図 14 . Eon測定データ

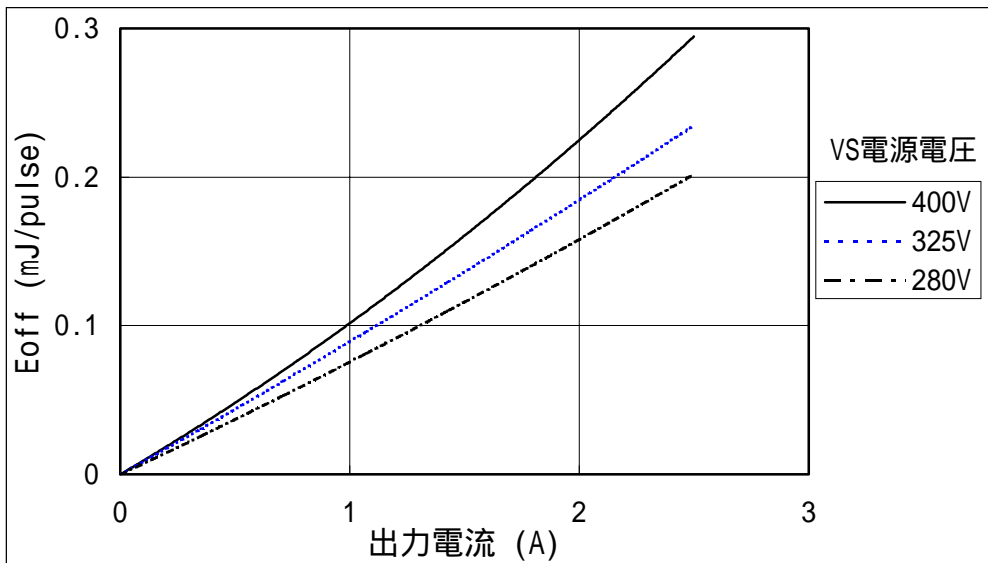


図 15 . Eoff測定データ

## (4) 許容ケース温度

以下に、各条件における許容ケース温度の算出例を示します。

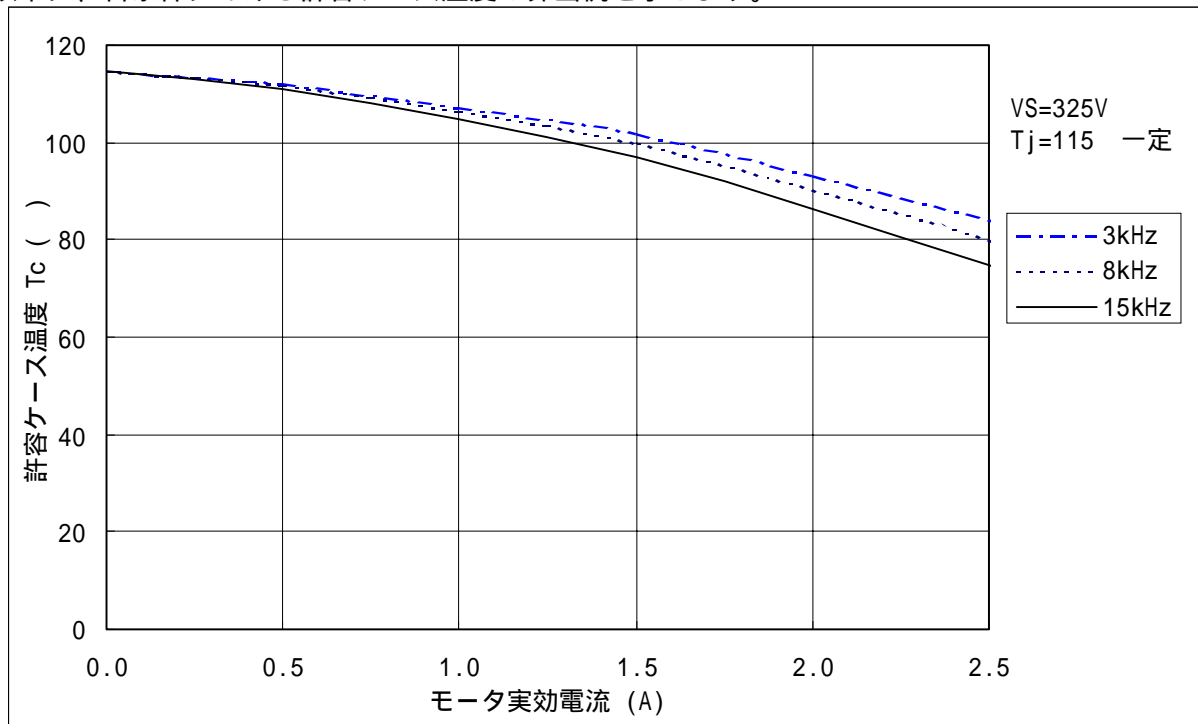


図 16 . 許容ケース温度 ( 120度通電 Tj=115 一定 )

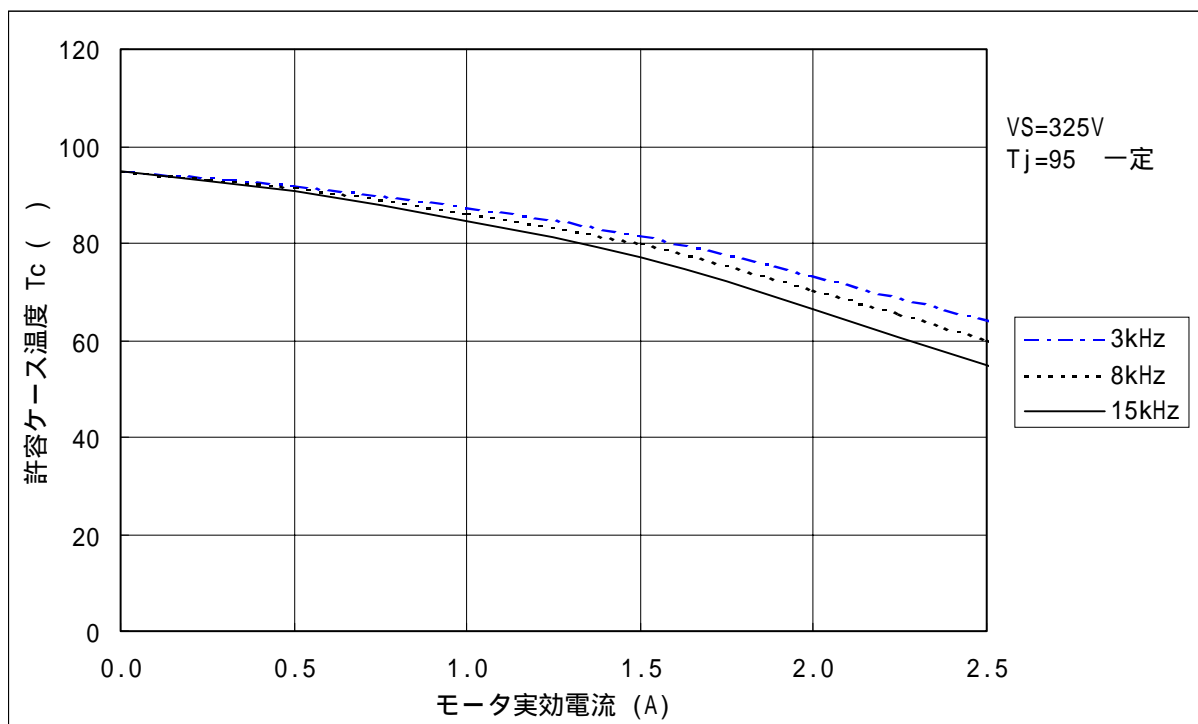


図 17 . 許容ケース温度 ( 120度通電 Tj=95 一定 )

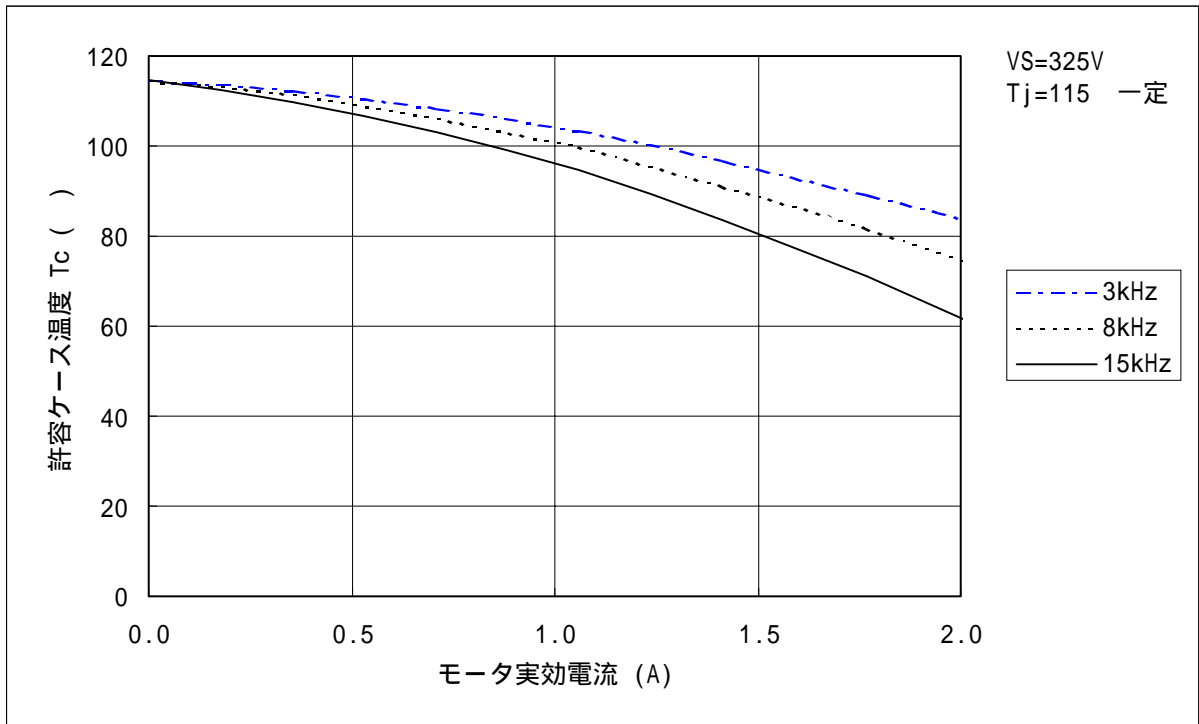


図 18 . 許容ケース温度 ( 180度正弦波通電 Tj=115 一定)

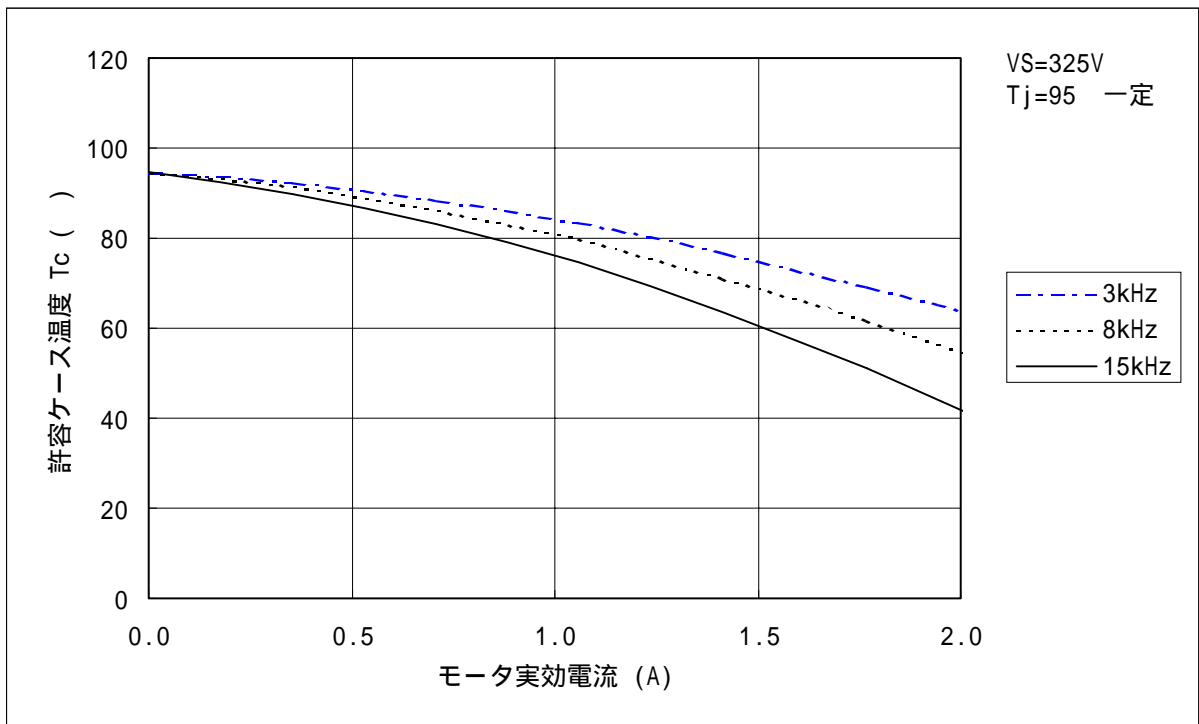


図 19 . 許容ケース温度 ( 180度正弦波通電 Tj=95 一定)

## (5) 放熱について

- 放熱フィンの熱抵抗  $R_{th(c-a)}$  は、下記計算式により求められます。

$$R_{th(c-a)} = (T_{cmax} - T_a) / P \quad (\text{ } / \text{W})$$

$T_a$  : 周囲温度、 $T_{cmax}$  : 許容ケース温度、 $P$  : 消費電力

- 120度通電、 $f_{pwm}=3\text{kHz}$ 、出力電流  $I=1\text{A}$  の場合を例にとって考えます。
- 消費電力は図12より約5W、許容ケース温度は図17より約90 となります。このとき  $T_a=60$  とすると放熱フィンの熱抵抗は、上式より、 $(90 - 60) / 5 = 6$  /W となります。

## 4. 使用上の注意事項

## (1) 電源シーケンス

- 出力 IGBT のオンオフは、ゲート電圧によって制御されます。ゲート電圧は、下アーム IGBT の場合  $V_{cc}$  電圧 (VCC-GL間) が、上アームの場合  $B_U / B_V / B_W$  の電圧 (BU-MU, BV-MV, BW-MW間) が与えられます。図20に IGBT の電圧 - 電流特性を示します。VG はゲート電圧です。
- 図において、IGBT のコレクタ - エミッタ間電圧  $V_{CE}$  が 10V に近づくとコレクタ電流  $I_c$  は次第に流れにくくなり、さらに  $V_{CE}$  が増大するとほぼ定電流特性を示します。定電流特性を示す状態を飽和状態と呼びます。

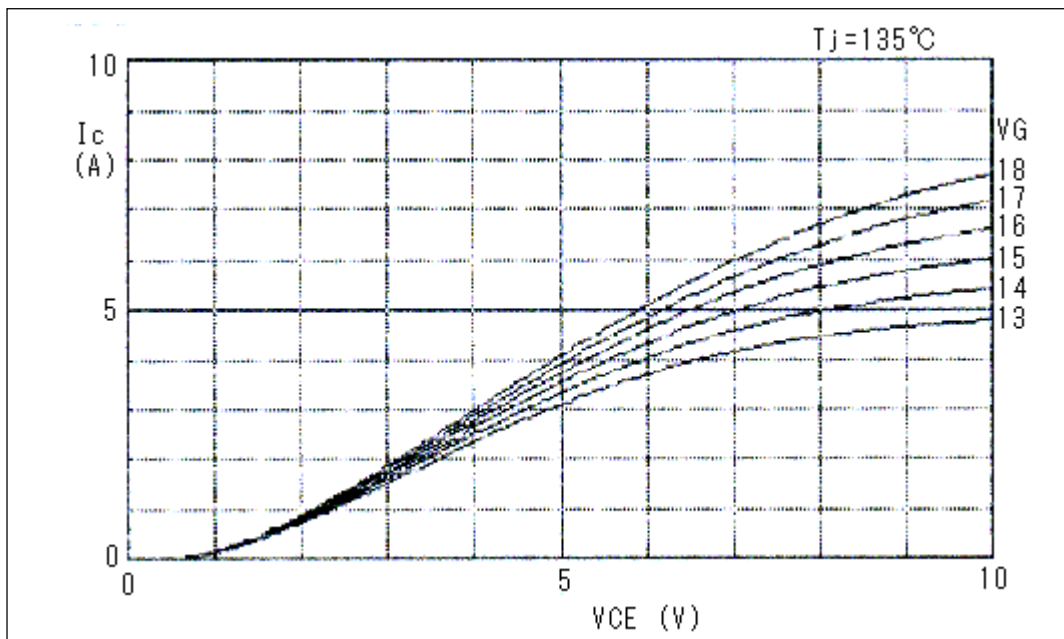


図 20 . IGBT の出力特性 (代表例)

- IGBT が飽和状態に達すると、発生損失が増大し急激な温度上昇を招きます。この温度上昇により  $I_c$  の接合温度が上昇し最大定格 135 を越えると  $I_c$  が破壊する場合があります。
- 電源シーケンスにおいては、 $V_{cc}$  の推奨動作条件の最小値 13.5V 以下から電源電圧不足検出電圧  $V_{uvb}$  ,  $V_{uvt}$  の最小値 9.8V の間、ゲート電圧が低い状態で IGBT が動作する場合があります。
- 例えば、モータ起動時に  $V_{cc}$  が最後の投入される場合、 $V_{cc}$  が十分に立ち上がっていない状態で IGBT が動作するので飽和状態になり易く  $I_c$  が破壊する可能性が高くなります。またモータ停止時においても、 $V_{cc}$  を先に遮断すると同様に IGBT が容易に飽和状態になります。

- ただし、 $V_{cc}$ の立ち上がり立ち下がりスピードにより、IGBTの発熱を抑制することは可能ですがそのスピードが $\mu s$ のオーダーでないと充分とはいえません。  
従って、電源シーケンスとしては、 $V_{cc}$ が安定した状態で入力をコントロールするようなシーケンスとして下さい。

### (2) ブートストラップ用コンデンサ $C_b$ 、ダイオード $D_b$ 及び電流制限抵抗 $R_b$

- 上アームIGBTのオン期間が長く続くと、上アーム制御回路の消費電流( $I_{SB}$ )でコンデンサ $C_b$ が放電し、電源電圧が次第に低下して上アーム不足電圧保護が働くことがあります。電源電圧が低下する時間はおおむね次式で表されます。

$$= - ( C_b \times V_{BU} / I_{SB} \times L_n ( V_{BU} / V_{uv} ) ) \quad (s)$$

$V_{BU}$  : 上アーム電源電圧、 $I_{SB}$  : 上アームスタンバイ電流、  
 $V_{uv}$  : 上アーム不足電圧保護動作レベル、 $L_n$  : 自然対数

- $C_b = 3.3 \mu F$  の場合の計算例を以下に示します。

$$= - ( 3.3 \mu F \times 15V / 15 \mu A \times L_n ( 15V / 11.4V ) )$$

$$= 0.9 \quad (s)$$

- これより上アームIGBTのオン時間の最大値は、0.9sと求められます。
- 以上は、上アーム不足電圧保護動作レベル 11.4Vで計算しましたが、(1)項で述べた電源シーケンスにおけるIGBTの飽和状態を考慮する必要があります。従って上式の $V_{uv}$ の値としては、 $V_{cc}$ 推奨動作条件の最小値13.5Vで計算するのが最良です。計算の結果、約 0.3sと求められます。従って、本ケースの場合上アームIGBTは、ブートストラップ動作停止後 0.3s以内に入力信号を制御し上アームをオフするように入力信号を制御する必要があります。

- $C_b$ は、過電圧によるICの破壊を防止するためにできるだけICの近くに接続して下さい。
- 電流制限抵抗 $R_b$ は、ダイオード $D_b$ のサージ電流許容値以下に $C_b$ 充電電流の最大値を抑制すること、並びに $C_b$ の初期充電時における充電電流により過電流保護が働かないようにする等の役割を担っています。 $R_b$ は以下の概算式により決定します。

$$i_{bpeak} = V_{ref} / R_s$$

$$R_b > (V_{cc} \times R_s) / V_{ref} \times 2 \quad (\times 2 \text{ はマージン}) \quad (1 \text{ 相分、上アームオフ状態})$$

$i_{bpeak}$  : 初期充電時のピーク電流

$R_s$  : 過電流検出用抵抗

$V_{ref}$  : 電流制限用基準電圧

- ここでは、1相分で考慮しましたが、実際にはブートストラップ動作にて3相分の $C_b$ コンデンサの充電動作が発生します。これは、ICとモータが接続されていると、モータを介して電氣的に $C_b$ コンデンサが一括接続されている状態となっているためです。

従って、 $i_{bpeak}$ は上記の3倍の電流として見積もって下さい。

ただし、 $R_b$ の抵抗が大きくなり充電動作が遅くなると思われる場合は、ブートストラップダイオード $D_b$ と直列に、1相毎に $R_b$ を接続されてもかまいません。

- ダイオード $D_b$ は、耐圧500V以上で順方向電圧が十分小さく、かつ逆回復時間 $t_{rr}$ が200ns以下のものを使用して下さい。 $t_{rr}$ が大きいと $D_b$ での過渡的な漏れ電流が大きくなり、 $C_b$ コンデンサの電圧が不足する場合があります。
- 標準アプリケーションとして下記を推奨しますが、ご評価の上決定して下さい。

推奨品  $D_b$  : 日立 DFG1C6又はDFM1F6

【600V / 1A、 $T_{rr} = 100ns$ 】

$C_b$  : 3.3  $\mu F$  【ストレス電圧15V】

### (3) 電源投入時の入力初期設定について

- 上アーム制御回路の電源駆動としてブートストラップ方式を採用する場合、電源投入時におけるブー



トストラップコンデンサC bの初期電圧値を考慮する必要があります。上アームI G B TはブートストラップコンデンサC bが約1 1 V以上に充電されないとオンとしませんから、電源投入時にコンデンサC bがゼロの場合、初期充電の動作を行う必要があります。

C bの充電方法は、該当する相の下アームをオンにすることにより行われます。

- ・従って、電源投入後、初期設定として各相の下アーム入力端子に数m sの期間パルス列を入力するか、またはオン信号を数m s以上入力して下さい。この設定期間中は上アームの入力をオフ状態にして下さい。

#### (4) R sシャント抵抗について

- ・過電流保護動作レベルを決定するシャント抵抗R sおよびその配線系において、できるだけL分を生じないようにして下さい。(図2 1参照)
- ・過電流保護動作時において、このL分(L s)と電流のd i / d tからシャント抵抗R sにマイナスサージ電圧が発生する場合があります。L sにて保持された電流は、I G B Tがオフしたときに図2 1に示す経路にしたがって、G L端子から入り込みI C内部回路を通過して、G H端子から出力されず。この電流によって、I Cが破壊したりI G B Tが誤オンして発熱する場合があります。この時のサージ電圧としては、G H - G L間端子において、- 5 Vを越えないようにして下さい。
- ・サージ電圧の抑制には、下記方法が効果的です。

シャント抵抗R sの配線を極力短くする。

無誘導型のシャント抵抗を使用する。

シャント抵抗と逆並列接続にダイオードD sを付加し、サージ電圧をクランプする。

この場合、ダイオードの接続箇所の選択により効果が異なりますのでご注意ください。ダイオードはファーストリカバリーダイオード(定格1 A、耐圧2 0 V以上)を推奨します。

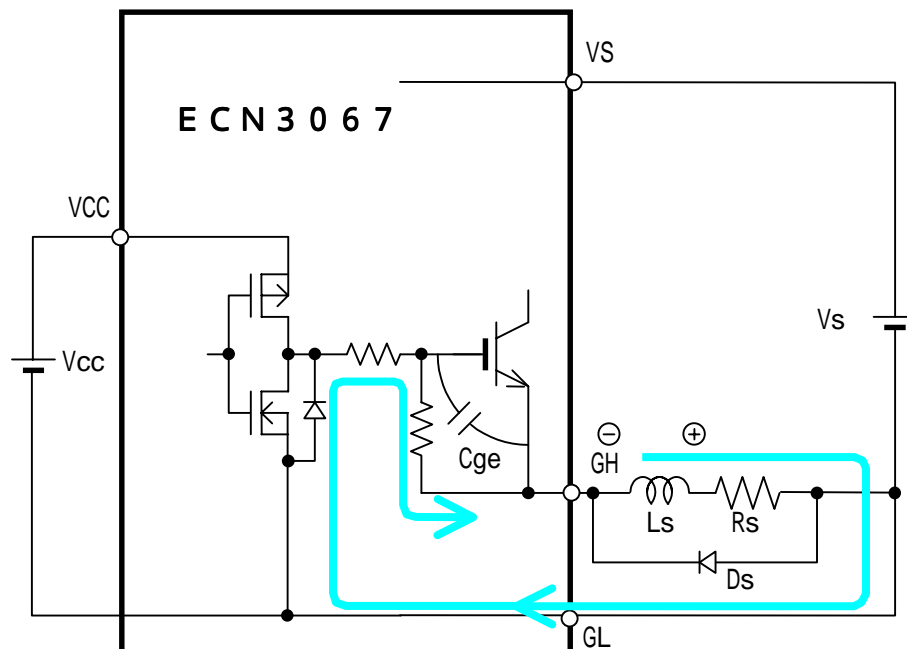


図 2 1 . シャント抵抗における過電圧の発生の原因

## (5) サージ耐量の確保

V S 端子および V C C 端子に最大定格を超えるサージ電圧が印加されると、I C が破壊する場合があります。サージによる破壊が起きた場合、次の対策が有効です。

- 1) 端子に近接してツェナーダイオード等のサージ吸収素子を配置して下さい。
- 2) 端子に近接してパスコンデンサを設けて下さい。容量が大きいほど有効ですが、少なくとも  $0.1 \mu\text{F}$  以上のセラミックコンデンサ等を使用して下さい。

## (6) タブ ( I C の放熱板 ) の電位

タブと I C の G L 端子は、高インピーダンスで接続されています。タブの接続はオープンを推奨しますが、やむをえず電位を固定する場合は、G L 端子に接続して下さい。

## (7) モータロック動作

モータロック等で出力が 1 相のみオン状態に固定されると、常時過電流検出状態となります。過電流状態のリセットは、内部クロックの 1 周期毎に行われますが、発生パワーが大きいいため、I C の温度が  $T_{j\text{max}}$  を超えてしまいます。本 I C はモータロックに対する保護機能は有りません。長時間モータロック動作が継続すると I C が破壊する場合があります。

## (8) 絶縁耐圧試験

- ・放熱のため、本 I C のタブ部 ( 2 個のネジ穴部 ) を、モータ外部筐体に取り付けて使用する場合に以下の注意が必要です。
- ・外部筐体と G L との間に高電圧を加える絶縁耐圧試験に、本 I C は耐えることができません。I C のタブ部と外部筐体間に、絶縁耐圧試験に耐える厚みのマイラシート等を、挟んで頂くようお願いいたします。

## (9) V C C - G L 間の過電圧防止

- ・ V C C 内部ロジック回路において、入力信号により出力をオンオフする瞬間毎に数 10 m A ピークの貫通電流が流れます。また、ブートストラップ動作によっても、上アーム側電源コンデンサ C b に突入電流が流れます。これらの電流は過渡的であり、V c c 電源自体に大きな負担となることはありませんが、V c c 電源と I C の V C C 端子との間に距離があると配線のインダクタンス成分によって過電圧が発生する場合があります。( 図 2 2 参照 )

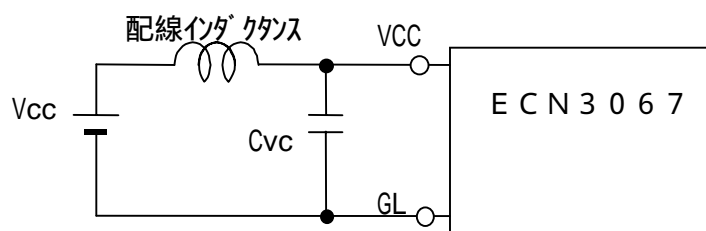


図 2 2 . V c c 電源コンデンサの付加

- ・過電圧は、過渡電流の  $di/dt$  と配線インダクタンス  $L$  の積 ( $L \cdot di/dt$ ) で概ね計算されます。過電圧が I C の V C C 端子の最大定格を越えると素子破壊にいたる場合があります。このため、電源部から I C の V C C 端子までの配線パターンとの距離が離れている場合は、I C にできるだけ近傍にコンデンサ ( C v c ) を接続し、過電圧の発生を防止して下さい。コンデンサ容量は、ブートストラップコンデンサ C b の 3 倍以上を目安として下さい。

## (10) 出力短絡保護

本 I C には、出力の短絡 ( 負荷短絡、地絡、上下アーム短絡 ) に対する保護機能は内蔵されておりません。出力短絡が生じると I C が破壊する場合があります。

## (1 1)ピン間絶縁について

- ・下記ピン間には高電圧が印加されます。  
1 - 2 , 2 - 3 , 3 - 4 , 4 - 5 , 5 - 6 , 6 - 7 , 17 - 18 , 18 - 19 , 22 - 23
- ・ICのピンにコーティング処理又はモールドを施すことを推奨いたします。コーティング樹脂は多種多様で、基板の大きさ、厚さなどの形状、その他部品からの影響などが、半導体デバイスにどのような熱的、機械的ストレスが加えられるか不明な点があります。コーティング樹脂の選択に当たっては、基板メーカーとご相談の上使用頂くようお願いいたします。

## (1 2)入力端子のノイズに対する注意

- ・6個の入力端子は、入力インピーダンスが大きいため外付け素子のスイッチングノイズを受けやすくなっています。このため、プリント配線板の設計においては、特に、外付け素子のスイッチングノイズが、6個の入力端子に回り込まない様に注意して下さい。

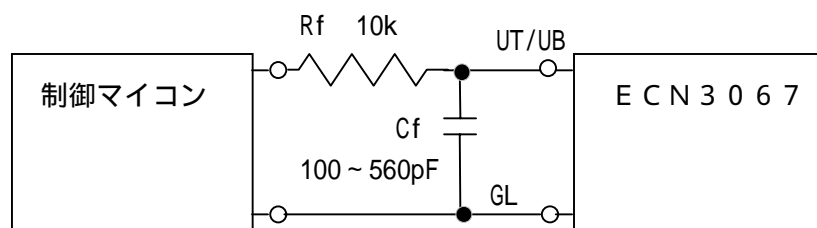


図 2 3 . 入力フィルタの挿入例

- ・特に、バラック配線で評価する場合、図 2 3 のフィルタを 6 個の入力端子に挿入する必要がある場合があります。このとき、入力パルスの遅延が生じますので出力のアーム短絡が起こらないか確認して下さい。

## (1 3)過電流検出の動作

- ・過電流検出回路は  $R_s$  ショント抵抗に正方向に流れる電流を  $R_s$  端子で検出し、電流制限用基準電圧に達すると、下アーム出力を遮断する構成となっています。この場合ショント抵抗に流れない電流、例えば還流電流 (図 2 4 参照) 等は検出できません。
- ・還流電流は、還流している回路中でエネルギーを消費し、消滅してしまえば問題ありませんが、電流が残留したまま通常の IGBT オン電流が流れていると、IGBT には (還流電流 + 通常のオン電流) が流れます。従って、ショント抵抗で設定した制限電流値  $I_o$  よりも、大きい電流が流れてしまいます。
- ・この現象は、本 IC においては上アームの相切換で見られます。特にモータのロータ位置検出取付位置の不具合等でモータが起動せず相切換が繰り返される場合や、モータの特性により還流電流が大きい場合には、還流電流が重畳し、IC の安全動作領域 (巻線電流によって定義) を超える場合があります。
- ・従って、モータの巻線電流を観測することにより、安全動作領域を確認して下さい。

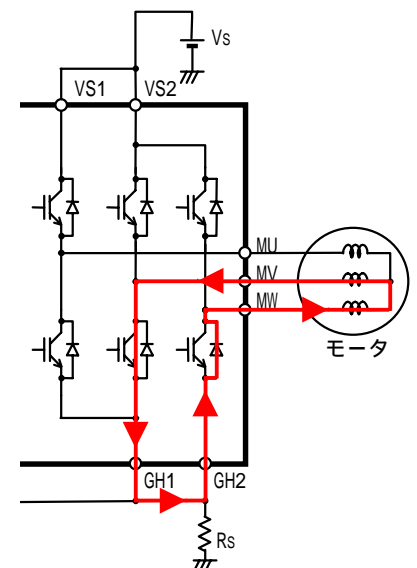


図 2 4 . 還流電流の一例

## (1 4)その他

その他の内容については、「日立高耐压 IC 使用上のご注意」を参照して下さい。

## ご注意

- 1 . 本資料に掲載した内容は特性改善の為、予告なく変更することがありますのでご了承ください。ご検討の際は弊社営業所に最新のデータである事をご確認下さい。
- 2 . 製品ご使用の前に個別製品カタログの「安全上のご注意とお願い」をよくお読みのうえ、正しくご使用下さい。
- 3 . 極めて高い信頼性が要求される用途（原子力制御用、航空宇宙用、交通機器、ライフサポート関連の医療機器、燃焼制御機器、各種安全機器など）に使用される場合は、特に高信頼性が確保された半導体デバイスの使用及び使用側でフェイルセーフなどを配慮した安全性確保をして下さい。または当社営業窓口にご照会下さい。
- 4 . 本資料に記載された情報、製品や回路の使用に起因する損害または特許権その他権利の侵害に関しては、株式会社日立製作所は一切その責任を負いません。
- 5 . 絶対最大定格値を越えてご使用された場合の半導体デバイスの故障及び二次的損害につきましては、弊社はその責任を負いません。
- 6 . 本資料によって第三者または株式会社日立製作所の特許権その他権利の一部を許諾するものではありません。
- 7 . 本資料の一部または全部を当社に無断で転載または複製する事を堅くお断り致します。
- 8 . 本資料に記載された製品（技術）を国際的平和および安全の維持の妨げとなる使用目的を有する者に再提供したり、またそのような目的に自ら使用したり第三者に使用させたりしないようにお願いします。なお、輸出などされる場合は外為法の定めるところに従い必要な手続きをおとりください。

製品に対する問い合わせは、ホームページのトップページにある「お問い合わせ先」の最寄りの営業所へどうぞ。

日立パワー半導体ホームページアドレス <http://www.pi.hitachi.co.jp/ps>