

SANYO

三洋半導体ニュース

No. 1927B

51094

半導体ニュース No.1927A とさしかえてください。

厚膜混成集積回路

STK6982B- ユニポーラ定電流駆動用 4相ステッピングモータドライバ

- 用途**
- ・シリアルプリンタ、ラインプリンタ等各種プリンタの紙送りモータおよびキャリッジモータドライブ。
 - ・ファクシミリの副走査モータドライブ。
 - ・PPCのスキヤニングモータドライブ、X-Yプロッタのベンドライブ。
 - ・工業用ロボット。
- 特長**
- ・モータ電流の立ち上がり特性を良くすること、および定電流にして発熱を小さくするためにチョップ動作を行う。
 - ・チョッピング周波数は、モータのR、Lと外付け抵抗で決まり、自動式である(他動方法も可)。
 - ・ユニポーラ駆動のため、ハイブリッド型、PM型、VR型のいずれのステッピングモータも駆動可能である。
 - ・ポーズ端子があり、一時停止のコントロールが可能である。
 - ・モータコイルからのフライバック電圧保護用素子を内蔵しているため外付けフェナールが不要である。

最大定格 / Ta=25°C

				unit
最大電源電圧	V _{CC max}	無信号時	30	V
相ドライバ耐圧	V _{CE}		60±10	V
相ドライバ電流	I _O	各相当り (0.5s, 1パルス) L ≤ 10mH, W < 30mJ	2.5	A
相入力電圧	V _{IN}	R _g = 1kΩ, 1s	30	V
IC基板温度	T _c		105	°C
接合部温度	T _j		150	°C
保存周囲温度	T _{stg}		-40 ~ +125	°C
接合部熱抵抗	θ _{j-c}	チョップトランジスタ (TR1, 6)	14.7	°C/W
		相ドライバトランジスタ (TR2, 3, 4, 5)	9.0	°C/W

推奨動作条件 / Ta=25°C

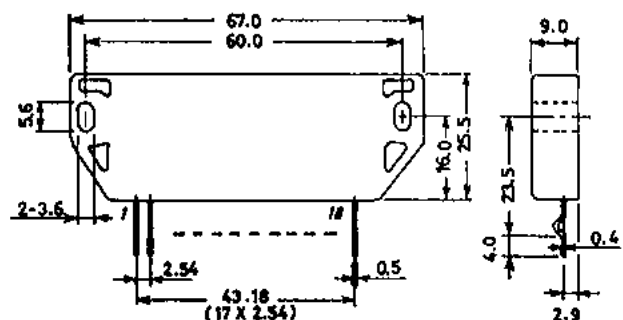
				unit
推奨電源電圧範囲	V _{CC op}	動作時	18~28	V

■この資料の情報は、断続回路および回路定数を含むは一例を示すもので、量産セットとしての設計を保証するものではありません。また、この資料は正確かつ信頼すべきものであると信頼しておりますが、その使用にあたって第三者の工業所有権その他の権利の実施に対する保証を行うものではありません。

■本書記載製品が、外国為替および外国貿易管理法に定める戦略物資、技術を含むに該当する場合、輸出する際に同法に基づき輸出許可が必要です。

■本書記載の製品は、生命維持装置等、直接人命にかかわるような、極めて高度の信頼性を要する用途に対応する仕様にはなっておりません。その様な場合は、あらかじめ当社販売窓口までご相談ください。

外形図 4079
(unit: mm)



*これらの仕様は、改良などのため変更することがあります。

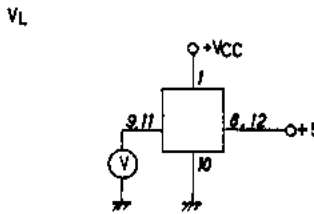
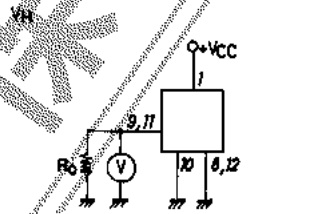
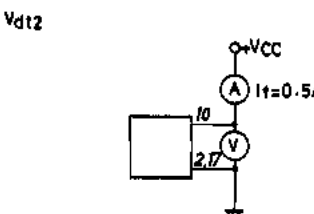
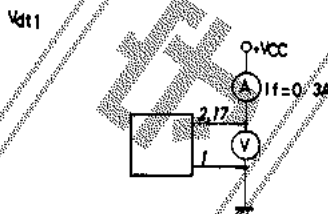
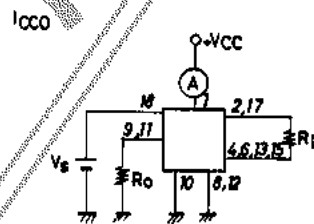
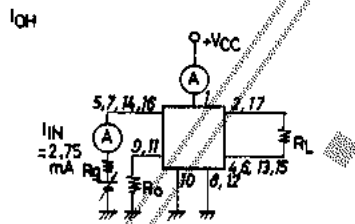
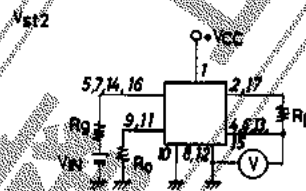
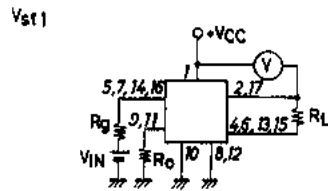
STK6982B

動作特性 / Ta = 25°C, V_{CC} = 24V

			min	typ	max	unit
出力飽和電圧Ⅰ	V _{st} (1)	チョップトランジスタ, R _L = 13Ω, R _E = 0Ω, R _O = 4.7kΩ, V _{IN} = 5V, R _G = 1.2kΩ	1.20	1.60		V
出力飽和電圧Ⅱ	V _{st} (2)	相ドライバトランジスタと出力ダイオード, R _L = 13Ω, R _E = 0Ω, R _O = 4.7kΩ, V _{IN} = 5V, R _G = 1.2kΩ	2.15	2.60		V
出力電流	I _{OH}	各相 I _{IN} = 2.75mA, R _L = 13Ω, R _E = 0Ω, R _O = 4.7kΩ	1.4	1.5		A
停止時電流	I _{CCO}	無信号時, R _L = 13Ω, R _E = 0Ω, R _O = 4.7kΩ, 2.0V ≤ V _S * ≤ 5.0V (18ピン入力)	4.0	8.0		mA
ダイオード順電圧Ⅰ	V _{df} (1)	I _f = 0.3A (D2, D7)		1.5	1.8	V
ダイオード順電圧Ⅱ	V _{df} (2)	I _f = 0.5A (D1, D8フライホイール)		1.2	1.8	V
9ピンor11ピン電圧Ⅰ	V _H	無信号時, R _O = 4.7kΩ, R _E = 0Ω	0.35	0.60	0.70	V
9ピンor11ピン電圧Ⅱ	V _L	無信号時, R _O = open, R _E = 0Ω		0.08	0.30	V
停止電圧	V _{pause}	I _{CCO} ≤ 8mA	2.0		5.0	V

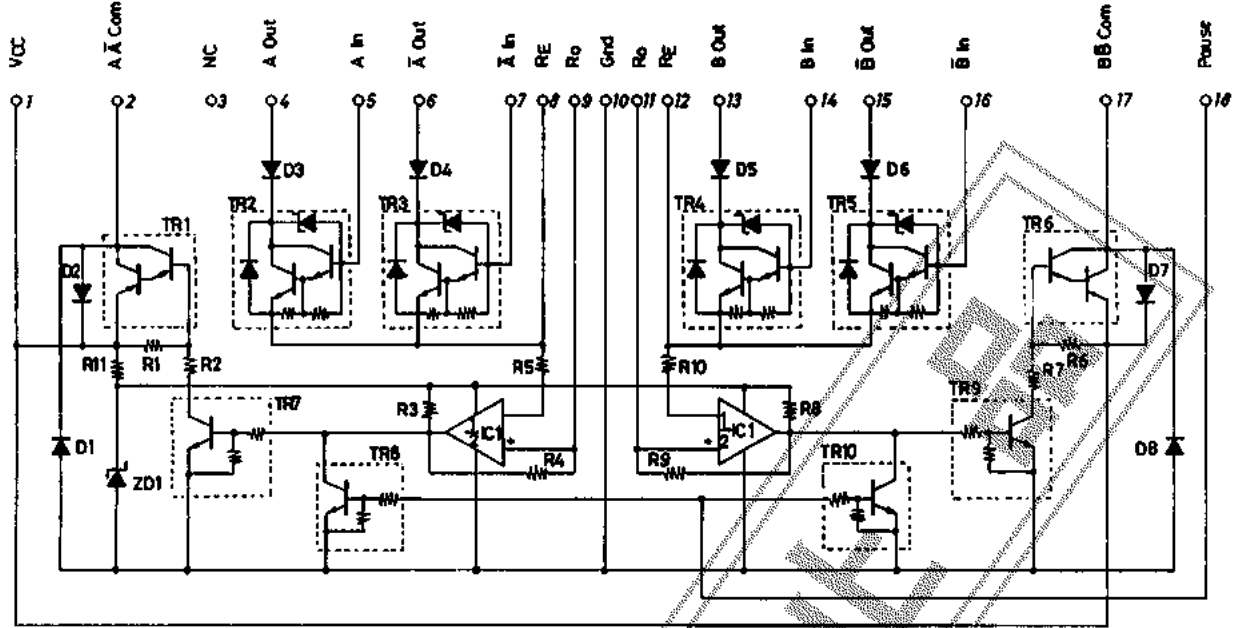
*: 停止電圧

測定回路図



STK6982B

等価回路図



応用回路例

(1) 自動方式

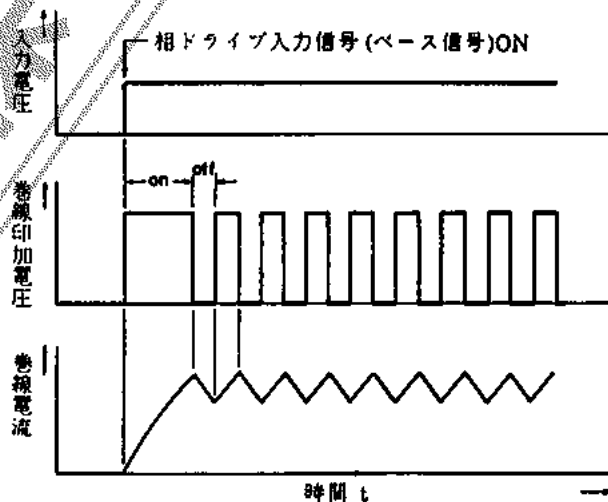
- $R_{O1} = R_{O3} = 22k\Omega$
- $R_{O2} = R_{O4} = 4.7k\Omega$
- $f_c = 5kHz$
- $I_{OH} = 1.2A, I_{OL} = 0.8A$
- $I_{5, 17, 114, 116} \geq 1mA$

(2) 他励方式

- $R_{O1} = R_{O3} = 47k\Omega$
- $R_{O2} = R_{O4} = 4.7k\Omega$
- $f_c = 20kHz$, 三角波 $V_{p-p} = 2.0V$
- $I_{OH} = 1.1A, I_{OL} = 0.9A$

動作説明

1. 定電流チョップパ駆動



→ 図1 PWMと巻線電流(1相当り)

前ページ図1のように相ドライブをオンさせると、モータの巻線抵抗RとインダクタンスLにより決まる時定数 $\tau(L/R)$ に従い巻線電流は増大していく。そして設定電流(モータの定格電流)に達した時にこれを電流検出抵抗 R_E の電位差より検出し、コンパレータで基準電圧 V_{ref} と比較することにより巻線印加電圧をスイッチオフさせ電流はカットオフされる。カットオフされた電流は、時定数に従い減少していく。この時検出された抵抗 R_E の電位差が減少していくので、 V_{ref} と適当なヒステリシスを持たせたコンパレータの作用により、スイッチオンに転じ巻線電流は増大し始める。以下この動作を繰り返し定電流化される。

以上のような動作がPWM(パルス幅変調)方式による定電流チョップ駆動である。なお、チョップ駆動であるため直列抵抗方式による定電圧駆動よりも効率(ある条件下では30%程度)がよくなるが、その反面スイッチング動作のためにノイズが発生する。また、このPWMの方式としては、自動方式と他励方式の2通りがある。他励方式では、外部からPWMを行うので発振器等が必要となる。しかし自動方式はモータの巻線抵抗とインダクタンスを利用してPWMを行うので発振器等は不要であり、より簡単な回路で実現できる。

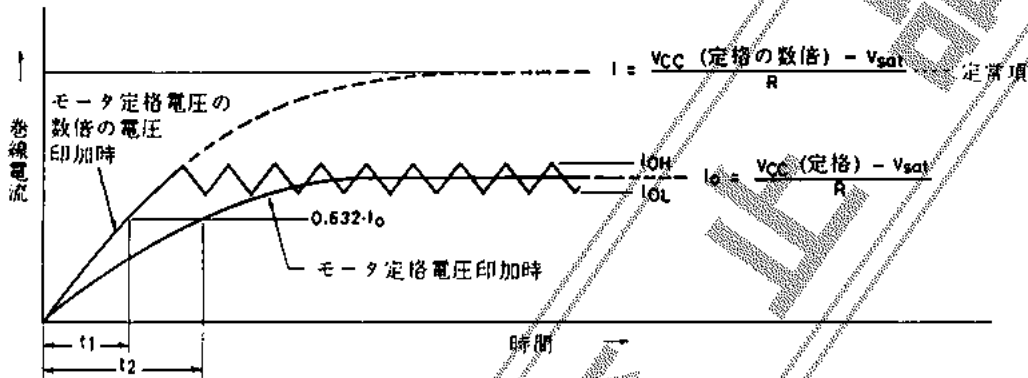


図2 定電流チョップ駆動

図2にモータの定格電圧を印加した時と、数倍の定格電圧を印加した時の巻線電流の様子を示す。

たとえば、定格電流 I_0 の63.2%の電流に達するまでの時間をそれぞれ t_1, t_2 とすると、 t_2 から t_1 へ短い時間となり、巻線電流の立ち上がりが早くなり、高速応答性が良くなる。なお、 t_2 は定格電圧印加時のR, L直列回路の時定数を示している。

このようにモータの定格電圧より高い電圧を印加することによって高速応答性が得られるが、定電流回路がないと図2の定常項までの過電流が流れてしまうので定電流チョップ駆動をさせる必要がある。図2の定常項よりも小さい電流位でチョッピング動作させるので、定格電流 I_0 に対し次の条件を満足する電源電圧と巻線抵抗を選ばなければならない。

$$I_0 < \frac{V_{CC} - V_{sat}}{R} \dots\dots\dots 1$$

R: モータ1相分の巻線抵抗と電流検出抵抗 R_E

$V_{sat}: V_{st(1)} + V_{st(2)}$

V_{CC} : 巻線印加電圧(電源電圧)

また巻線インダクタンスの値の大きいものは、ライバック・エネルギーが増大し、各相ドライブトランジスタのオフ時の損失が大きくなる。以上の事柄を考慮して次の条件のモータを推奨する。

モータの仕様(4相ユニポーラ・ステップモータ)

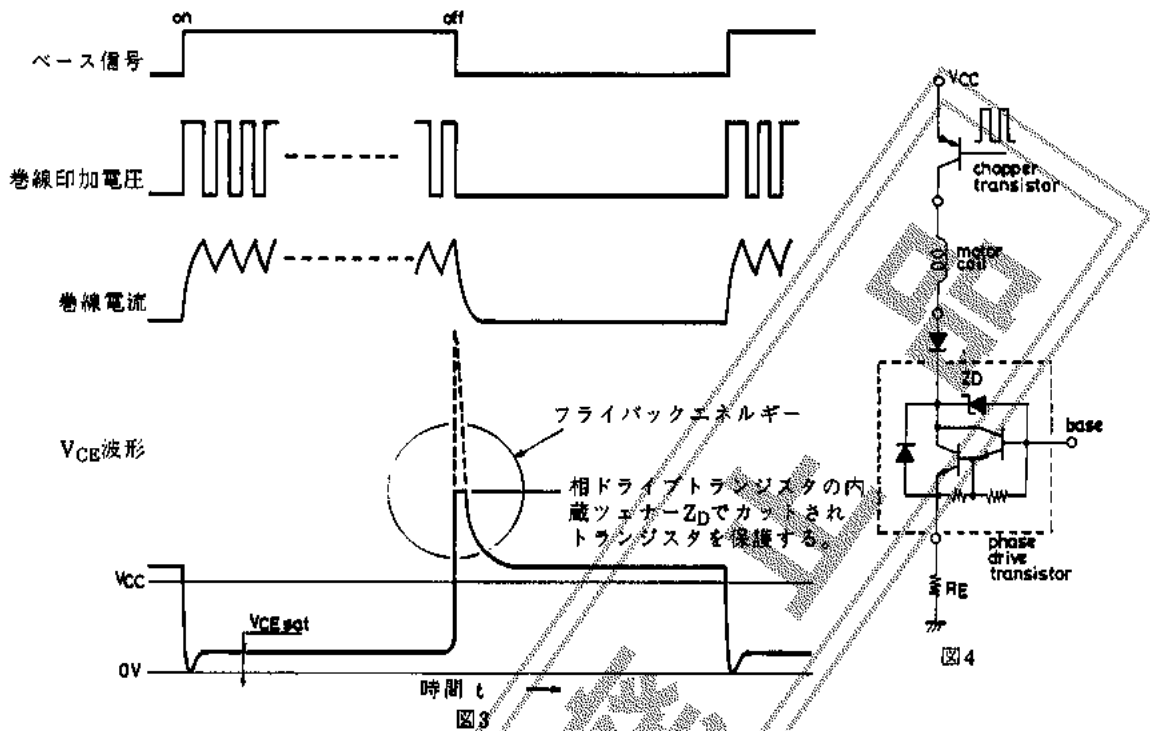
定格電流: $1.0 \pm 0.5A/相$

巻線抵抗: 10Ω 以下/相

インダクタンス: $1 \sim 10mH/相$

2. 相ドライブトランジスタの保護

図3に図4の回路における相ドライブトランジスタの V_{CE} 波形とその関連箇所の波形を示す。



このツェナーダイオード ZD でカットされたエネルギーは、このトランジスタ自身で消費して保護している。
相ドライブトランジスタ耐量 (2SC3294相当品): 30mj max

3. 自動式チョッパ動作時の電流設定

下図 (図5)における4相ステッピングモータのユニポーラ2相励磁を例にとり動作を説明する。

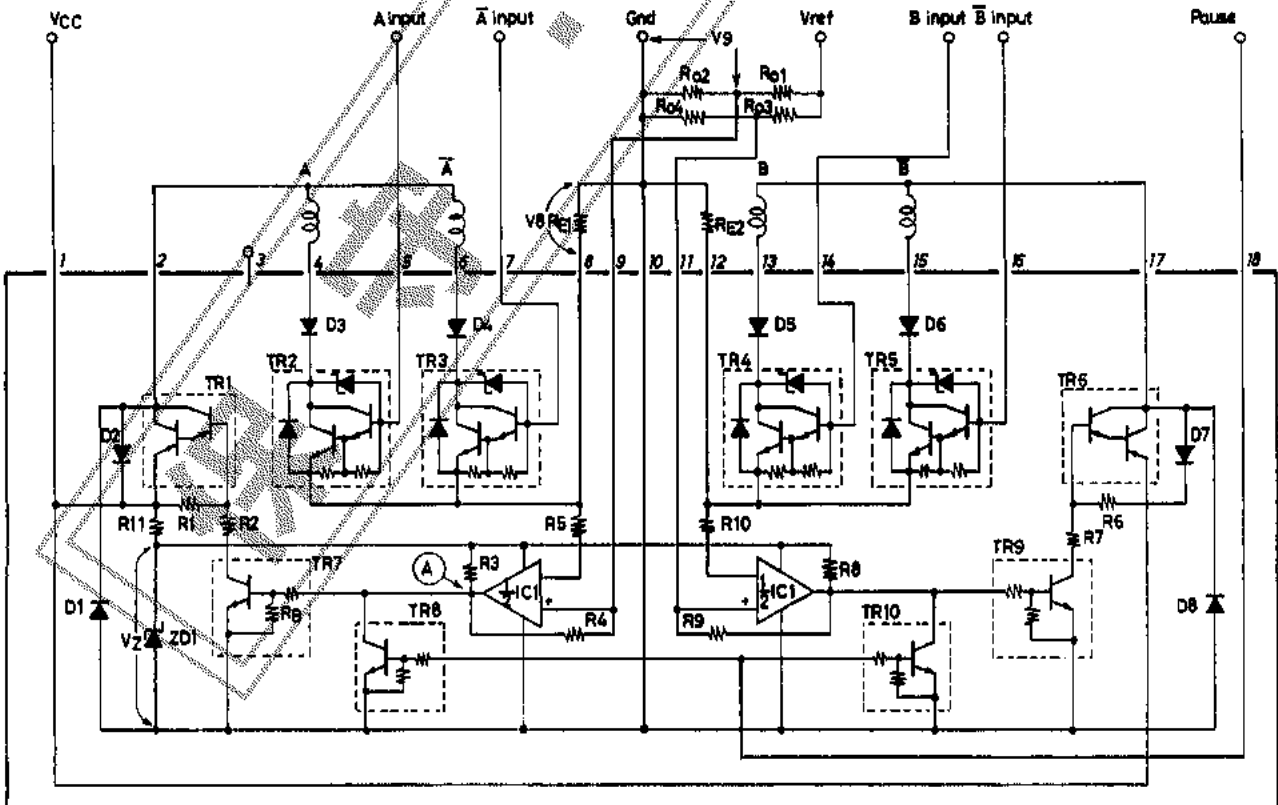


図5

図においてA, \bar{A} 相TR2, TR3のベースにそれぞれハイ, ローの入力を印加する。TR2がオンするが一方コンパレータ (1/2 IC1)のマイナス端子はGND電位のためコンパレータ出力 (④点)がハイレベルとなりTR7はオンする。そのためTR1もオンしA巻線電流は、下記式にしたがって増加していく。

$$i = \frac{V_{CC} - V_{sat}}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \dots\dots\dots 2$$

$\tau = L/R$ (時定数) L : モータ1相の巻線インダクタンス
 R : モータ1相の巻線抵抗と外付け抵抗 R_E

$V_{sat} = V_{st(1)} + V_{st(2)}$ $V_{st(1)}$: チョップトランジスタ (TR1, 6) の $V_{CE(sat)}$
 $V_{st(2)}$: 相ドライブトランジスタ (TR2, 3, 4, 5) の $V_{CE(sat)}$ と
 出力ダイオード (D3, 4, 5, 6) の V_{df}

V_{CC} : 電源電圧

したがって、外付けエミッタ抵抗 R_{E1} の両端電圧すなわち8ピン電圧 V_8 は増加していき、これが R_{O2} 両端電圧すなわち9ピンとGND間電位 V_9 に等しくなった瞬間から④点はローレベルとなり、TR7がオフし、そのためTR1もオフする。

このコンパレータ出力が、ハイからローに転ずるポイントを 'Upper Trip Point' と呼び、この電圧を V_{UTP} で表すと

$$V_{UTP} = V_9 \text{ (コンパレータ出力がハイの時)}$$

$$= \frac{V_{ref} \times R_{O2}}{R_{O1} + R_{O2}} + \frac{V_Z \times R_{O2} \times R_B}{R_{O2}(R_3 + R_B) + R_B(R_3 + R_4) + R_3 \times R_4} \dots\dots\dots 3$$

で与えられる。上式第2項は、 $R_{O2} = 4.7k\Omega$ の時規格値 V_H になる。

IC内部の定格値は下記のとおり

- $R_4(R_9) = 47k\Omega \pm 5\%$
- TR7, 9のベース抵抗 $R_B = 10k\Omega \pm 30\%$
- $R_3(R_8) = 4.7k\Omega \pm 5\%$
- $V_Z = 8.1 \pm 0.6V$

このようにコンパレータ出力がローに転じ、TR1がオフになるため巻線電流は

$$i = \frac{V_{CC} - V_{sat}}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} \dots\dots\dots 4$$

したがって減少していく。そして8ピン電圧 V_8 がある値に達するとコンパレータ出力が再びハイに転じTR1がオンし再び電流が増加をはじめ以下これを繰り返す。このコンパレータ出力がローからハイに転ずる点を 'Lower Trip Point' と呼び V_{LTP} で表す。

V_{LTP} は④点がローレベルのため、 R_4 を通って電流が流れ9ピン電圧 V_9 は前回の V_{UTP} より低くなり、次式で表される。

$$V_{LTP} = V_9 \text{ (コンパレータ出力がローの時)}$$

$$= \frac{V_{ref} \times R_{O2} \times R_4}{R_{O1} \times R_{O2} + (R_{O1} + R_{O2})R_4} + V_L \times \frac{R_{O2}}{R_4 + R_{O2}} \dots\dots\dots 5$$

上式第2項規格値 V_L となる。

このように V_9 はヒステリシスを持つことになる。

以上の動作をモータ1相の巻線電流で示すと下図のようになる。

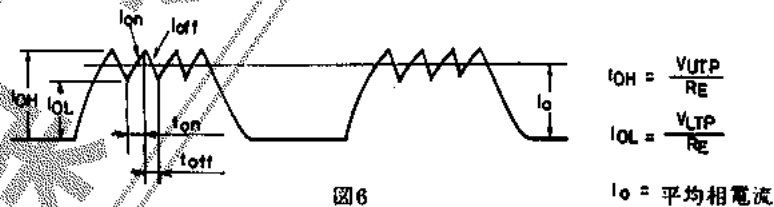


図6

チョッピング周波数は、上図のヒステリシス幅 (I_{OH} と I_{OL} の差) を小さくすることで、下図のように高くすることができる。



図7

(2)他励方式の場合

他励方式は、三角形の周波数が20kHz以上の可聴外の周波数を用いるために、一例として次のような回路方式が考えられる。

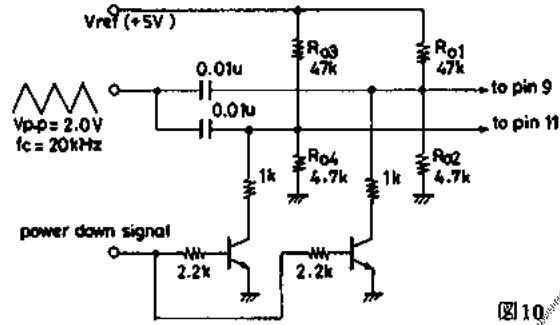


図10

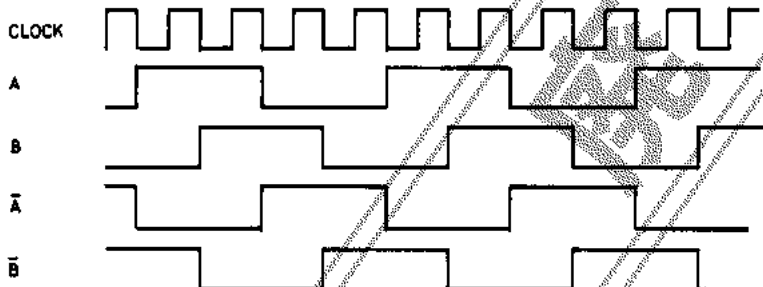
この時の各相電流 I_{pd} (A)は次式のようにになっている。

$$\therefore I_{pd} = 1/2 \times I_Q = 0.5A \dots\dots\dots 8$$

この時三角波のレベル、 I_{pd} の設定値、モータ等によって可聴音が発生することがあるので注意すること。

コントロールロジックのタイミングチャート

(1)2相励磁



(2)1-2相励磁

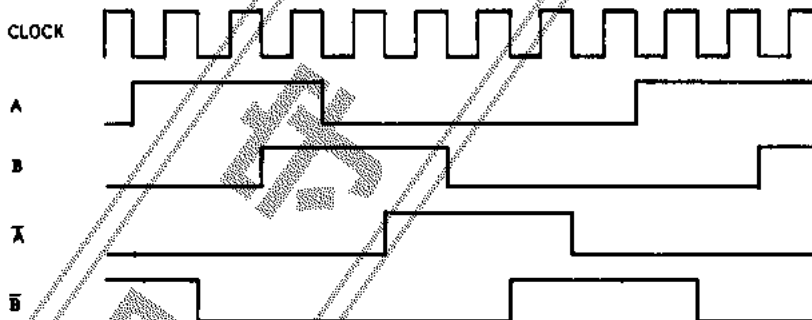


図11

放熱設計

1. 放熱設計例

相平均電流 $I_Q = 1/2(I_{OH} + I_{OL})$ と巻線電流の立ち上がり時間とクロック周波数によってIC内部平均電力損失 P_d を求め、下式により放熱板の熱抵抗 θ_{c-a} を求める。

$$\theta_{c-a} = \frac{T_c \text{ max} - T_a}{P_d} \text{ (}^\circ\text{C/W)} \dots\dots\dots 9$$

$T_c \text{ max} = 105^\circ\text{C}$, $T_a =$ 周囲温度

相平均電流 I_0 と P_d の関係の例を図12に示す。放熱板を2mmアルミ板とした場合、必要な面積は図14より求める。なお、周囲温度はセット内部の空気の対流条件で大きく変わるので実装状態で $T_c = 105^\circ\text{C}$ 以下となるように実際の T_c を確認すること。

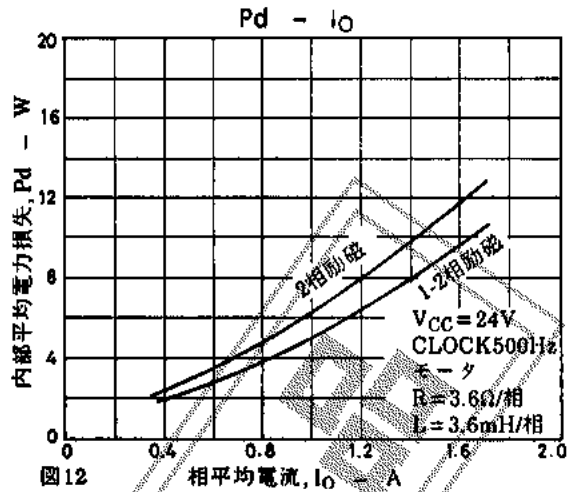


図12

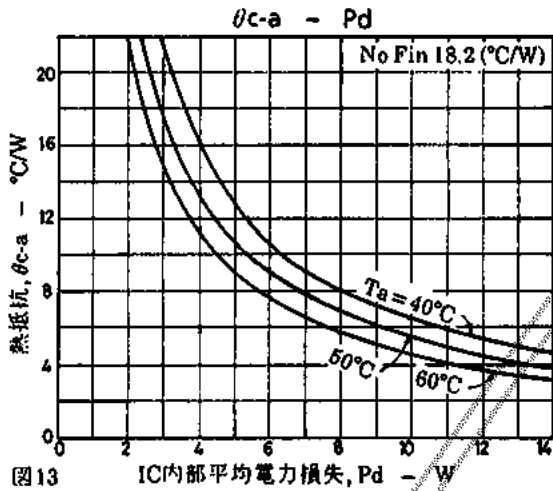


図13

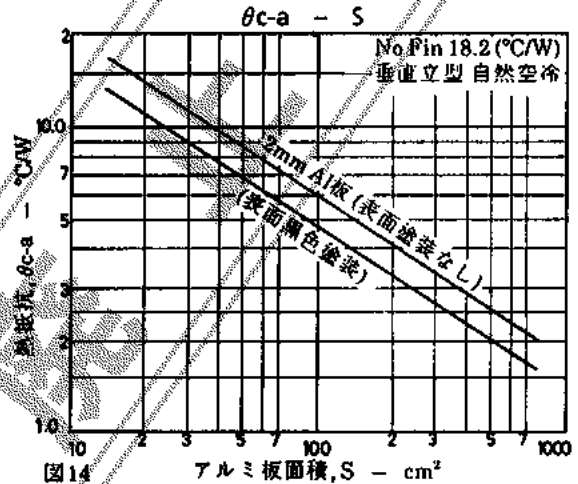


図14

2. 接合部温度

各素子の接合部温度 T_j は、各素子1石当りの損失 P_{ds} と θ_{j-c} より下式で求める。

$$T_j = T_c + \theta_{j-c} \times P_{ds} \text{ (}^\circ\text{C)} \quad \dots\dots\dots 10$$

P_{ds} は放熱設計の第3項を参照のこと。パワートランジスタの熱抵抗 θ_{j-c} は次のようになっている。

TR1, 6 $\theta_{j-c} = 14.7^\circ\text{C/W}$

TR2, 3, 4, 5 $\theta_{j-c} = 9.0^\circ\text{C/W}$

備考: T_c が 105°C 以下の時、IC内部の各素子の T_j は 150°C 以下になるようIC内部で熱設計されている。

3. 内部平均電力損失

電力損失の大きいものは、チョップパトランジスタ (TR1, 6) とフライホイールダイオード (D1, 8) の相ドライバトランジスタ (TR2, 3, 4, 5) と出力ダイオード (D3, 4, 5, 6), および相ドライバトランジスタと同一素子内にあるフライバックエネルギー吸収用ツェナーダイオードの損失で、その他の素子はほとんど無視されるほど小さい。

$$P_d = (\text{チョップパトランジスタの飽和動作損失} + \text{フライホイールダイオードの損失}) \\ + (\text{相ドライバ} Tr \text{の飽和動作損失} + \text{出力ダイオードの順方向損失}) \\ + (\text{フライバックエネルギー吸収損失})$$

内部損失 P_d を2相励磁と1-2相励磁の2通りに分けて考え、それぞれ次の式となる。ただし、モータ巻線電流波形は下図を想定する。

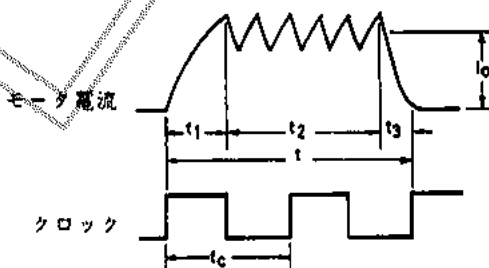


図15

- t_1 : 巻線電流の立上り時間
- t_2 : 定電流チョッピング領域の時間
- t_3 : 相ドライバトランジスタのフライバックエネルギーの吸収時間
- t_c : クロック時間
- $f_{\text{clock}} = \frac{1}{t_c}$: クロック周波数

(1) 2相励磁

$$Pd = I_O V_{st(1)} \left(2 - \frac{3}{4} f_{clock} \cdot t_1 \right) + I_O V_{st(2)} \left(2 - \frac{3}{4} f_{clock} \cdot t_1 \right) + 27 I_O f_{clock} \cdot t_3 \dots\dots\dots 11$$

上式第1項の1/2がチョップトランジスタとフライホイールダイオードの1対の損失となり、第2項と第3項の和の1/4が相ドライバトランジスタと出力ダイオードの1対の損失となる。

(2) 1-2相励磁

$$Pd = I_O V_{st(1)} \left(\frac{3}{2} - \frac{3}{8} f_{clock} \cdot t_1 \right) + I_O V_{st(2)} \left(\frac{3}{2} - \frac{3}{8} f_{clock} \cdot t_1 \right) + 13.5 I_O f_{clock} \cdot t_3 \dots\dots\dots 12$$

11, 12式には、チョップトランジスタのスイッチング損失は含まれない。チョッピング周波数を20kHz(他励最大)とした場合の概略は次のようになる。

(1') 2相励磁

$$Pd = I_O V_{st(1)} \left(4 - \frac{7}{4} f_{clock} \cdot t_1 \right) + I_O V_{st(2)} \left(2 - \frac{3}{4} f_{clock} \cdot t_1 \right) + 27 I_O f_{clock} \cdot t_3 \dots\dots\dots 13$$

(2') 1-2相励磁

$$Pd = I_O V_{st(1)} \left(3 - \frac{3}{8} f_{clock} \cdot t_1 \right) + I_O V_{st(2)} \left(\frac{3}{2} - \frac{3}{8} f_{clock} \cdot t_1 \right) + 13.5 I_O f_{clock} \cdot t_3 \dots\dots\dots 14$$

モータ巻線インダクタンス (mH/相)立上り時間 t_1 (s)とフライバックエネルギー吸収時間 t_3 (s)の関係を下図に示す。ただし、実際の巻線電流の波形より実測して確認すること。

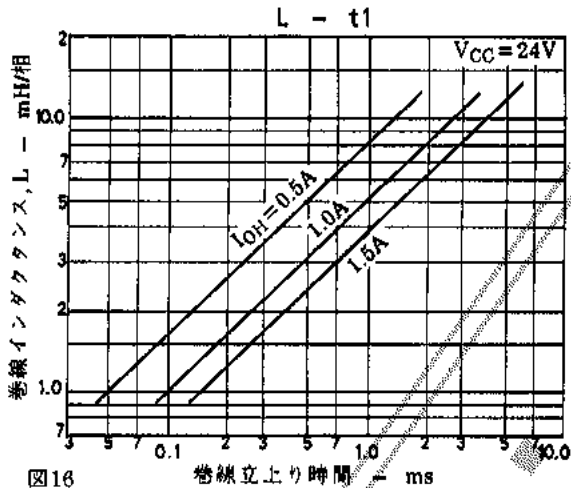


図16

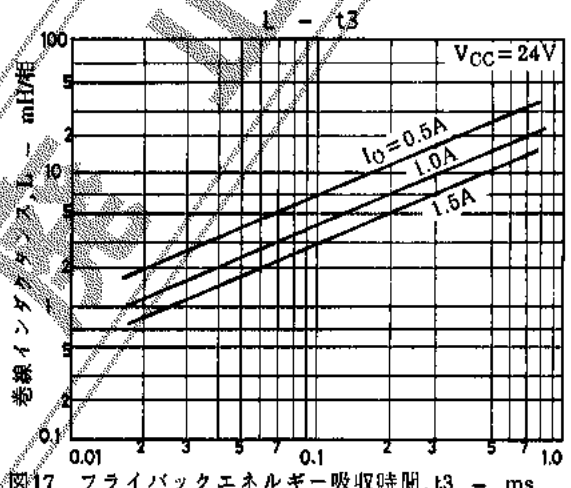


図17

ASO

チョップトランジスタと相ドライバのASO(安全動作領域)を下図に示す。

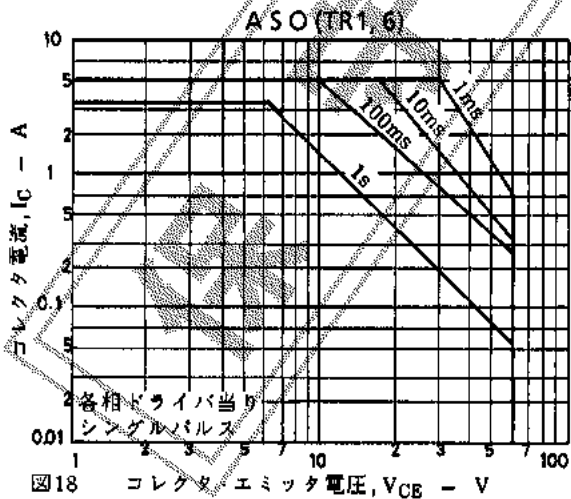


図18

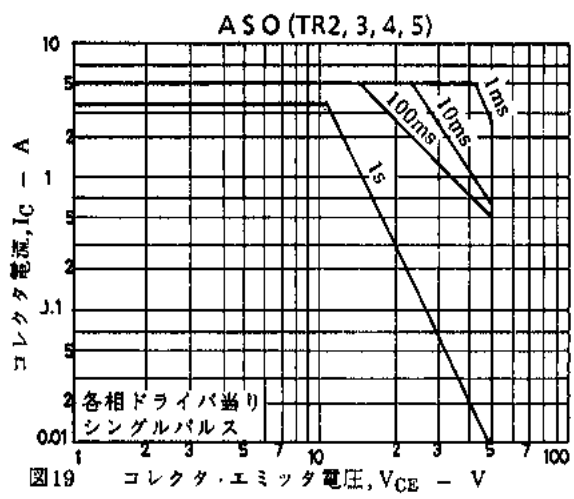


図19