

お客様各位

カタログ等資料中の旧社名の扱いについて

2010年4月1日を以ってNECエレクトロニクス株式会社及び株式会社ルネサステクノロジが合併し、両社の全ての事業が当社に承継されております。従いまして、本資料中には旧社名での表記が残っておりますが、当社の資料として有効ですので、ご理解の程宜しくお願ひ申し上げます。

ルネサスエレクトロニクス ホームページ (<http://www.renesas.com>)

2010年4月1日

ルネサスエレクトロニクス株式会社

【発行】ルネサスエレクトロニクス株式会社 (<http://www.renesas.com>)

【問い合わせ先】<http://japan.renesas.com/inquiry>

ご注意書き

1. 本資料に記載されている内容は本資料発行時点のものであり、予告なく変更することがあります。当社製品のご購入およびご使用にあたりましては、事前に当社営業窓口で最新の情報をご確認いただきますとともに、当社ホームページなどを通じて公開される情報に常にご注意ください。
2. 本資料に記載された当社製品および技術情報の使用に関連し発生した第三者の特許権、著作権その他の知的財産権の侵害等に関し、当社は、一切その責任を負いません。当社は、本資料に基づき当社または第三者の特許権、著作権その他の知的財産権を何ら許諾するものではありません。
3. 当社製品を改造、改変、複製等しないでください。
4. 本資料に記載された回路、ソフトウェアおよびこれらに関連する情報は、半導体製品の動作例、応用例を説明するものです。お客様の機器の設計において、回路、ソフトウェアおよびこれらに関連する情報を使用する場合には、お客様の責任において行ってください。これらの使用に起因しお客様または第三者に生じた損害に関し、当社は、一切その責任を負いません。
5. 輸出に際しては、「外国為替及び外国貿易法」その他輸出関連法令を遵守し、かかる法令の定めるところにより必要な手続を行ってください。本資料に記載されている当社製品および技術を大量破壊兵器の開発等の目的、軍事利用の目的その他軍事用途の目的で使用しないでください。また、当社製品および技術を国内外の法令および規則により製造・使用・販売を禁止されている機器に使用することができません。
6. 本資料に記載されている情報は、正確を期すため慎重に作成したのですが、誤りがないことを保証するものではありません。万一、本資料に記載されている情報の誤りに起因する損害がお客様に生じた場合においても、当社は、一切その責任を負いません。
7. 当社は、当社製品の品質水準を「標準水準」、「高品質水準」および「特定水準」に分類しております。また、各品質水準は、以下に示す用途に製品が使われることを意図しておりますので、当社製品の品質水準をご確認ください。お客様は、当社の文書による事前の承諾を得ることなく、「特定水準」に分類された用途に当社製品を使用することができません。また、お客様は、当社の文書による事前の承諾を得ることなく、意図されていない用途に当社製品を使用することができません。当社の文書による事前の承諾を得ることなく、「特定水準」に分類された用途または意図されていない用途に当社製品を使用したことによりお客様または第三者に生じた損害等に関し、当社は、一切その責任を負いません。なお、当社製品のデータ・シート、データ・ブック等の資料で特に品質水準の表示がない場合は、標準水準製品であることを表します。
標準水準： コンピュータ、OA 機器、通信機器、計測機器、AV 機器、家電、工作機械、パーソナル機器、産業用ロボット
高品質水準： 輸送機器（自動車、電車、船舶等）、交通用信号機器、防災・防犯装置、各種安全装置、生命維持を目的として設計されていない医療機器（厚生労働省定義の管理医療機器に相当）
特定水準： 航空機器、航空宇宙機器、海底中継機器、原子力制御システム、生命維持のための医療機器（生命維持装置、人体に埋め込み使用するもの、治療行為（患部切り出し等）を行うもの、その他直接人命に影響を与えるもの）（厚生労働省定義の高度管理医療機器に相当）またはシステム等
8. 本資料に記載された当社製品のご使用につき、特に、最大定格、動作電源電圧範囲、放熱特性、実装条件その他諸条件につきましては、当社保証範囲内でご使用ください。当社保証範囲を超えて当社製品をご使用された場合の故障および事故につきましては、当社は、一切その責任を負いません。
9. 当社は、当社製品の品質および信頼性の向上に努めておりますが、半導体製品はある確率で故障が発生したり、使用条件によっては誤動作したりする場合があります。また、当社製品は耐放射線設計については行っておりません。当社製品の故障または誤動作が生じた場合も、人身事故、火災事故、社会的損害などを生じさせないようお客様の責任において冗長設計、延焼対策設計、誤動作防止設計等の安全設計およびエージング処理等、機器またはシステムとしての出荷保証をお願いいたします。特に、マイコンソフトウェアは、単独での検証は困難なため、お客様が製造された最終の機器・システムとしての安全検証をお願いいたします。
10. 当社製品の環境適合性等、詳細につきましては製品個別に必ず当社営業窓口までお問合せください。ご使用に際しては、特定の物質の含有・使用を規制する RoHS 指令等、適用される環境関連法令を十分調査のうえ、かかる法令に適合するようご使用ください。お客様がかかる法令を遵守しないことにより生じた損害に関し、当社は、一切その責任を負いません。
11. 本資料の全部または一部を当社の文書による事前の承諾を得ることなく転載または複製することを固くお断りいたします。
12. 本資料に関する詳細についてのお問い合わせその他お気付きの点等がございましたら当社営業窓口までご照会ください。

注 1. 本資料において使用されている「当社」とは、ルネサスエレクトロニクス株式会社およびルネサスエレクトロニクス株式会社とその総株主の議決権の過半数を直接または間接に保有する会社をいいます。

注 2. 本資料において使用されている「当社製品」とは、注 1 において定義された当社の開発、製造製品をいいます。

HA16107P/FP, HA16108P/FP

オフラインコンバータ用 ボルテージモードスイッチングレギュレータ IC

RJJ03F0113-0300
(Previous: ADJ-204-018B)
Rev.3.00
2005.06.15

概要

本 IC シリーズは、商用交流電源から直流安定化電圧を得る、プライマリ制御 AC/DC コンバータ電源に適した、スイッチングレギュレータコントロール IC です。本 IC シリーズを用いることで、安全性の高いフォワードトランス式またはフライバックトランス式の電源を構成できます。

主要な機能として、まず、スイッチング素子のパワー MOS FET を直接ドライブできるように、ドライバ回路を内蔵しています。また、過電流時の保護として、PWM の 1 パルスごとにパルス幅を絞る、パルス・バイ・パルスカレントリミッタを内蔵しています。

この過電流状態が、ある時間以上続いた場合、HA16107 ではタイマラッチにより出力シャットダウンする保護を行い、HA16108 は ON/OFF タイマによる間欠 (点滅) 動作を行い、出力をセーブします。これらにより、垂下特性のよい電源を構成できます。

この他、豊富な内蔵機能により、安全性、信頼性の高いスイッチング電源を構成することができます。

機能

- 6.45V 基準電圧 (ツェナー式 V_{ref}) 回路
- 三角波発振回路
- エラーアンプ回路
- トーテムポール型パワー MOS FET ドライブ出力回路
- UVL (低入力電圧誤動作) 回路
- PWM コンパレータ回路
- パルス・バイ・パルスカレントリミッタ機能
- タイマラッチ式シャットダウン機能 (HA16107)
- ON/OFF タイマで間欠動作させることによる出力セーブ機能 (HA16108)
- ソフトスタート、クイックシャット機能
- OVP (過電圧保護) 機能

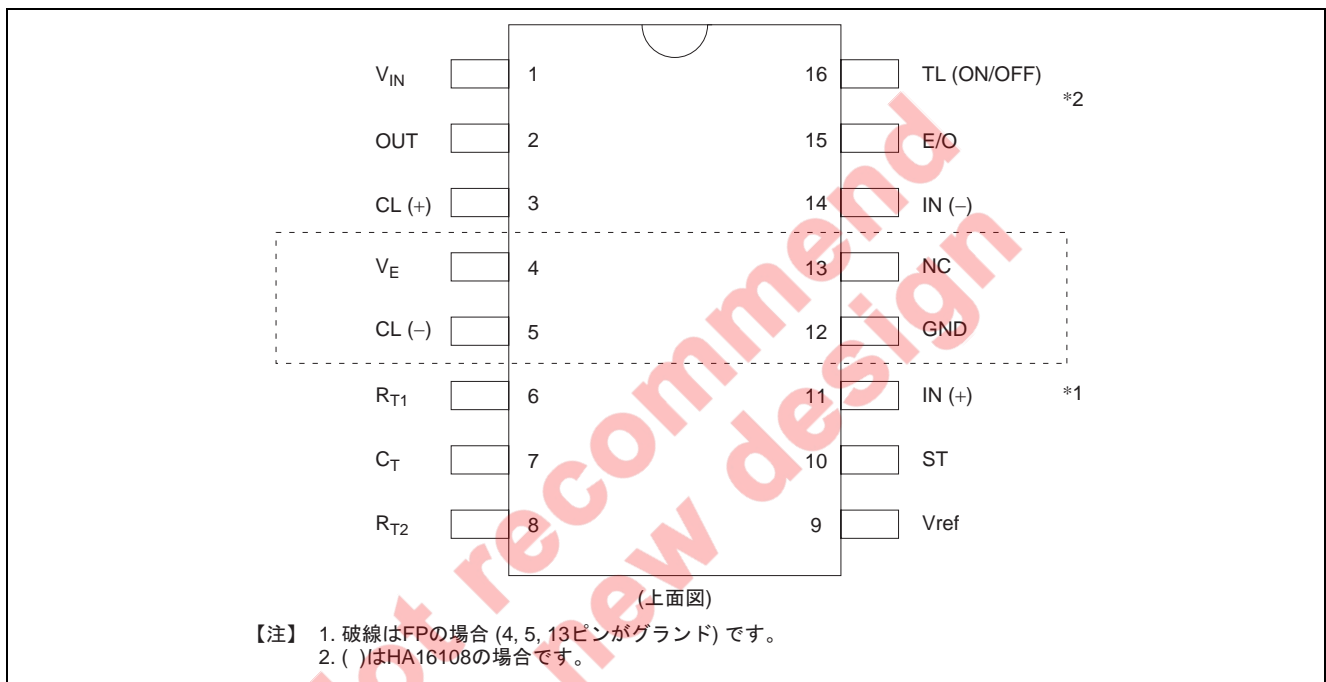
特長

- 最大動作周波数が 600kHz と高い
- パワー MOS FET を直接ドライブ可能 ($\pm 2.0A$ peak Max の最大定格)
- UVL 機能は、 V_{IN} と V_{ref} の双方を監視しており、誤動作を防止
- パルス・バイ・パルスカレントリミッタとタイマラッチまたは ON/OFF タイマの組み合わせにより、垂下特性のよい電源を得られる
- ON/OFF リセットは、 V_{IN} の降下を監視し、外付け容量の時定数によるオートリセットが可能
- OVP のリセットは、 V_{IN} の降下の監視のみのため OVP と ON/OFF 端子を目的に応じて使い分けが可能
- V_{IN} - GND 間にシステム保護用のツェナーダイオード (34V) を内蔵
- SOP パッケージでは、中心の 4 本のピンがタブ GND となっているので、放熱効果が高い

製品ラインアップ

型名	スレッシュホールド電圧		連続して過電流時の保護機能	パッケージ (旧パッケージ)
	UVL1 (V _{IN})	ON/OFF ラッチ		
HA16107P	Hi : 16.2V Lo : 9.5V	7.0V	タイマラッチ	DP-16
HA16107FP				PRSP0016DH-A (FP-16DA)
HA16108P	Hi : 16.2V Lo : 9.5V	Hi : 7.0V	ON/OFF タイマ (間欠動作)	DP-16
HA16108FP		Lo : 1.3V		PRSP0016DH-A (FP-16DA)

ピン配置



端子説明

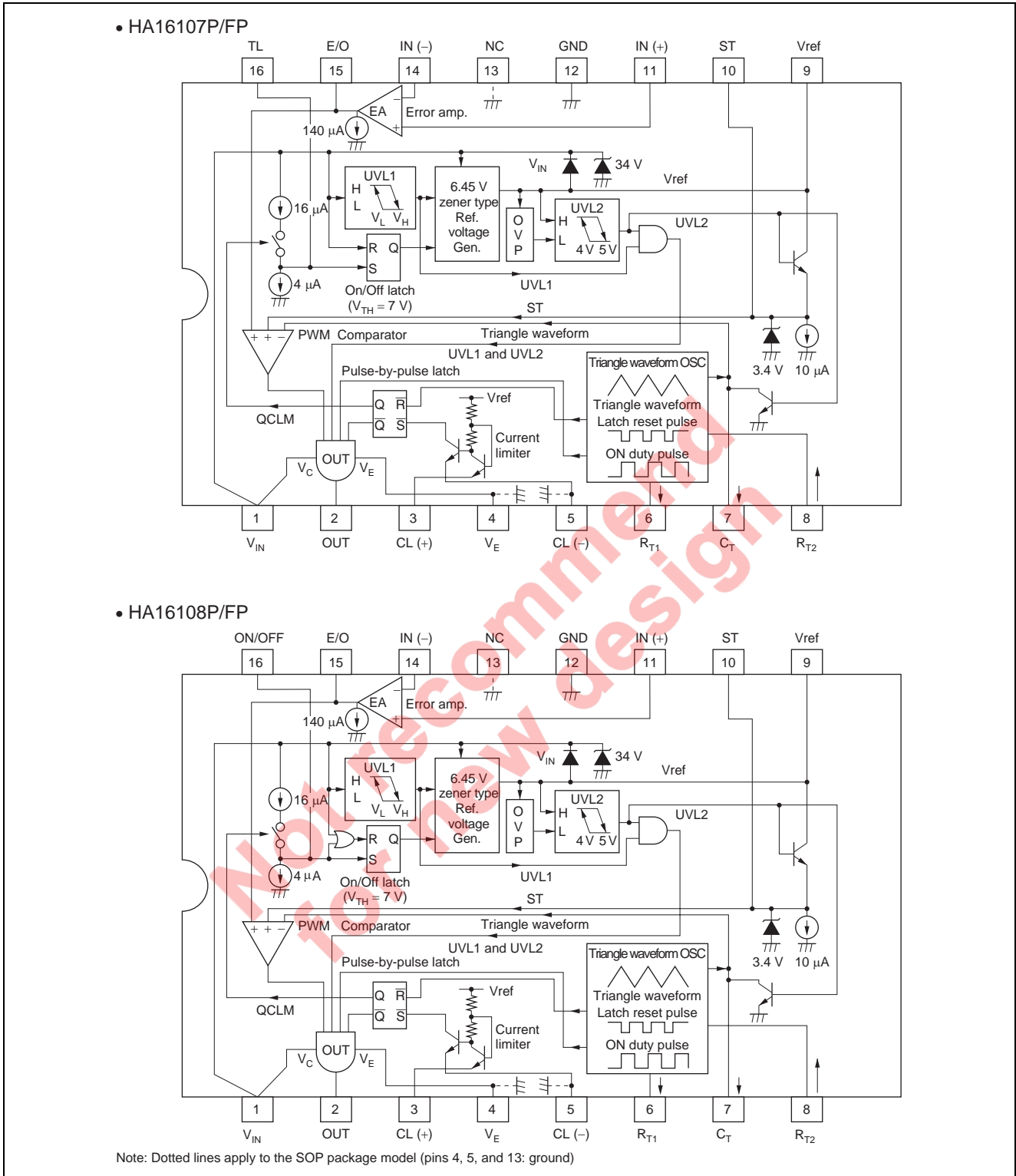
● HA16107P, HA16108P

端子 No.	記号	機能
1	V _{IN}	電源入力
2	OUT	PWM パルス出力
3	CL (+)	カレントリミッタプラス入力
4	V _E	出力段接地。FP は共通接地
5	CL (-)	カレントリミッタマイナス入力。FP は共通接地
6	R _{T1}	タイミング抵抗接続。三角波立ち上がり用
7	C _T	タイミング容量接続。三角波波形出力
8	R _{T2}	タイミング抵抗接続。三角波立ち下がり用
9	V _{ref}	6.45V 基準電圧出力
10	ST	ソフトスタート / 容量接続
11	IN (+)	エラーアンプ非反転出力
12	GND	接地
13	NC	内部非接続。FP は接地
14	IN (-)	エラーアンプ反転入力
15	E/O	エラーアンプ出力
16	TL, ON/OFF	タイマラッチ / 容量接続(HA16107) オン・オフタイマ / 容量接続(HA16108P)

● HA16107FP, HA16108FP

端子 No.	記号	機能
1	V _{IN}	電源入力
2	OUT	PWM パルス出力
3	CL (+)	カレントリミッタプラス入力
4	V _E	出力段接地。FP は共通接地
5	CL (-)	カレントリミッタマイナス入力。FP は共通接地
6	R _{T1}	タイミング抵抗接続。三角波立ち上がり用
7	C _T	タイミング容量接続。三角波波形出力
8	R _{T2}	タイミング抵抗接続。三角波立ち下がり用
9	V _{ref}	6.45V 基準電圧出力
10	ST	ソフトスタート / 容量接続
11	IN (+)	エラーアンプ非反転出力
12	GND	接地
13	NC	内部非接続。FP は接地
14	IN (-)	エラーアンプ反転入力
15	E/O	エラーアンプ出力
16	TL, ON/OFF	タイマラッチ / 容量接続(HA16107) オン・オフタイマ / 容量接続(HA16108P)

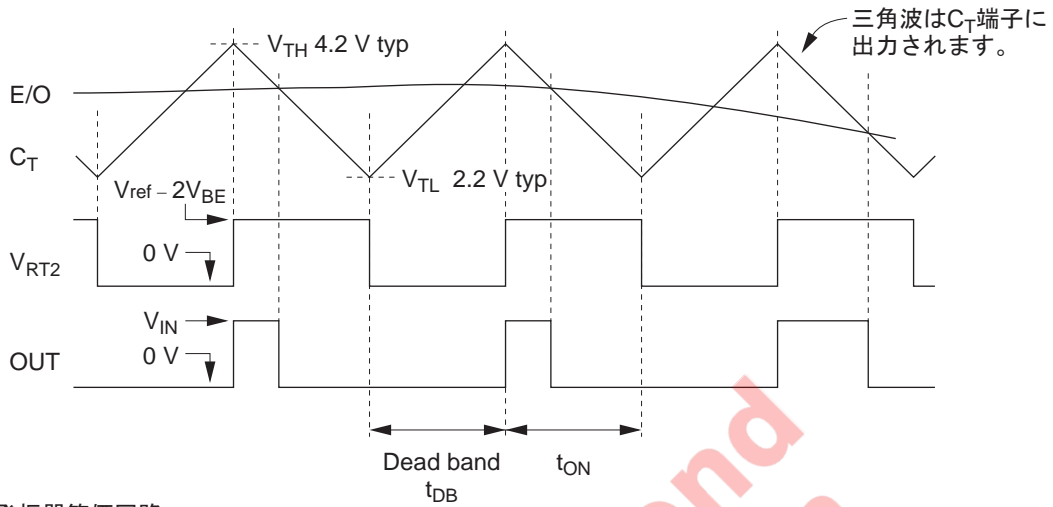
ブロックダイアグラム



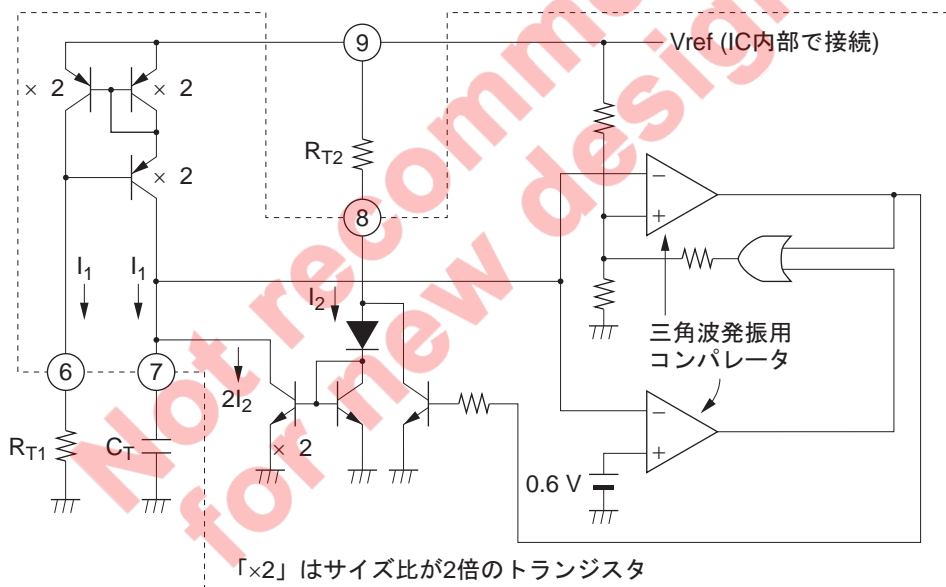
機能およびタイミングチャート

三角波と PWM 出力

• タイミングチャート (定常動作時)



• 発振器等価回路



「主な計算式」

$$I_1 = \frac{V_{ref} - 2V_{BE}}{R_{T1}} \quad t_{DB} = \frac{C_T \times R_{T1} \times 2V}{V_{ref} - 2V_{BE}} \approx 0.4 \times C_T \times R_{T1} \text{ (s)} \quad Du_{max} = \frac{R_{T2}}{2R_{T1}}$$

$$I_2 = \frac{V_{ref} - 2V_{BE}}{R_{T2}} \quad t_{ON} \approx t_{DB} \frac{R_{T2}}{2R_{T1} - R_{T2}} \text{ (s)} \quad f_{OSC} \approx \frac{1 - Du_{max}}{t_{DB}} \text{ (Hz)}$$

【注】 上式は f_{OSC} 小の場合の概略値であり、実際は遅延時間で計算式からずれます。詳しくは次の解説を参照し、実装確認の上、定数を設定してください。

1. 定常動作時の動作タイミングについて

本 IC は、三角波の発振電圧波形を基準とし、その立ち上がり部（前縁）をデッドバンド、すなわち時間 t_{DB} として使い、立ち下がり部（後縁）を ON デューティ制御バンド、すなわち時間 t_{ON} として使います。PWM 出力が ON するのは、 t_{ON} のうちで三角波 V_{CT} と、エラー出力 V_{EO} よりも低い領域です。

PWM 制御に係る各端子出力は、以下のとおりです。

- C_T 端子 (7 ピン)...三角波電圧出力
- E/O (15 ピン)...エラー（入）出力電圧
- R_{T2} 端子 (8 ピン)...ON デューティパルス出力電圧
- OUT 端子 (2 ピン)...PWM パルス出力（パワーMOS FET ゲート駆動用）

2. 三角波発振器と発振波形，発振周波数

本 IC の三角波発振器では、その等価回路に示したように、タイミング容量 C_T の電荷を定電流で充放電させることで三角波発振を行っています。

C_T の充電電流は、

$$I(C_{Tchg}) = I_1 = \frac{V_{REF} - 2V_{BE}}{R_{T1}}$$

また、放電電流は

$$I(C_{Tdischg}) = 2I_2 - I_1 \quad \text{ただし, } I_2 = \frac{V_{REF} - 2V_{BE}}{R_{T2}}$$

ここで、 $V_{ref} = 6.45V$ Typ (基準電圧)、また、 V_{BE} は内部のトランジスタのベース・エミッタ間電圧で約 $0.7V$ です。

デッドバンド時間は、

$$t_{DB} = \frac{C_T \times R_{T1} \times 2V}{V_{REF} - 2V_{BE}} + 0.25 \mu s$$

$$\approx 0.4 \times C_T \times R_{T1} + 0.25 \mu s$$

また、最大 ON デューティ時間は、

$$t_{ON} = t_{DB} \times \frac{R_{T2}}{2R_{T1} - R_{T2}}$$

ただし、 $0.25\mu s$ は、回路内の遅延時間の補正項です。

最大 ON デューティは、

$$Du \max = \frac{R_{T2}}{2R_{T1}}$$

発振周波数は、以下のようになります。

$$f_{OSC} = \frac{1}{\frac{t_{DB}}{1 - Du \max} + 0.25 \mu s}$$

$$= \frac{1}{\frac{0.8 \times C_T \times R_{T1}^2}{2R_{T1} - R_{T2}} + 0.25 \mu s} \quad (\text{Hz})$$

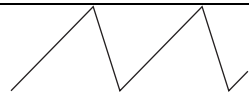
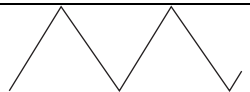
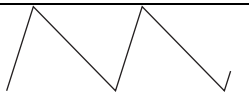
$R_{T1} = R_{T2}$ の場合は、最大 ON デューティは 50% で、

$$f_{OSC} \approx \frac{1}{0.8 C_T R_{T1} + 0.25 \mu s} \quad (\text{Hz})$$

となります。これは、かなりよい近似式ですが、実装時はご確認ください。

3. 最大 ON デューティ (Du Max) の設定

前記を利用して、デッドバンドまたは最大 ON デューティを設定してください。まとめると下表のようになります。

条件	$R_{T1} > R_{T2}$	$R_{T1} = R_{T2}$	$R_{T1} < R_{T2}$
三角波			
Du Max	50%より小	50%	50%より大*1

【注】 1. プライマリ制御スイッチングレギュレータでは、Du Max > 50%の場合トランスが飽和し、危険ですのでご注意ください。

ソフトスタート、クイックシャット

ソフトスタートとは、スイッチングコントローラの電源を投入したとき、そのショックでコントローラやパワーMOS FET にサージが印加されるのを防ぐ目的と、2次側直流電圧をスムーズに立ち上げるための機能です。

クイックシャットダウンは、電源再投入時にソフトスタート回路のコンデンサの電荷を急速放電し (同時に PWM 出力も OFF させます)、次の電源再投入に備えるための機能です。

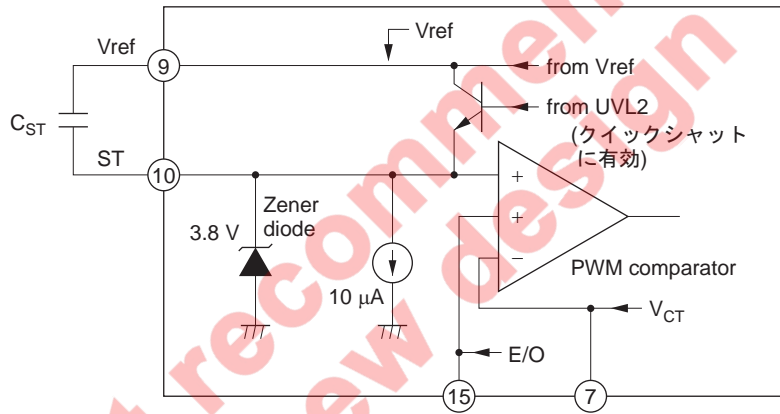
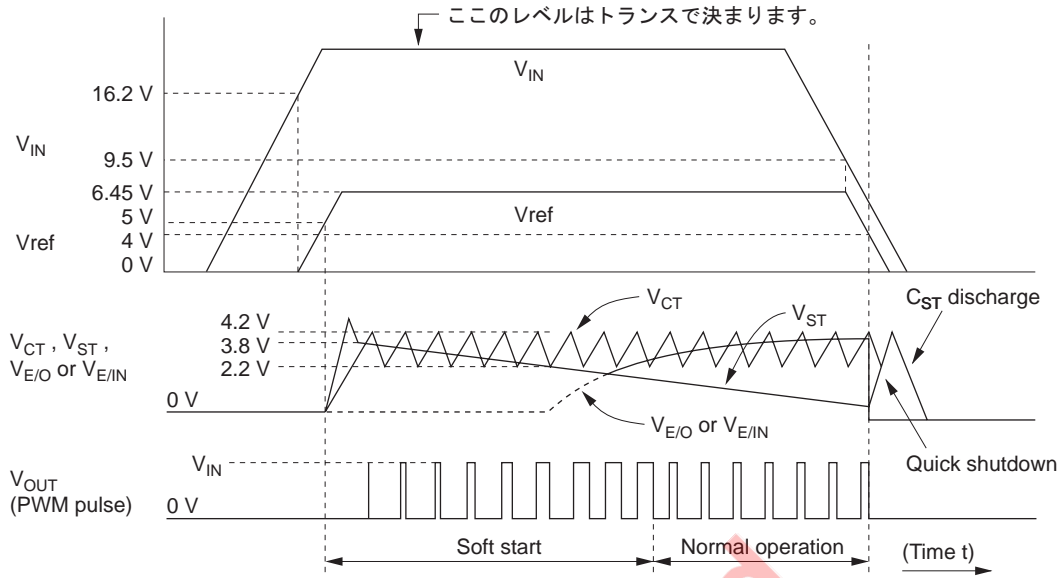
本 IC のソフトスタート機能は、次頁図に示すように三角波形と C_{ST} の充電電圧を比較して、電源投入時 PWM 出力をゼロから規定パルス幅までスムーズに広げます。

なお、ソフトスタートのスタート電圧は、内蔵された 3.8V のツェナーダイオードの電圧値であるため、ソフトスタート動作開始と同時に PWM 出力は少しずつ広げられるように制御されます。また、 C_{ST} を大きくしてもただちにソフトスタートを開始します。

ソフトスタートとクイックシャットダウンのモード選択は IC 内部で自動的に行いますが、これは UVL 信号によって制御します。

Not recommended
for new designs

• 波形タイミング



【注】 ソフトスタートの時定数は C_{ST} の値と定電流値 (10 μ A typ) で決まります。

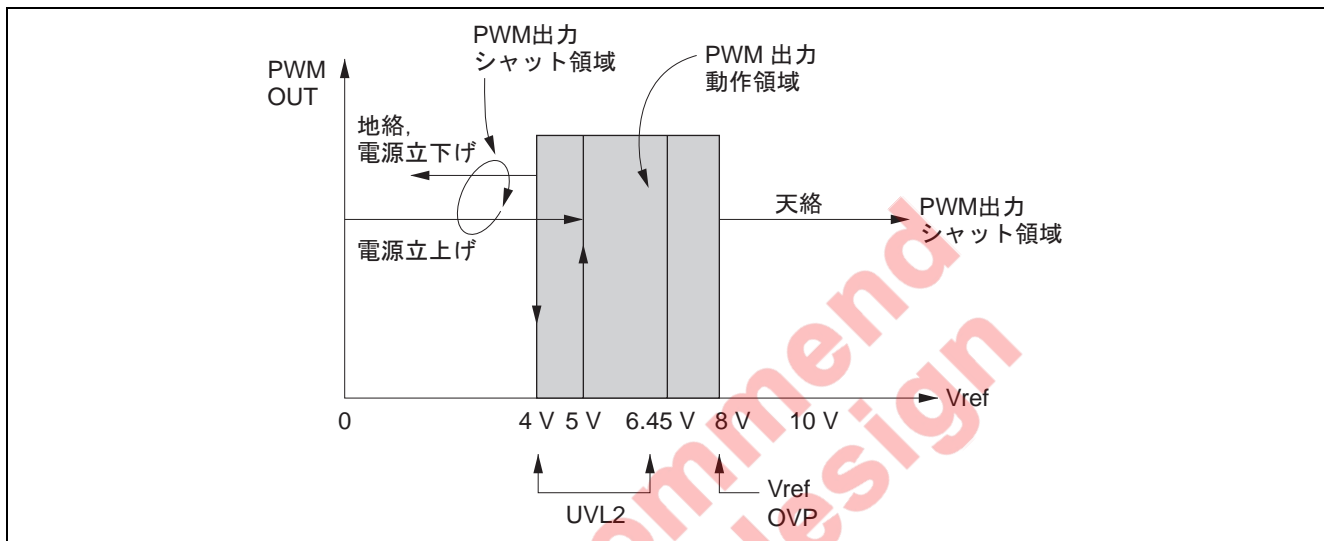
Vref 保護機能 (過電圧保護 (Vref OVP), UVL 保護)

「過電圧検出回路」と「UVL2 回路」で Vref の過電圧および低電圧を検出しています。

Vref 8V で PWM 出力をシャットします。また、UVL2 は約 4V と 5V のヒステリシス電圧で低電圧を検出しており、この電圧以下になると PWM 出力をシャットします。

ゆえに Vref 端子が天絡 (VIN に短絡) 地絡 (GND へ短絡) の場合、PWM 出力をシャットします。また PWM 出力は VIN の投入および切断時にもシャットします。

下図は、Vref < 6.45V では電源立ち上げ時、立ち下げ時の状態を示します。また、Vref > 6.45V では、Vref 端子に外部から高い電圧が印加された状態を示します。



1. 本 IC のカレントリミッタ回路について

カレントリミッタ (CL) 検出端子は、ブロックダイアグラムに示すように NPN トランジスタのエミッタで、そのスレッシュホールド電圧は 240mV typ です。

本回路のスイッチングスピードは、過電流を検出してから PWM 出力を停止するまで、約 100ns 程度です。

なお、CL 端子に入力する信号が大きいほど、スイッチングスピードも速くなります。

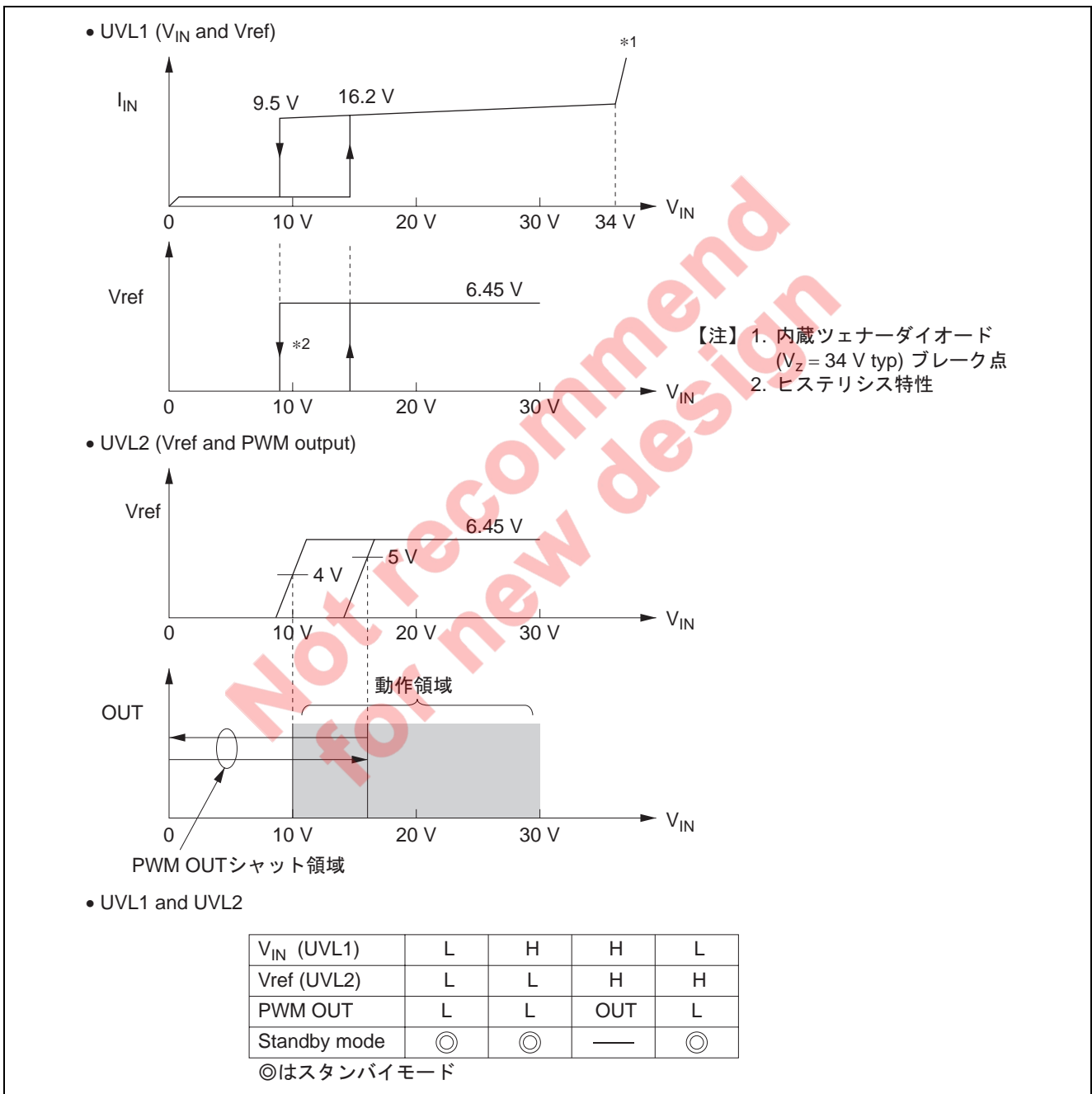
本 IC の CL は、単なるパルス・バイ・パルス方式ではなく、タイマラッチもしくは ON/OFF タイマ回路と連動して、過電流の大きさも検出しています。過電流値は、ON デューティのどこでかかったかにより判断しています。過電流が大きいとき (狭い ON デューティで CL がかかる)、タイマ時間は IC で自動的に短く設定します。

UVL と PWM 出力の関係

UVL は、コントローラ電源電圧が規定値以下のとき、PWM 出力パルスを OFF する機能です。

本 IC は 2 回路の UVL を内蔵しています。1 つは電源電圧 V_{IN} をセンスする UVL1 回路と、もう一方は V_{ref} 電圧をセンスするための UVL2 です。下図に示すように、本 IC は UVL1 と UVL2 の両方とも規定電圧以上になっているときのみ PWM 出力を出す特長を持っています。この状態以外は、スタンバイモードとなります。

2 つの UVL 回路を内蔵しているため、例えば V_{IN} が印加されている状態で、 V_{ref} が GND へショートされた異常状態に PWM 出力を OFF できるので、極めて安全な電源システムを構成することができます。



タイマラッチと ON/OFF タイマ

HA16107 はタイマラッチ機能を、HA16108 は ON/OFF タイマ機能を内蔵しています。

タイマラッチとは、OVP (Over Voltage Protection) 機能に、過電流の値に応じて PWM 出力をラッチするまでの時間を可変できるタイマ機能を追加したものです。V_{ref} OVP の他に専用の端子を設け、電圧検出をしています。

また、ON/OFF タイマとは、前述のタイマラッチ機能からラッチ機能を除いたもので、連続して過電流を検出した場合、一時 PWM 出力を停止した後、通常動作に復帰し、間欠動作を行う機能です。

タイマラッチ機能 (HA16107) も ON/OFF 機能 (HA16108) も、過電流を検出してからただちに PWM 出力を停止するのではなく、コンデンサ C_{TM} の値と、IC 内部から供給される充・放電電流の値によって、一定時間経過後 PWM 出力を停止します。このような機能によって単発的な過電流検出では通常動作を行い、連続過電流検出の場合は、2 次側出力の電圧・電流垂下カーブはシャープな特性が得られます。

1. タイマラッチ端子の使用法 (HA16107)

— タイマラッチとしての使用法

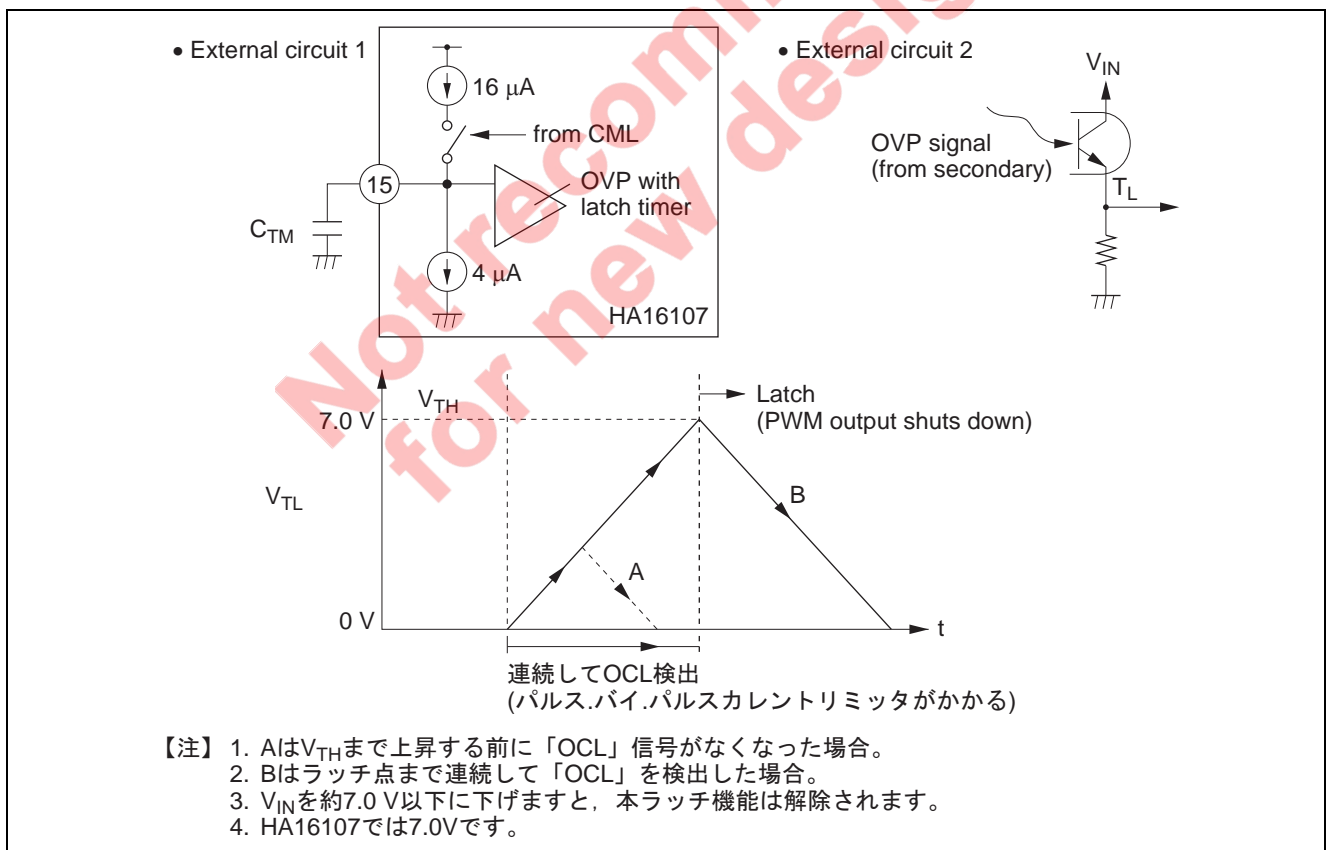
外付け 1 を使用します。連続過電流時に、CML スイッチが ON し、C_{TM} に 12μA でチャージします。15 ピンが 7V 以上で PWM 出力をシャットします。

— OVP としての使用法

これは、外付け 2 を使用します。AC/DC コンバータの 2 次側 DC 出力からフォトカプラを介して OVP を検出するのに適しています。

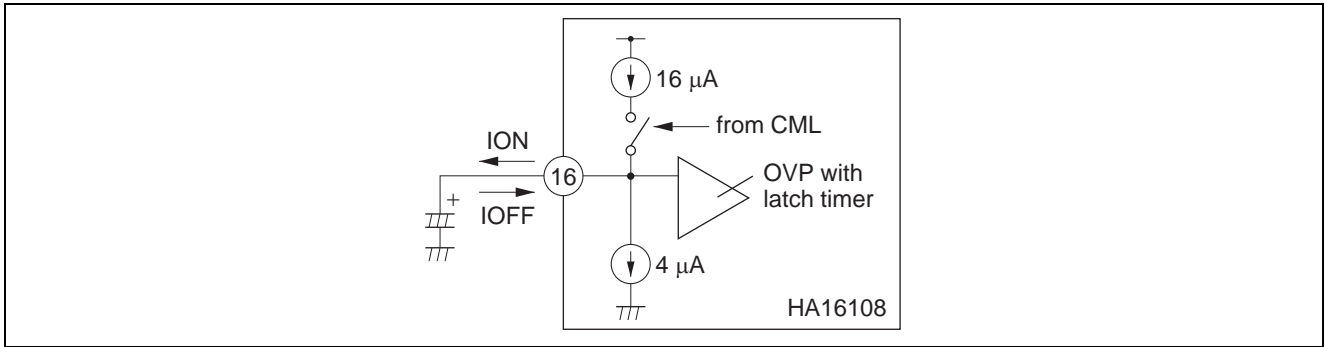
OVP 信号により、TL 端子が 7V 以上になれば PWM 出力はシャットダウンし、その状態でラッチ (保持) します。

ラッチを解除するときは、V_{IN} < 6.5V (V_{INR2}) としてください。

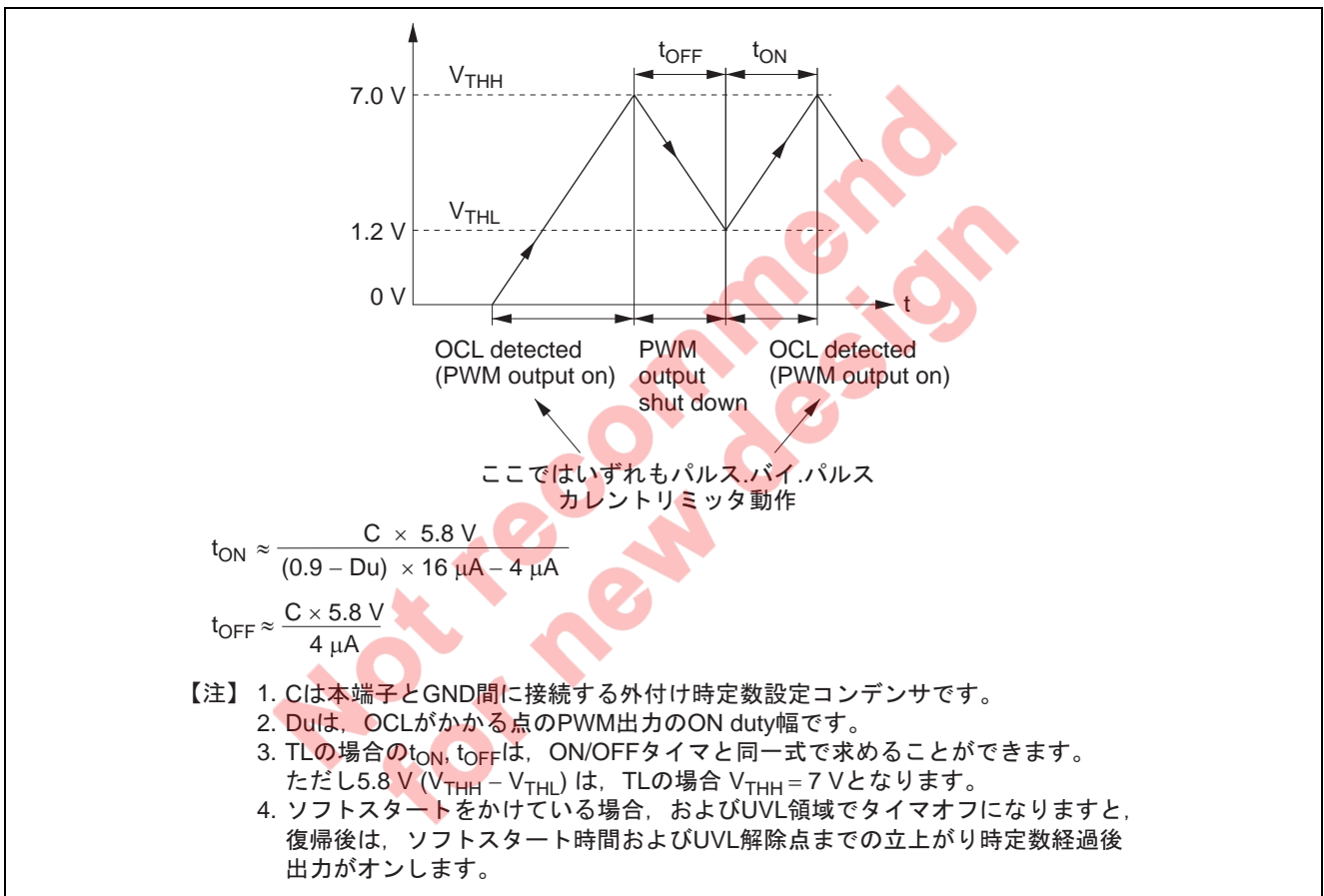


2. ON/OFF タイマ端子の使用法 (HA16108)

— 接続方法



— ON/OFF タイマの動作



絶対最大定格

(Ta = 25°C)

項目	記号	定格値	単位	注
電源電圧	V _{IN}	30	V	
出力電流 (DC)	I _O	±0.2	A	
出力電流 (Peak)	I _{O peak}	±2	A	
カレントリミッタ端子電圧	V _{CL}	+4, -1	V	
E.AMP 入力電圧	V _{IEA}	V _{ref}	V	
E/O 出力電圧	V _{IE/O}	V _{ref}	V	
R _{T1} 端子電流	I _{RT1}	500	μA	
R _{T2} 端子電流	I _{RT2}	5	mA	
許容損失	P _T	680	mW	1, 2
動作温度	T _{opr}	-20 ~ +85	°C	
保存温度	T _{stg}	-55 ~ +125	°C	

【注】 1. SOP (FP) の場合

40 × 40 × 1.6 (mm) ガラスエポキシ基板に実装時の値

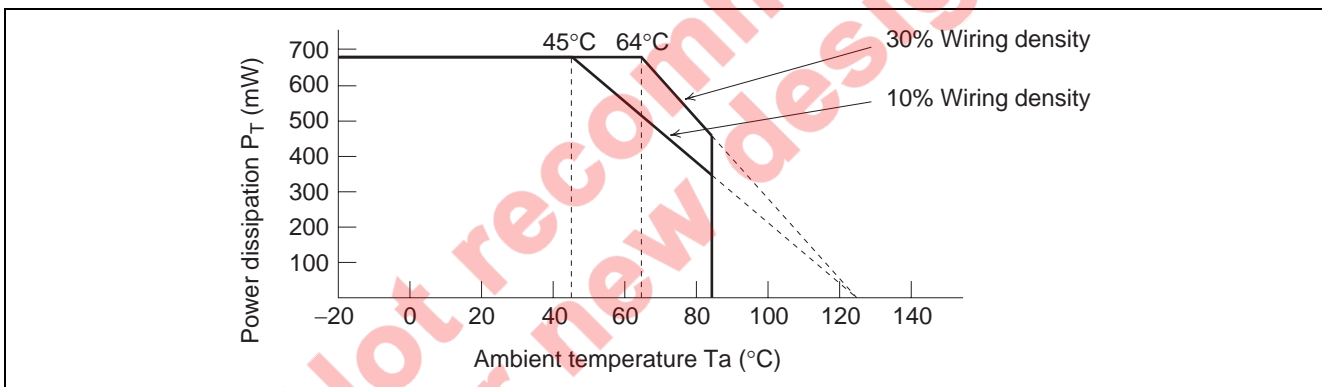
ただし、配線密度 10% の場合 Ta = 45°C まで、ディレーティングは 8.3mW/°C

配線密度 30% の場合 Ta = 64°C まで、ディレーティングは 11.1mW/°C

としてください。

2. DIP (P) の場合

Ta = 45°C までの値であり、それ以上は 8.3mW/°C でディレーティングしてください。



電気的特性

(Ta = 25°C, V_{IN} = 18V, f_{OSC} = 100kHz)

項目	記号	Min	Typ	Max	単位	測定条件	注	
基準電圧部	出力電圧	Vref	6.10	6.45	6.80	V		
	ラインレギュレーション	Line	-	30	60	mV	12V V _{IN} 30V	
	ロードレギュレーション	Load	-	30	60	mV	0mA I _O 10mA	
	出力電圧温度変動	$\Delta V_{ref} / \Delta T_a$	-	40	-	ppm/°C		
	出力短絡電流	I _{OS}	30	50	-	mA	Vref = 0V	
	Vref OVP 電圧	Vrov _p	7.4	8.0	9.0	V		
三角波発振部	最大発振周波数	f _{max}	600	-	-	kHz		
	最小発振周波数	f _{min}	-	-	1	kHz		
	発振周波数入力電圧安定度	$\Delta f / f_{O1}$	-	±1	±3	%	12V V _{IN} 30V f _{O1} = (f _{max} - f _{min})/2	
	発振周波数温度安定度	$\Delta f / f_{O2}$	-	±1	-	%	-20°C Ta +85°C f _{O2} = (f _{max} - f _{min})/2	
	発振周波数精度	f _{OSC}	270	300	330	kHz	R _{T1} = R _{T2} = 27kΩ C _T = 120pF	
PWM コンパレータ	最小デッドバンドパルス幅	t _{DB}	-	-	1.0	μs		
	ローレベル スレッシュホールド	V _{TL}	1.9	2.2	2.5	V		
	ハイレベル スレッシュホールド	V _{TH}	3.8	4.2	4.6	V		
	スレッシュホールド差電圧	ΔV_{TH}	1.7	2.0	2.3	V		
	デッドバンド幅精度	$\Delta DB1$	-	±1	±3	%	R _{T1} = R _{T2} = 27kΩ C _T = 470pF	
	デッドバンド幅 入力電圧安定度	$\Delta DB2$	-	±0.2	±2.0	%	12V V _{IN} 30V (D _{max} - D _{min})/2	
	デッドバンド幅温度安定度	$\Delta DB3$	-	±1	-	%	-20°C Ta +85°C (D _{max} - D _{min})/2	
エラー アンプ部	入力オフセット電圧	V _{IO}	-	2	10	mV		
	入力バイアス電流	I _{IB}	-	0.8	2.0	μA		
	入力シンク電流	I _{O sink}	80	140	-	μA	V _O = 2V	
	出力ソース電流	I _{O source}	80	140	-	μA	V _O = 5V	
	ハイレベル出力電圧	V _{OH}	Vref-1.5	-	-	V	I _O = 10μA	
	ローレベル出力電圧	V _{OL}	-	-	0.5	V		
	電圧利得	GV	-	55	-	dB	f = 10kHz	
	帯域幅	BW	-	15	-	MHz		
	(-)コモンモード電圧	V _{CM-}	1.2	-	-	V		
	(+)コモンモード電圧	V _{CM+}	-	-	Vref-1.5	V		
過電流検出部	(+)スレッシュホールド電圧	V _{TH+}	0.216	0.240	0.264	V		
	(+)バイアス電流	I _{B+}	-	180	250	μA	V _{CL+} = 0V	
	(-)スレッシュホールド電圧	V _{TH-}	-0.264	-0.240	-0.216	V		1
	(-)バイアス電流	I _{B-}	-	950	1350	μA	V _{CL-} = -0.3V	
	動作時間	t _{OFF}	-	100	-	ns	C _L なし, V _{CL} = +0.35V	
	(+)スレッシュホールド電圧	V _{TH+}	0.216	0.240	0.264	V		
ソフト スタート部	ハイレベル電圧	V _{STH}	3.2	3.8	4.4	V	I _{sink} = 1mA	
	シンク電流	I _{sink}	7	10	13	μA	V _{ST} = 2.0V	

(次頁に続く)

項目	記号	Min	Typ	Max	単位	測定条件	注	
低入力誤動作防止部 1	V _{IN} ハイレベルスレッシュホールド電圧	V _{INTH}	14.7	16.2	17.7	V		
	V _{IN} ローレベルスレッシュホールド電圧	V _{INTL}	8.5	9.5	10.5	V		
	スレッシュホールド差電圧	ΔV _{TH}	5.2	6.2	7.2	V		
低入力誤動作防止部 2	V _{ref} ハイレベルスレッシュホールド電圧	V _{rTH}	4.5	5.0	5.5	V		
	V _{ref} ローレベルスレッシュホールド電圧	V _{rTL}	3.5	4.0	4.5	V		
タイマラッチ ^{*3} オンオフタイマ	ラッチスレッシュホールド電圧	V _{THH}	6.5	7.0	7.5	V		
	V _{IN} リセット電圧	V _{INR2}	6.0	6.5	7.0	V		
	リセット電圧	V _{THL2}	1.0	1.3	1.6	V		2
	UVL・LOW との差電圧	ΔV	2.0	3.0	–	V	V _{INTL} – V _{INR2}	
	OCL 時ソース電流	I _{source}	8	12	16	μA	C _L 常時 ON	
	ラッチ時シンク電流	I _{sink}	2.5	4	5.5	μA	T _L 端子(ON/OFF) = 4V	
出力	ロー電圧	V _{OL1}	–	1.7	2.2	V	I _{O sink} = 0.2A	
	ハイ電圧	V _{OH}	V _{IN} – 2.2	–	–	V	I _{O source} = 0.2A	
	スタンバイ時ロー電圧	V _{OL2}	–	–	0.5	V	I _{O sink} = 1mA	
	立ち上がり時間	t _r	–	40	–	ns	C _L = 1000pF	
	立ち下がり時間	t _f	–	60	–	ns		
総合	スタンバイ電流	I _{st}	–	160	250	μA		
	動作電流	I _{IN1}	–	16	20	mA	V _{IN} = 30V, C _L = 1000pF f = 100kHz	
		I _{IN2}	–	12	16	mA	V _{IN} = 30V, f = 100kHz Output open	
	オンオフラッチ電流	I _{IN3}	–	350	460	μA	V _{IN} = 14V	
	V _{IN} -GND 間ツェナー電圧	V _Z	30	34	–	V		

- 【注】 1. –1.0V 以上の負電圧を印加しないでください。
 2. HA16108P/FP のみ適用
 3. Timer Latch: HA16107P/FP, ON/OFF Timer: HA16108P/FP

スタンバイ電流について

図 1 の測定回路において、PWM パルスが出力し始める点の動作電流がスタンバイ電流です。

なお、V_{ref} 端子の外部外付け抵抗 (R_{T2} を含む) が、測定回路よりも小さい場合は、見掛け上のスタンバイ電流は増加します。

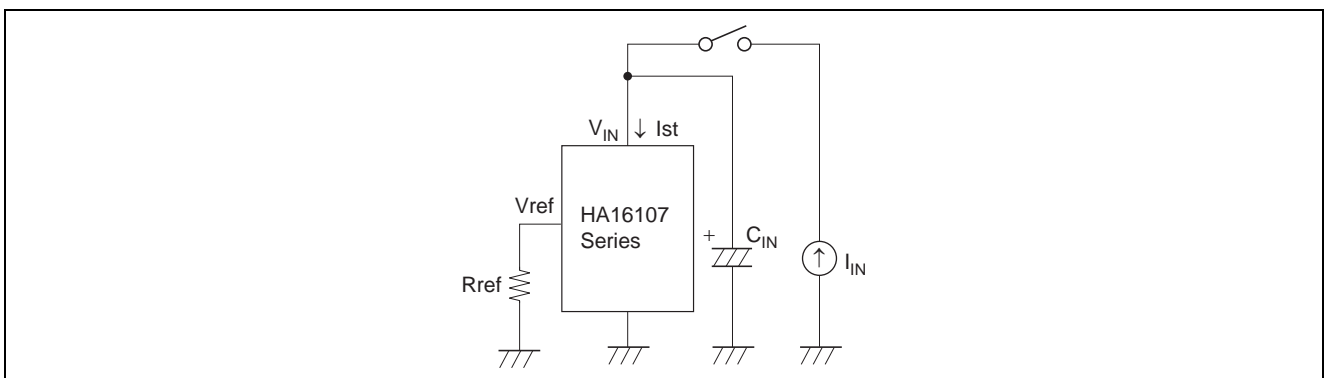


図 1 スタンバイ電流測定回路

使用上の注意

- 適用：HA16107, HA16108 の電源に、トランスのバックアップ巻線を用いずに、直接 DC 電源を印加する場合
- 現象：図 2 のように、 V_{IN} の立ち上がりが $10V/100\mu s$ 以上の速い回路では、IC が起動しないことがあります。
- 理由：IC の回路構成上、タイマラッチ部のラッチが先に動作するため。
- 対象：図 3 のように、時定数回路を構成するなどの対策をして、 V_{IN} の立ち上がりが $10V/100\mu s$ 未満となるようにしてください。

なお、AC/DC コンバータのように、起動抵抗とバックアップ巻線により IC の電源を構成する場合は、 V_{IN} の立ち上がりは通常 $1V/100\mu s$ 程度となり、本現象が起こる心配はありません。

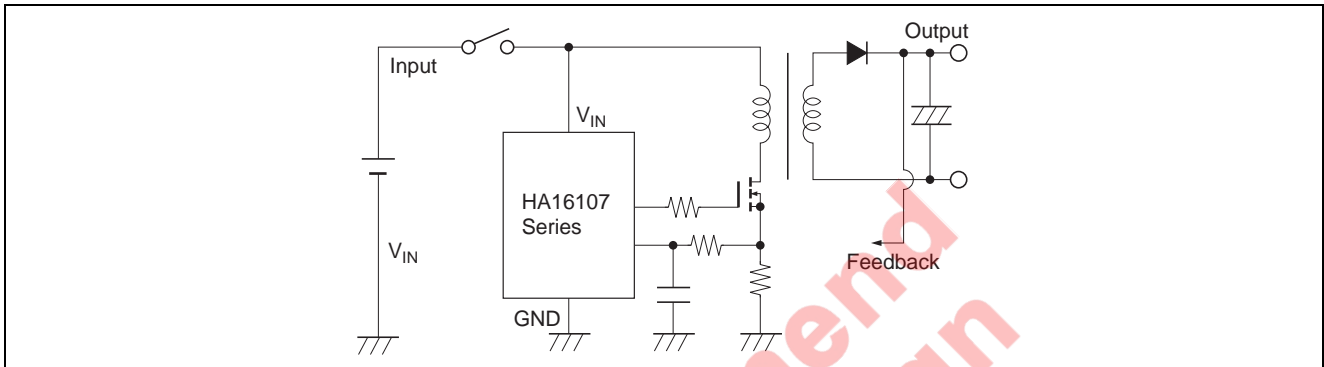
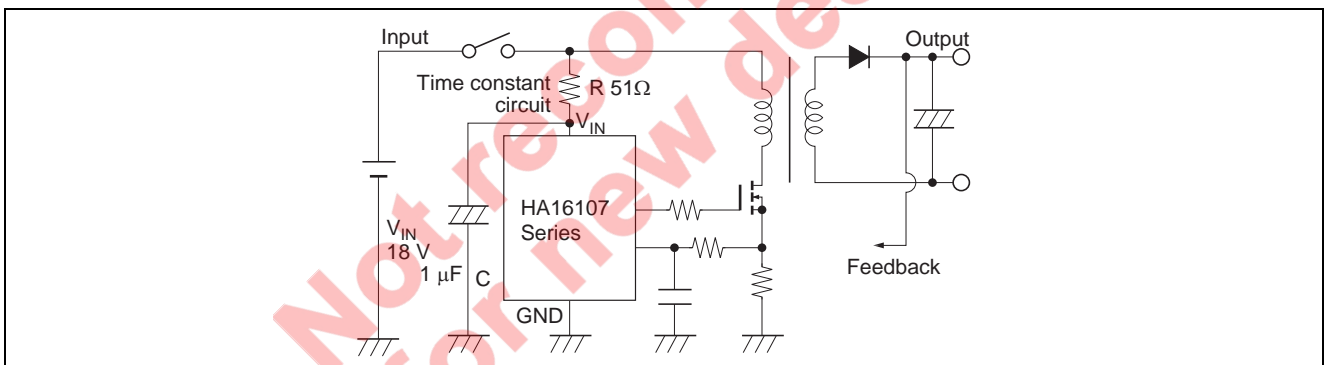
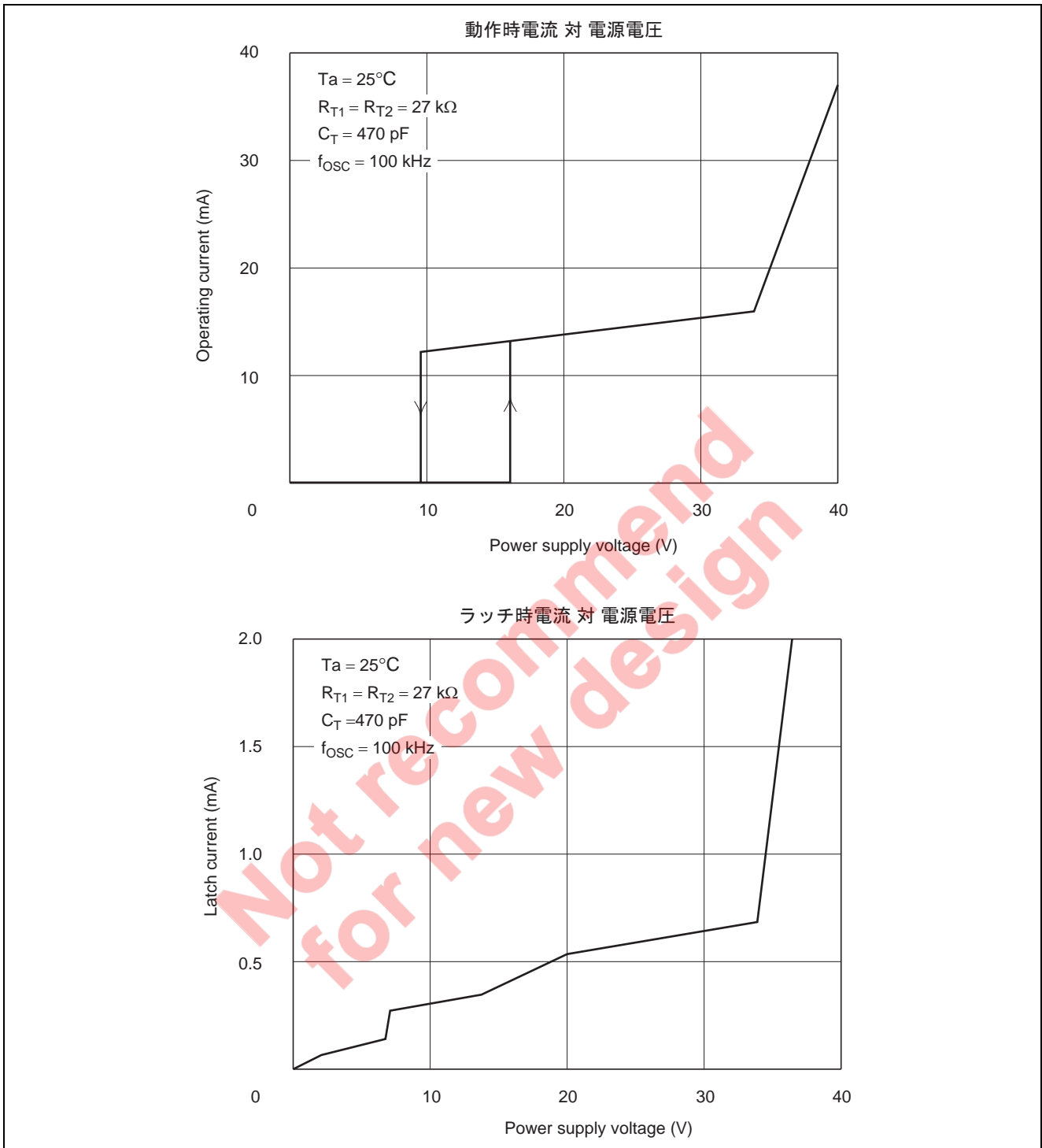
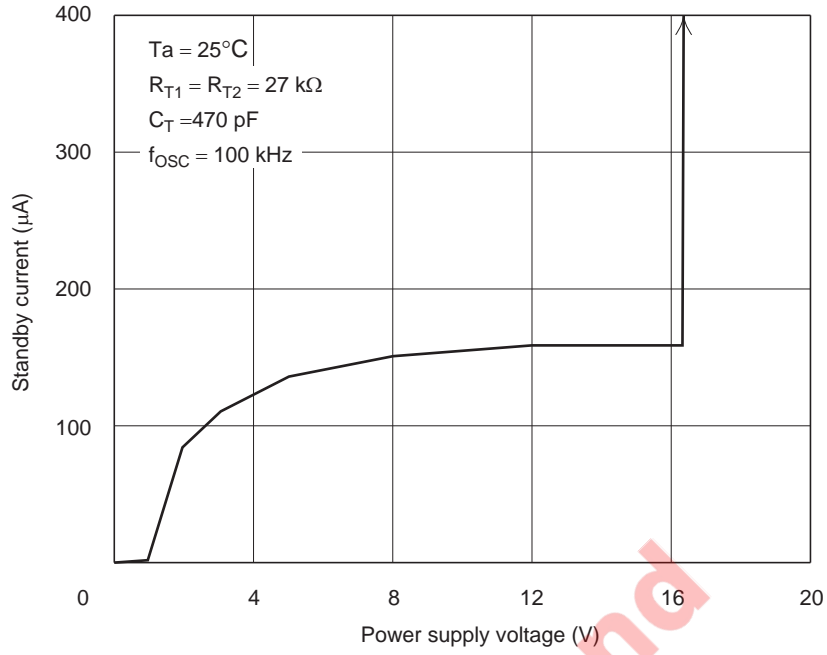
図 2 V_{IN} の立ち上がりが速い回路例

図 3 改善回路例

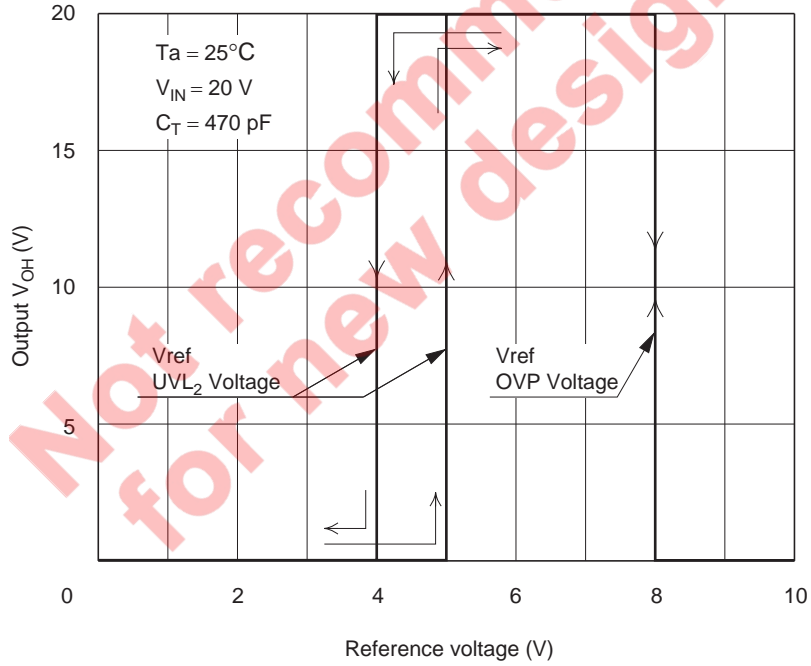
主特性



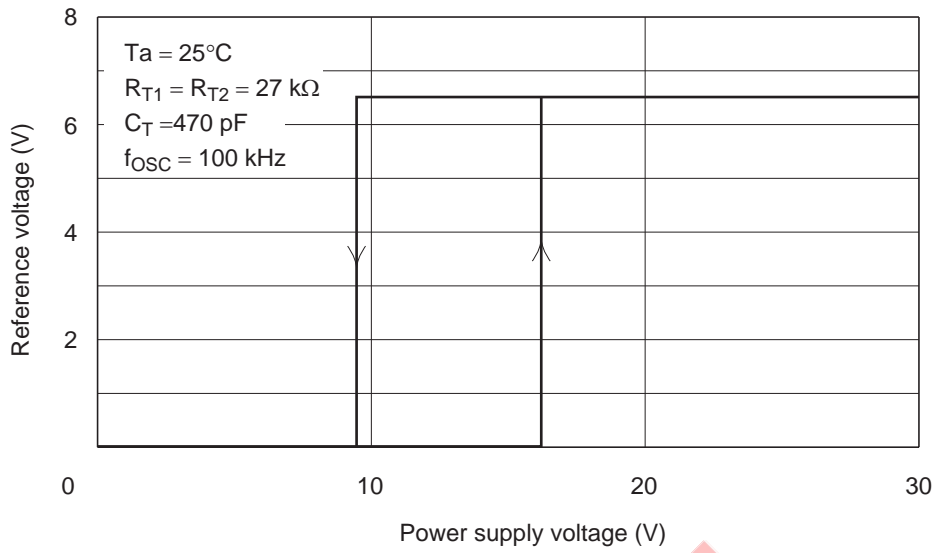
スタンバイ電流 対 電源電圧



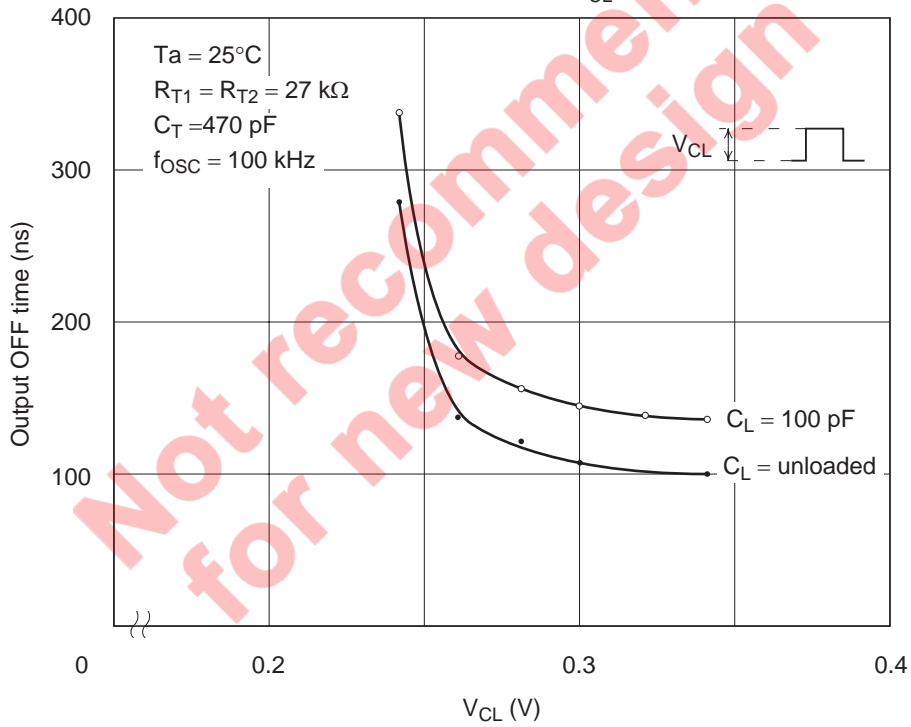
出力 V_{OH} 対 基準電圧

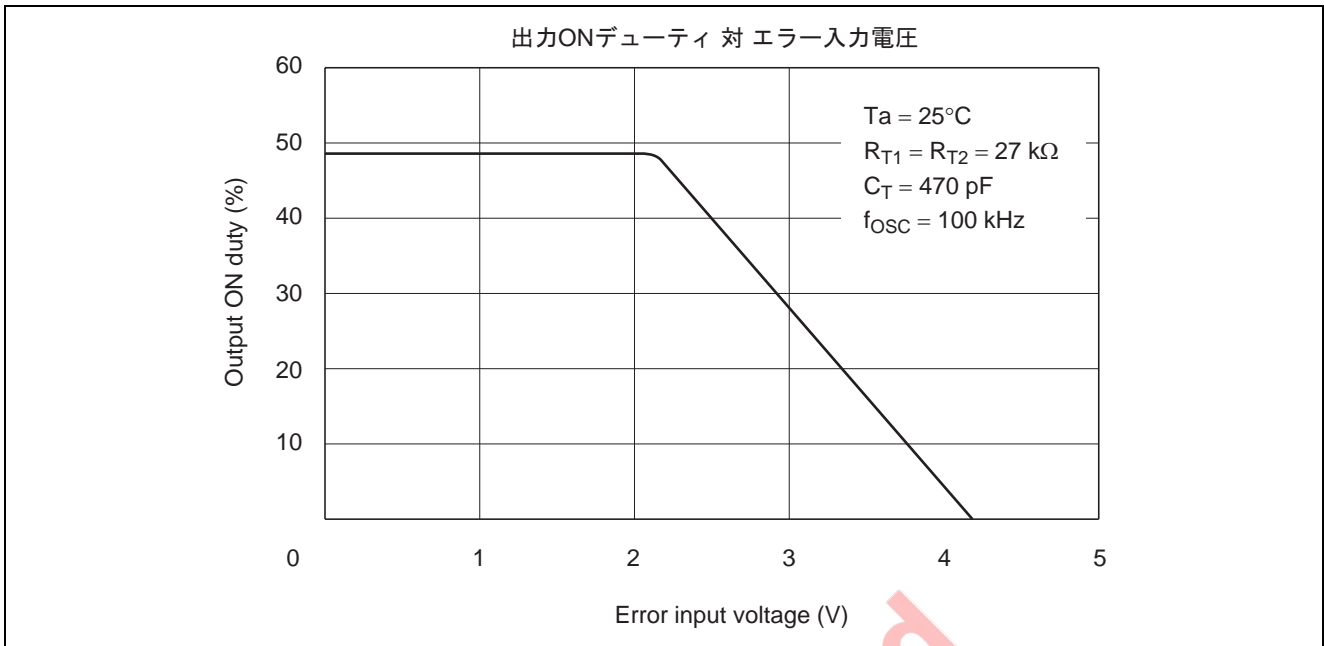


基準電圧 対 電源電圧

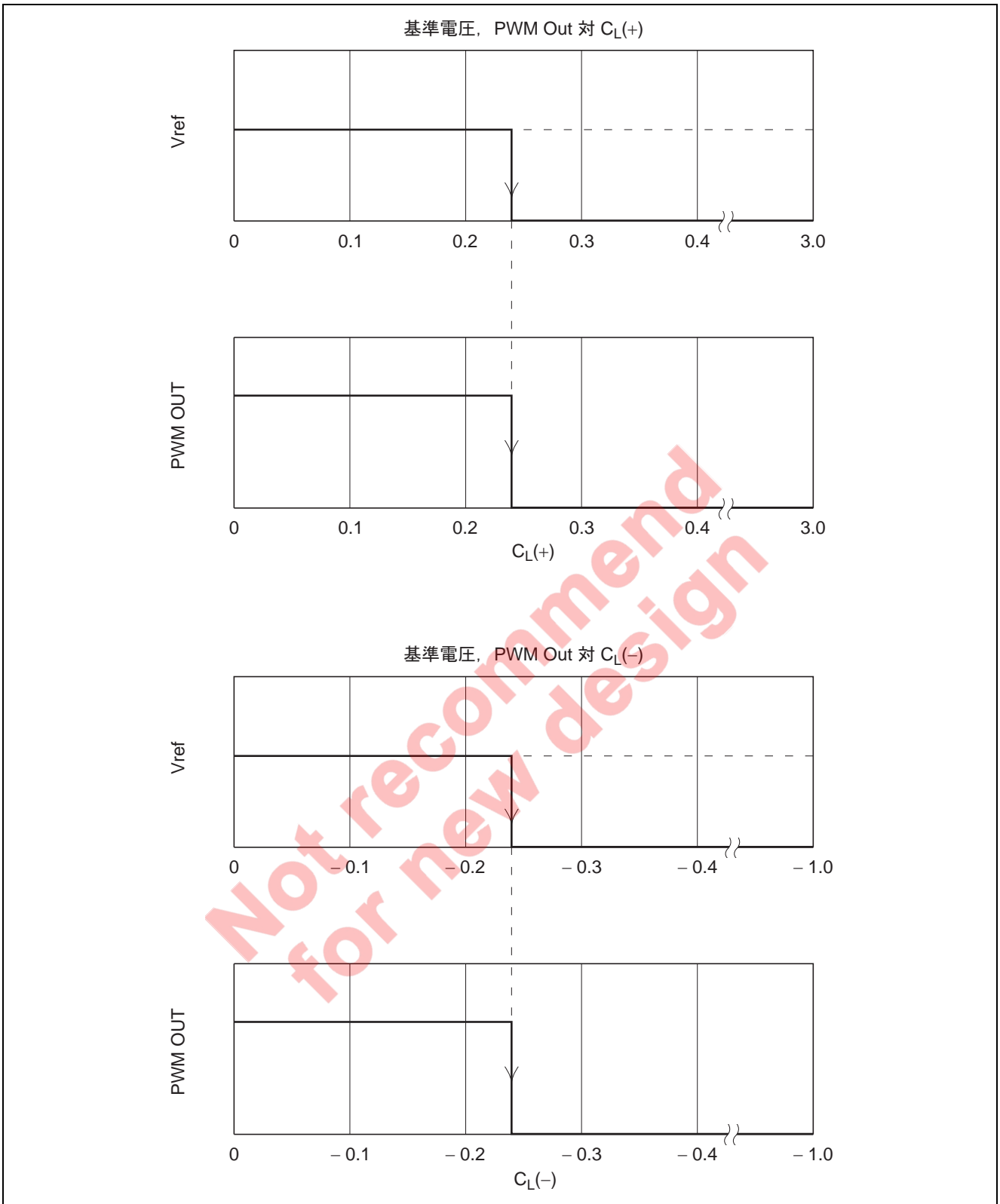


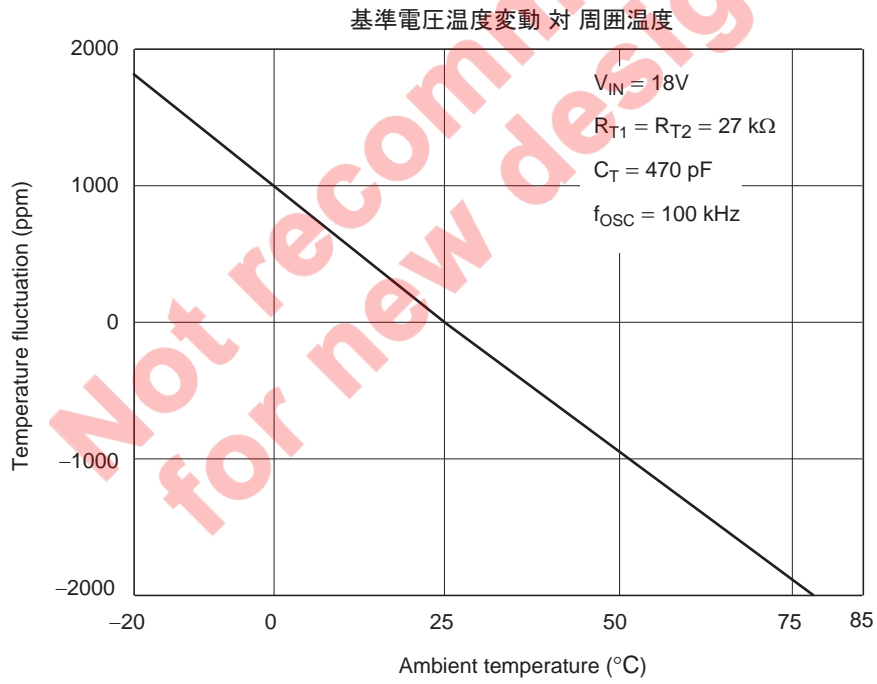
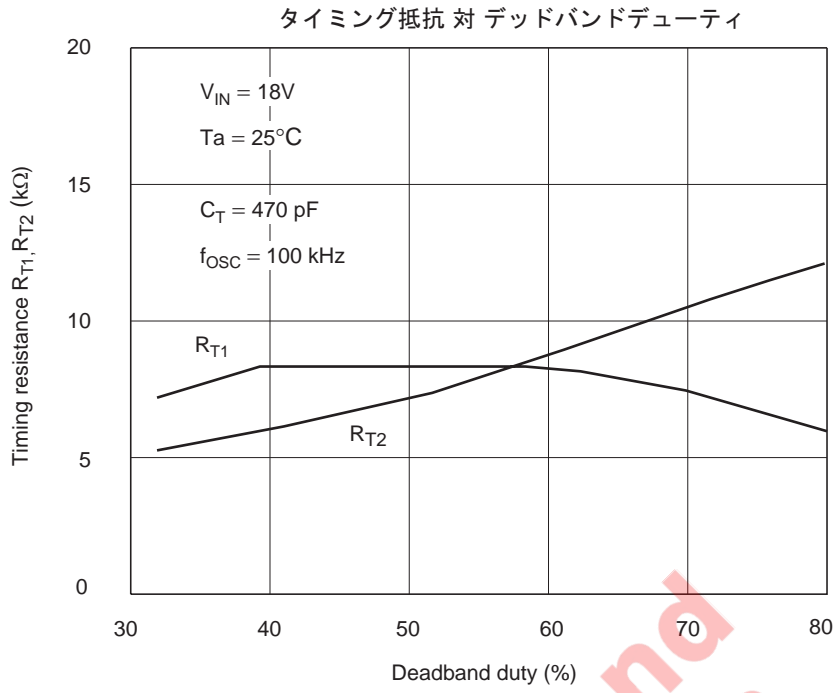
出力OFF時間 対 V_{CL}



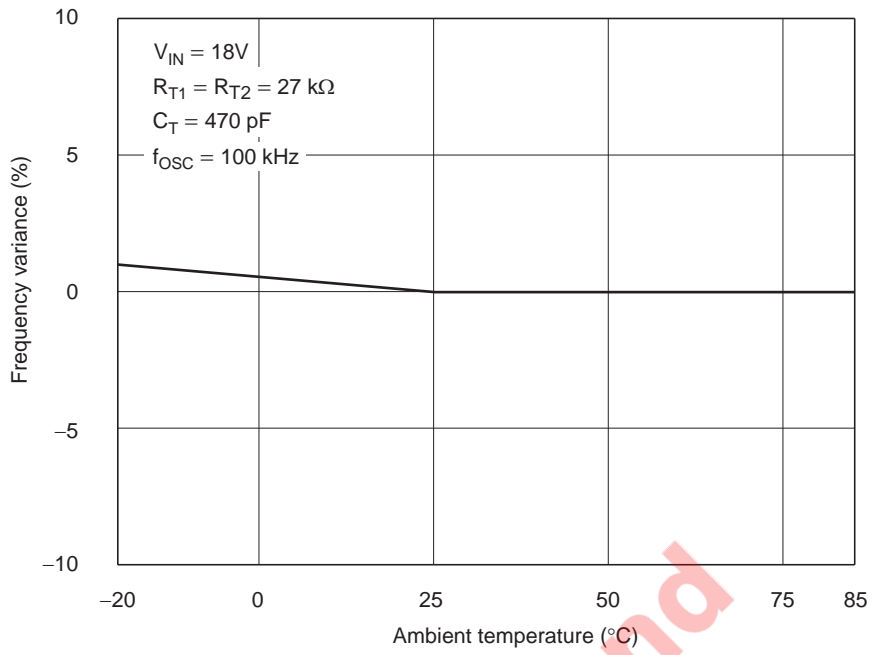


Not recommend
for new design

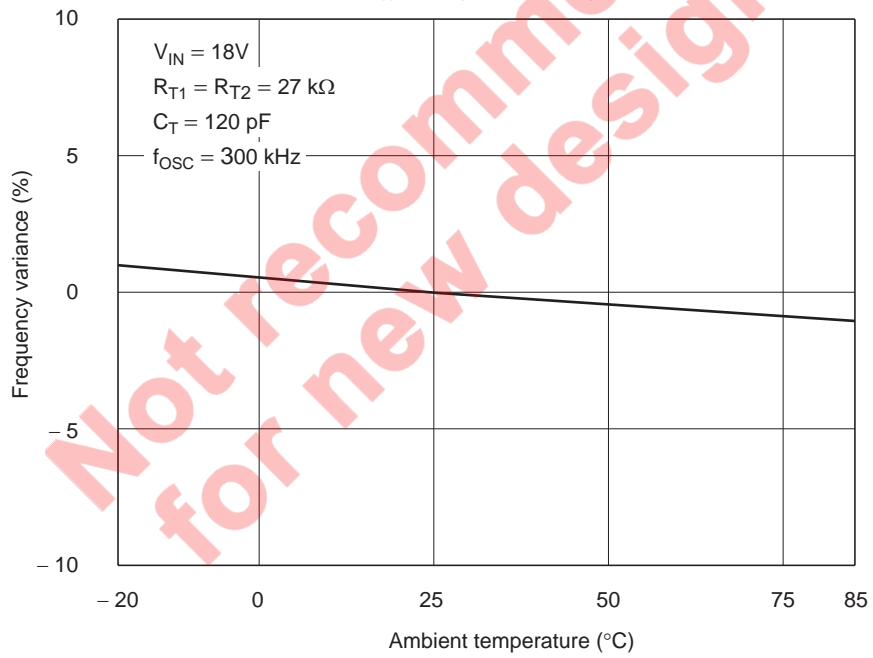


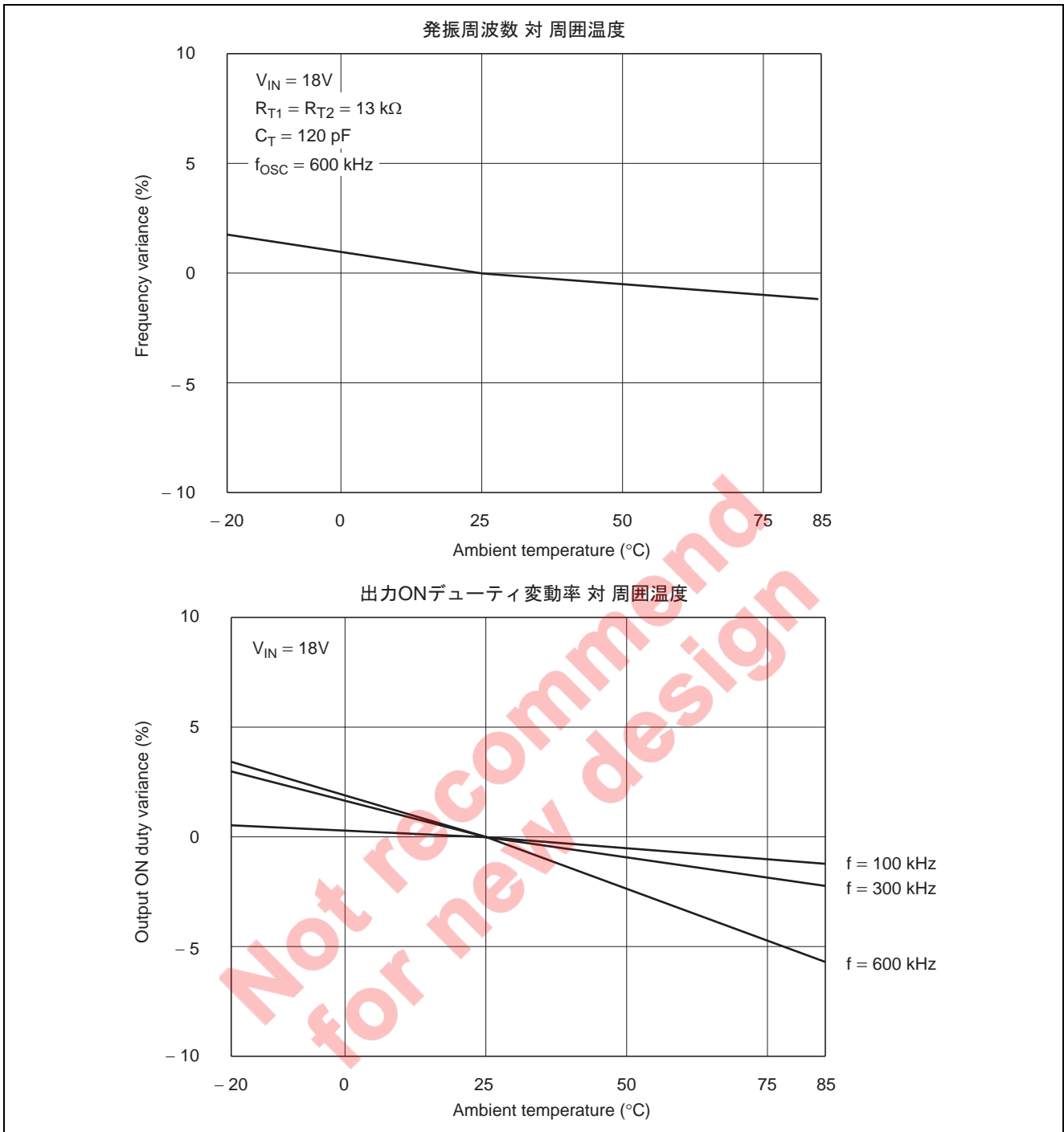


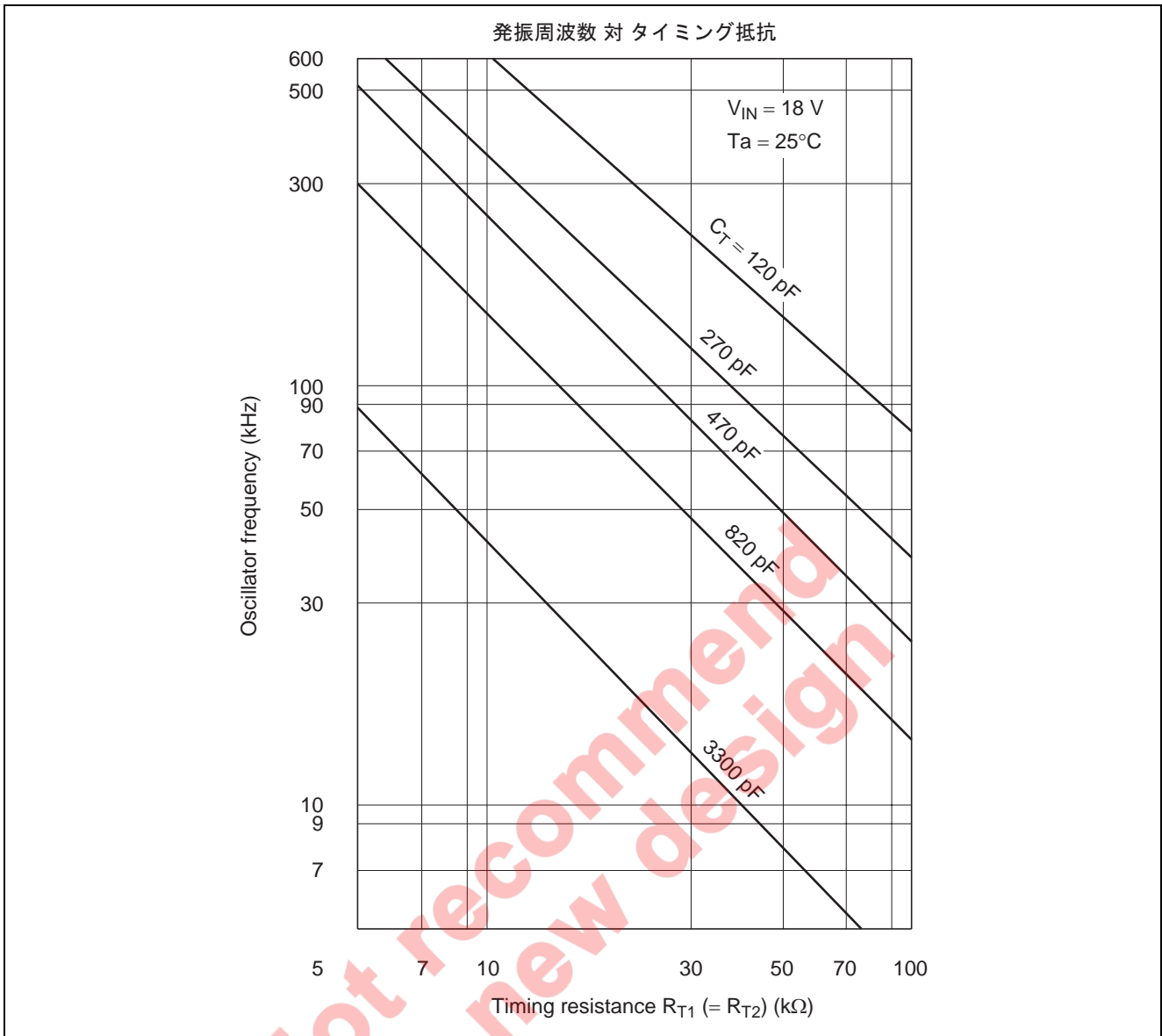
発振周波数 対 周囲温度

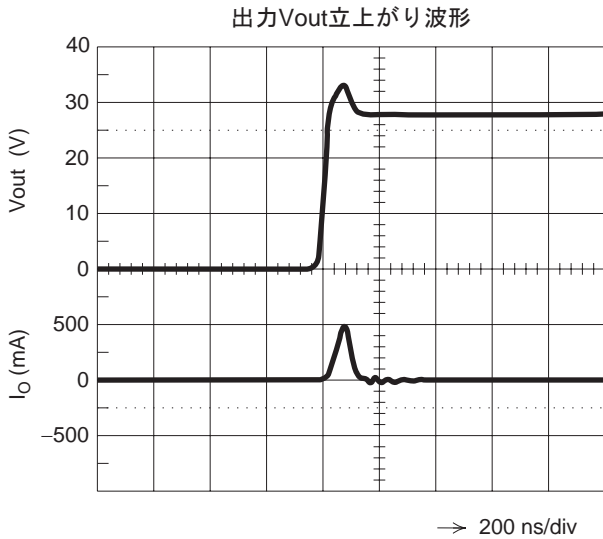


発振周波数 対 周囲温度



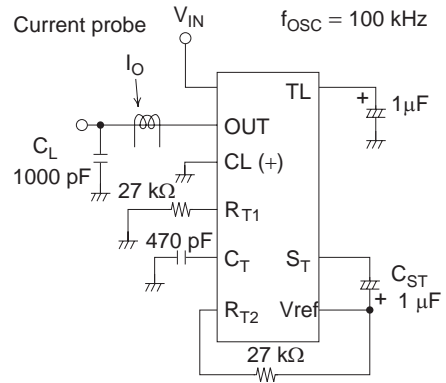




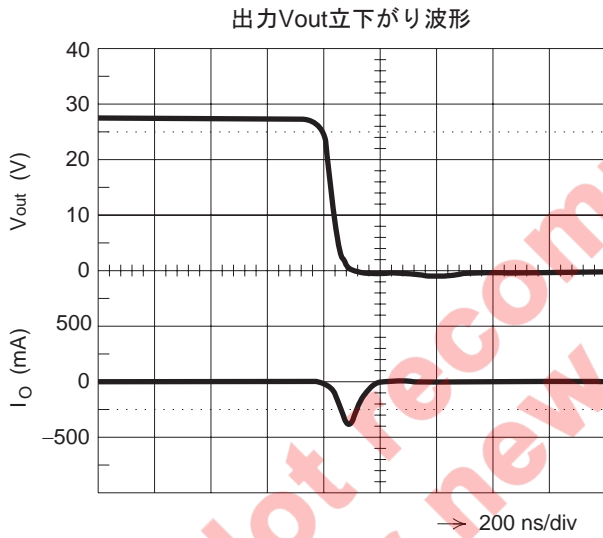


Test circuit

Ta = 25 °C
 $R_{T1} = R_{T2} = 27 \text{ k}\Omega$
 $C_T = 470 \text{ pF}$
 $f_{osc} = 100 \text{ kHz}$

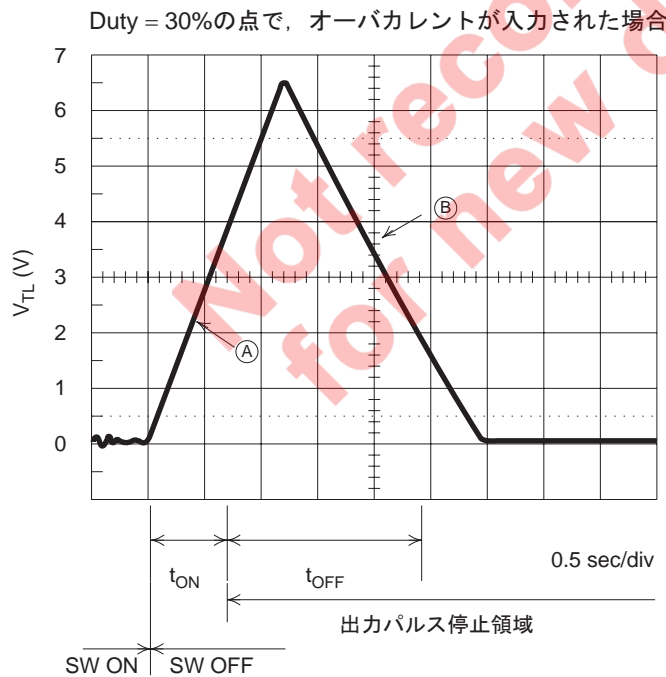
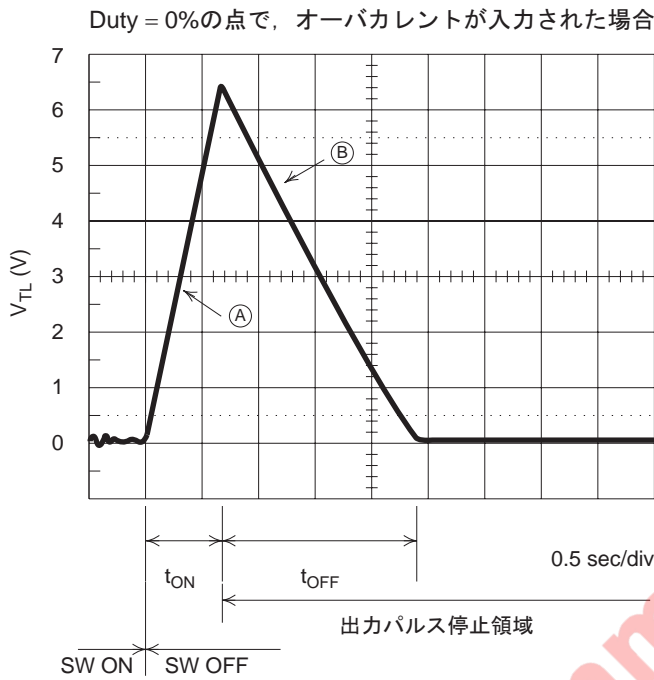


* Current probe: Tektronix AM503



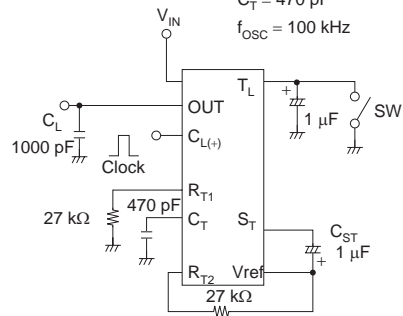
Not recommend for new design

タイマラッチの動作波形の例

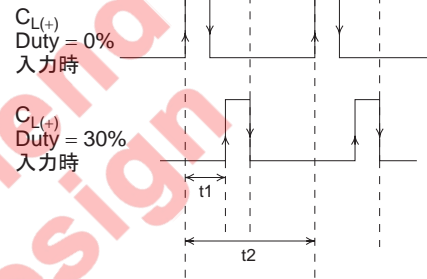


Test circuit

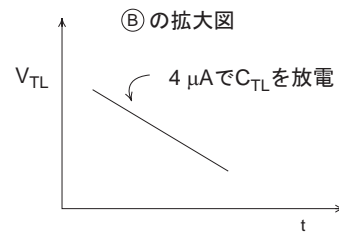
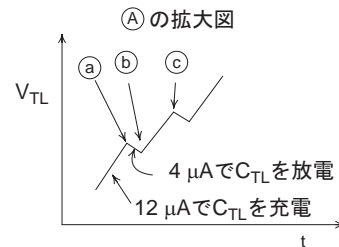
$V_{IN} = 18V$
 $R_{T1} = R_{T2} = 27 k\Omega$
 $C_T = 470 pF$
 $f_{OSC} = 100 kHz$



三角波



$$Du = \frac{t_1}{t_2} \times 100 (\%)$$



- ① to ② : PWMパルス出力High
- ② : 過電流検出点
- ② to ③ : PWMパルス出力Low

アプリケーションヒント

1. パワーMOS FET の電流検出部のフィルタ設計

1.1 電流リミット

スイッチング素子の電流波形を検出するには、図4のようにソース抵抗 R_{CL} で電圧変換し、さらに C_1, R_1, R_2 からなるローパスフィルタを通し、図5のようなヒゲ電圧による誤動作を防ぐようにします。こうすることでHA16107のCL入力端子(ノード2)の波形は、ヒゲのなくなった、なめらかなものになります。

次に、検出したいスイッチ電流 I_D が与えられた場合の各定数の決め方を記します。図4の場合、次式が成立します。

$$R_{CL} \times I_D \cong R_1 / (R_1 + R_2) \times V_{th(CL)+} + (R_1 // R_2) \times I_{B+}$$

ただし、各パラメータは下記のとおりです。

- | | | |
|---|---------------|--|
| { | R_{CL} | : 電流検出抵抗 (数Ω以下) |
| | I_D | : 検出ドレイン電流 |
| | R_1, R_2 | : フィルタ兼分圧抵抗 (数 100Ω~数 kΩ) |
| | $V_{th(CL)+}$ | : HA16107 の過電流検出スレッショールド電圧 (+側) (240mV typ.) |
| | I_{B+} | : HA16107 の過電流検出 (+)バイアス電流 (180μA typ.) |

R_1 は、 R_2 と組み合わせて分圧抵抗となっており、電流検出レベルの設定の自由度が大きくなります。よって、場合によっては、 R_1 は省略可能です。

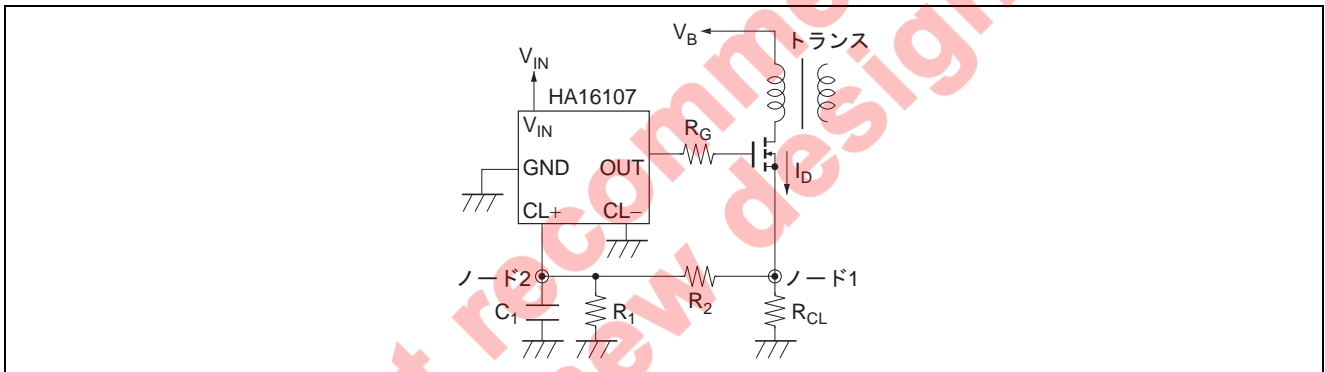


図4 電流検出部 回路図

1.2 フィルタのカットオフ周波数

このカットオフ周波数は、1.1で説明したヒゲ波形をカットしてICに入力するために設定します。ヒゲ波形の周波数成分は、一般にICの動作周波数の5~10倍以上で、これを目安に、次式により設定します。

$$f_c = 1 / \{2\pi C_1 (R_1 // R_2)\}$$

なお、 f_c をあまり小さく (時定数大) 設定すると、図5のノード2の電圧が低くなるので、注意が必要です。

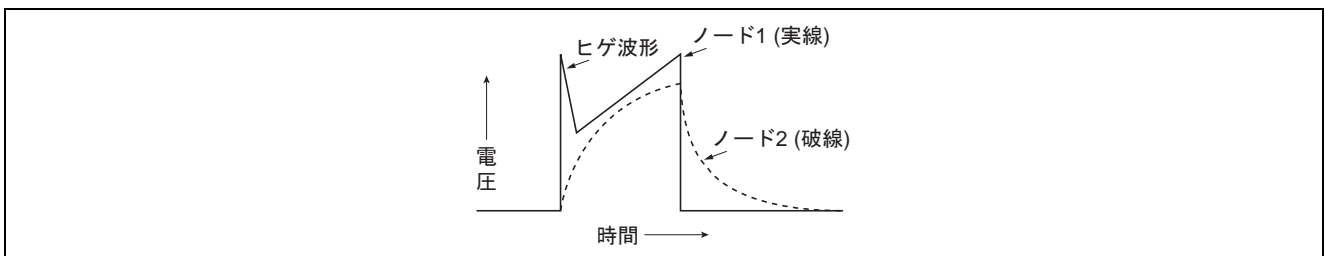


図5 図4のノード電圧波形

2. エラー (誤差) 電圧の帰還のかけ方

オフラインコンバータにおいて、エラー電圧を PWM 制御部分にフィードバックする方法として、本 IC では 2 通りあります。

2.1 IC のエラーアンプを用いる方法

この方法は、トランスの方式がフライバックトランス (各巻線の電圧が互いに比例) の場合に限り有効です。

図 6 のように、本 IC の V_{ref} を抵抗で分圧してエラーアンプの反転入力端子へ、また IC の V_{IN} を抵抗で分圧してエラーアンプの非反転入力端子へ入力します。

詳細は、応用回路例をご覧ください。

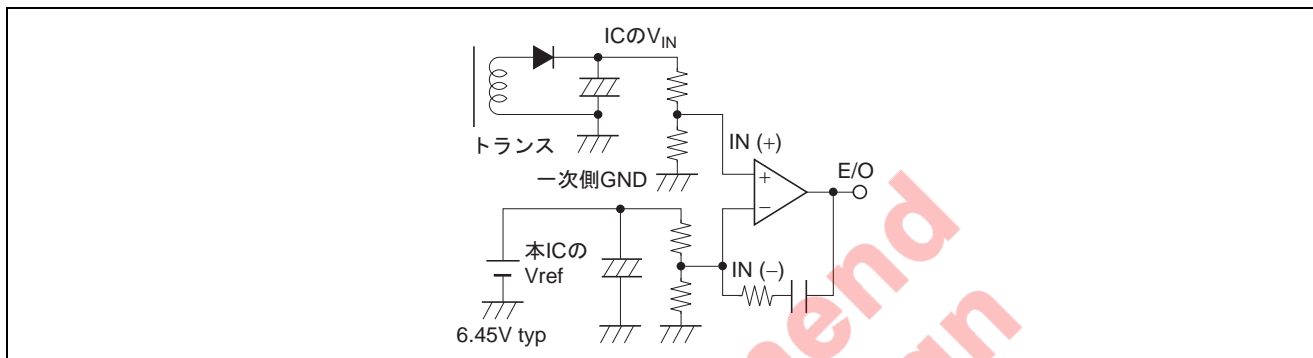


図 6 エラーアンプの接続例

2.2 フォトカプラとシャントレギュレータを用いる方法

この方法は、フォトカプラ、シャントレギュレータといった部品点数が増える難点はあるものの、高精度、高安定度出力というメリットがあるため、よく用いられます (フライバックトランス、フォワードトランスいずれも可能)。

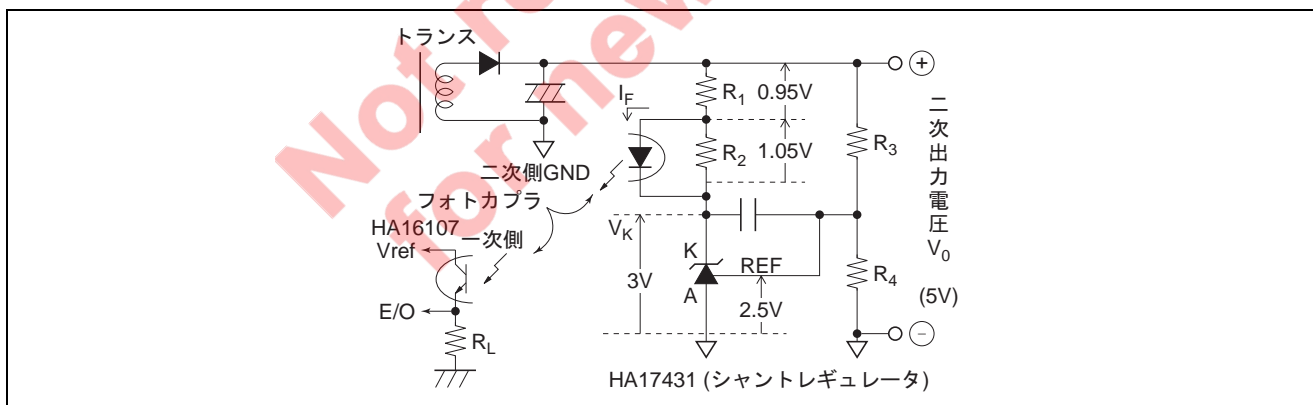


図 7 エラーアンプにシャントレギュレータを用いる方法

図 7 は、典型的な数値例を示してあります。以下、説明と計算を示します。

$$V_0 = V_{ref} \times (R_3 + R_4) / R_4$$

V_{REF} はシャントレギュレータ (HA17431) の基準電圧です。 R_3, R_4 は、シャントレギュレータの I_{ref} を考慮して、数 $10k\Omega$ とします。 $V_0 = 5V$ なら $R_3 : R_4 = 1 : 1$ です。シャントレギュレータは動作マージンを考え、ここでは、カソード電圧 $V_K = 3V$ とします。 R_1, R_2 はフォトカプラ内の LED の保護用で、LED に対する分圧および分流抵抗も兼ねています。

ここで、典型的なフォトカブラの LED の規格を引用して、

$$V_F = 1.05V, I_F = 2.5mA \quad \text{とします。}$$

R_2 は LED の分圧兼分流 (暗電流対策) のため、LED の I_F の 1/10 程度、電流を流します。ここでは 0.3mA とします。

以上から、図 7 のパラメータを用いると、 R_1, R_2 は求まります。

$$R_1 = (V_0 - V_F - V_K) / (I_F + I_B) = (5V - 1.05V - 3V) / (2.5mA + 0.3mA) = 339\Omega$$

$$R_2 = V_F / I_B = 1.05V / 0.3mA = 3.5k\Omega$$

抵抗値を、E24 系列から選ぶと、

$$R_1 = 330\Omega, R_2 = 3.3k \sim 3.6k\Omega \quad \text{となります。}$$

なお、フォトカブラの中の一次側である、フォトトランジスタの回路は、図 7 のようにエミッタフォロワーとし、負荷は数 $k\Omega$ の抵抗を接続します。そして、そのエミッタを E/O 端子に接続します。IN(+), IN(-) 端子は、保護のため、GND または V_{ref} に接続してください。

また、この場合のエラー電圧に対するゲイン G は、次のようになります。

$$G = R_4 / (R_3 + R_4) \times (\text{HA17431 の開ループ利得}) \times (\text{フォトカブラの利得})$$

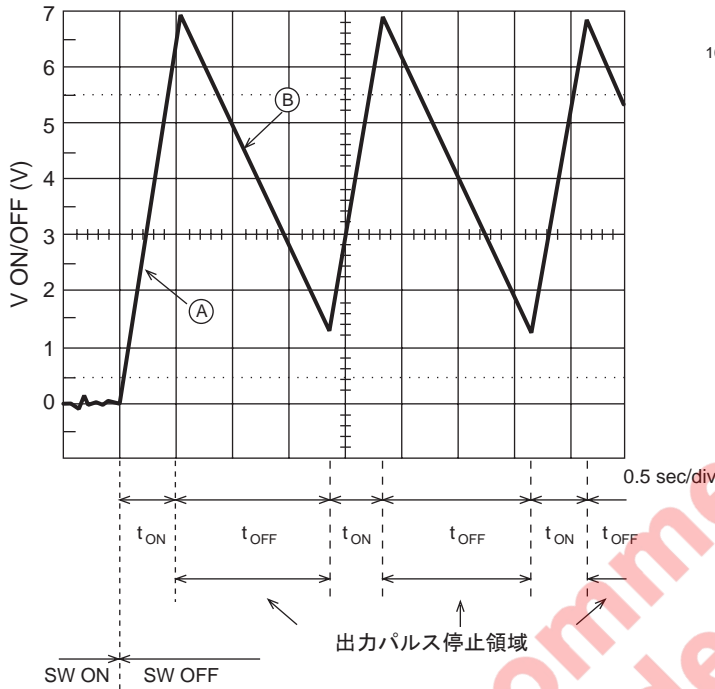
(HA17431 の電圧利得は約 50dB です。)

詳細は、応用回路例をご覧ください。

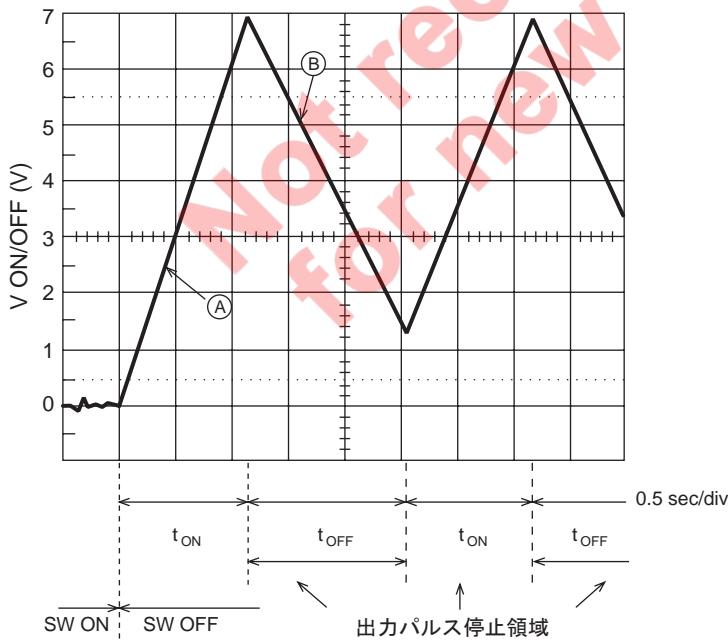
Not recommend
for new design

ON/OFF 端子の動作波形の例

Duty = 0%の点で、オーバカレントが入力された場合

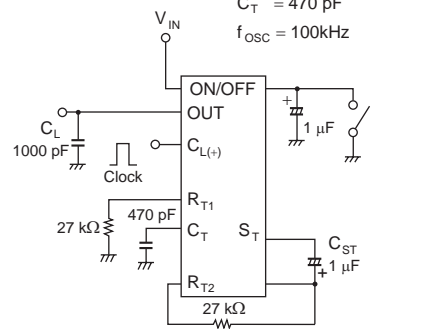


Duty = 30%の点で、オーバカレントが入力された場合

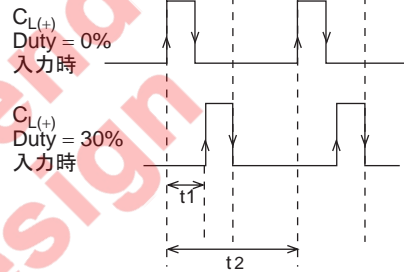


Test circuit

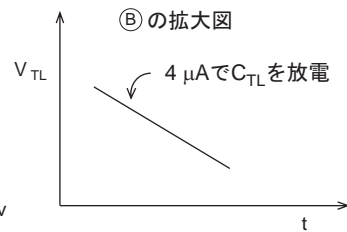
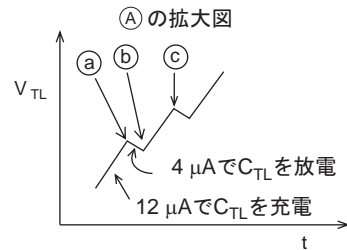
$V_{IN} = 18V$
 $R_{T1} = R_{T2} = 27 k\Omega$
 $C_T = 470 pF$
 $f_{osc} = 100kHz$



三角波

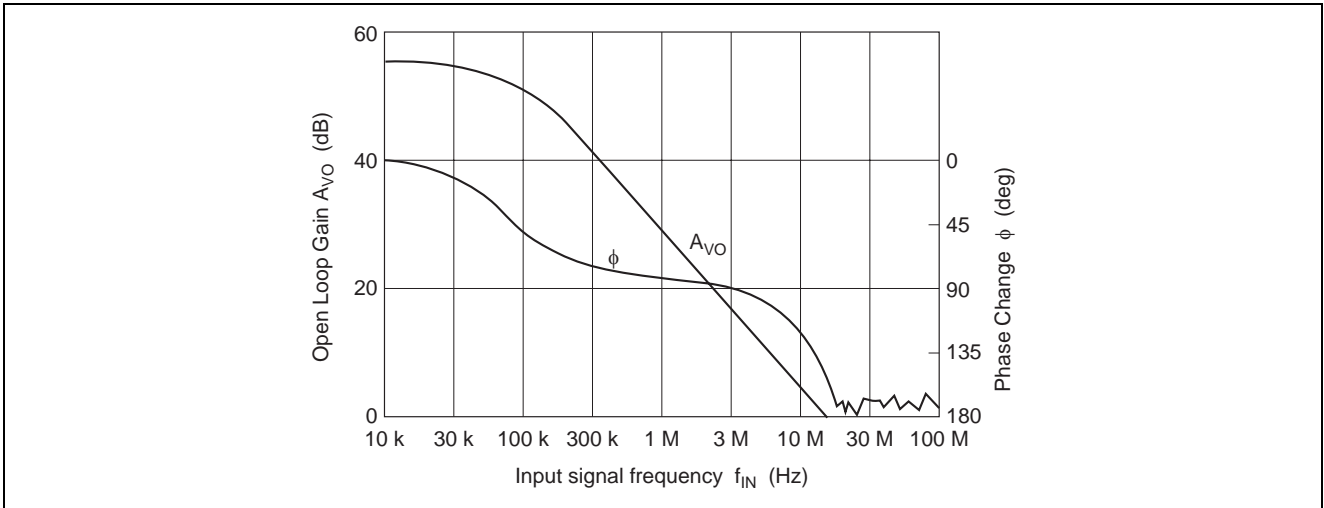


$$Du = \frac{t1}{t2} \times 100 (\%)$$

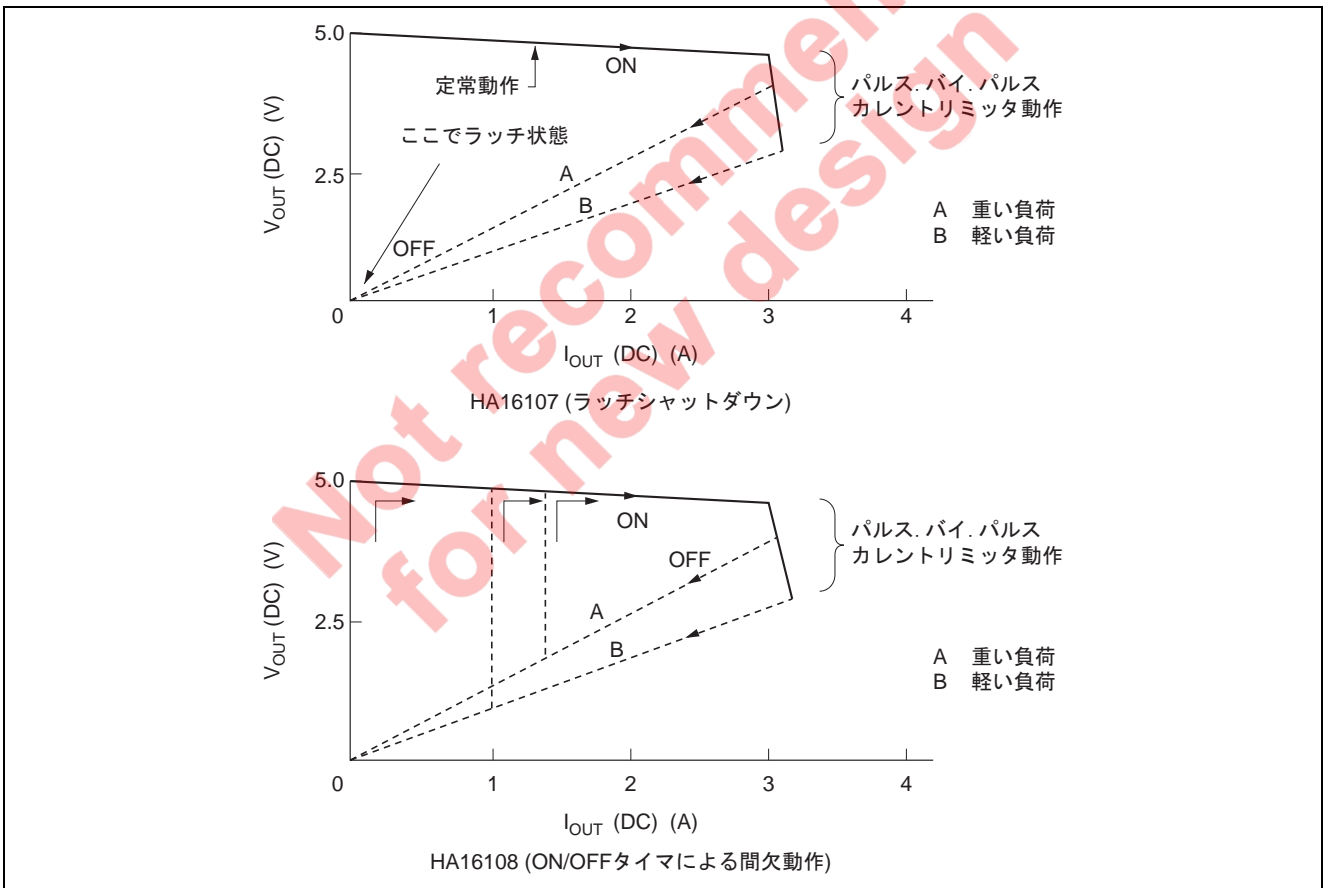


- ① a to ② b : PWMパルス出力High
- ② b : 過電流検出点
- ② b to ③ c : PWMパルス出力Low

エラーアンプの特性

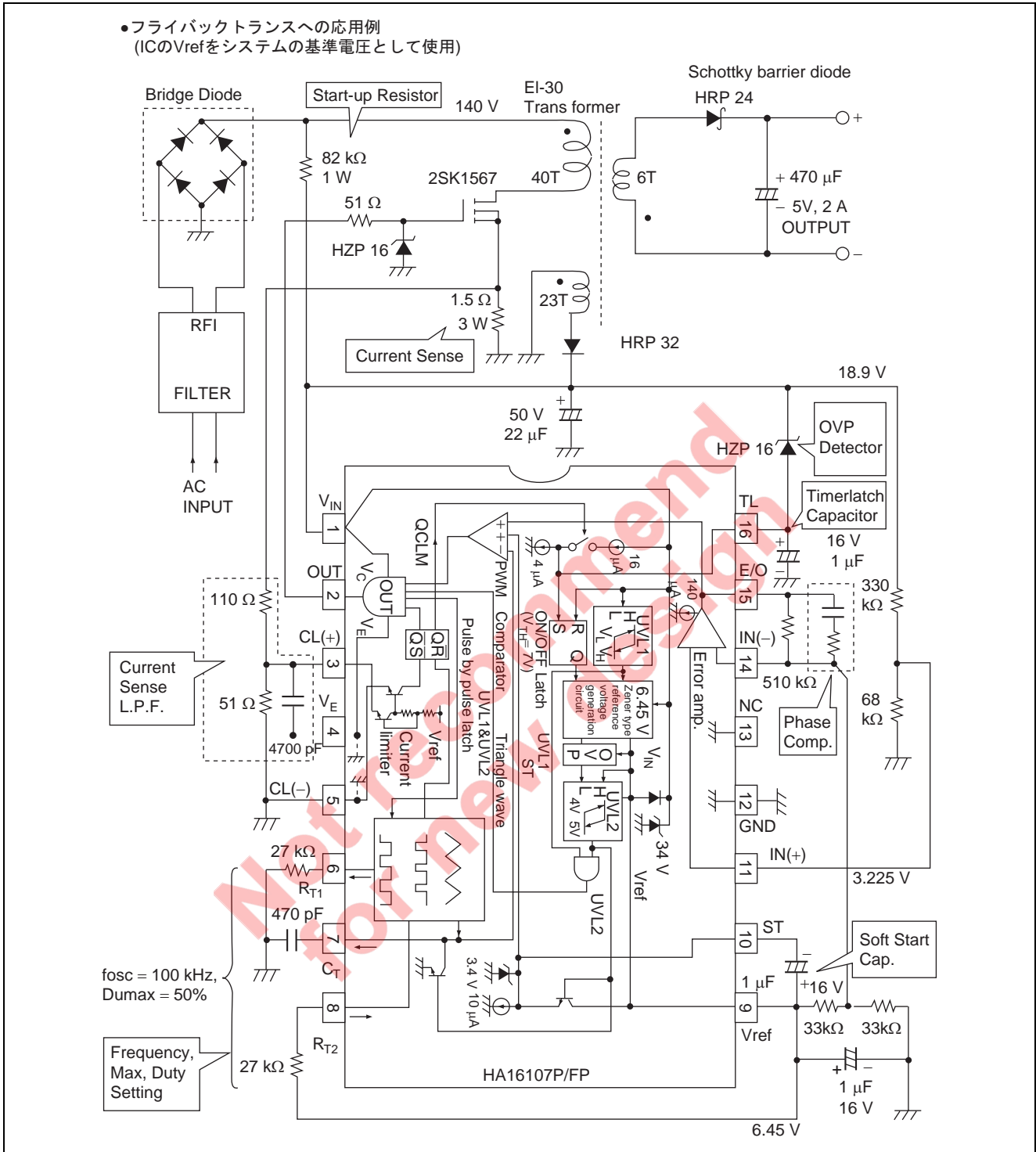


本 IC による電源の垂下特性の例 (フォワードトランス電源)

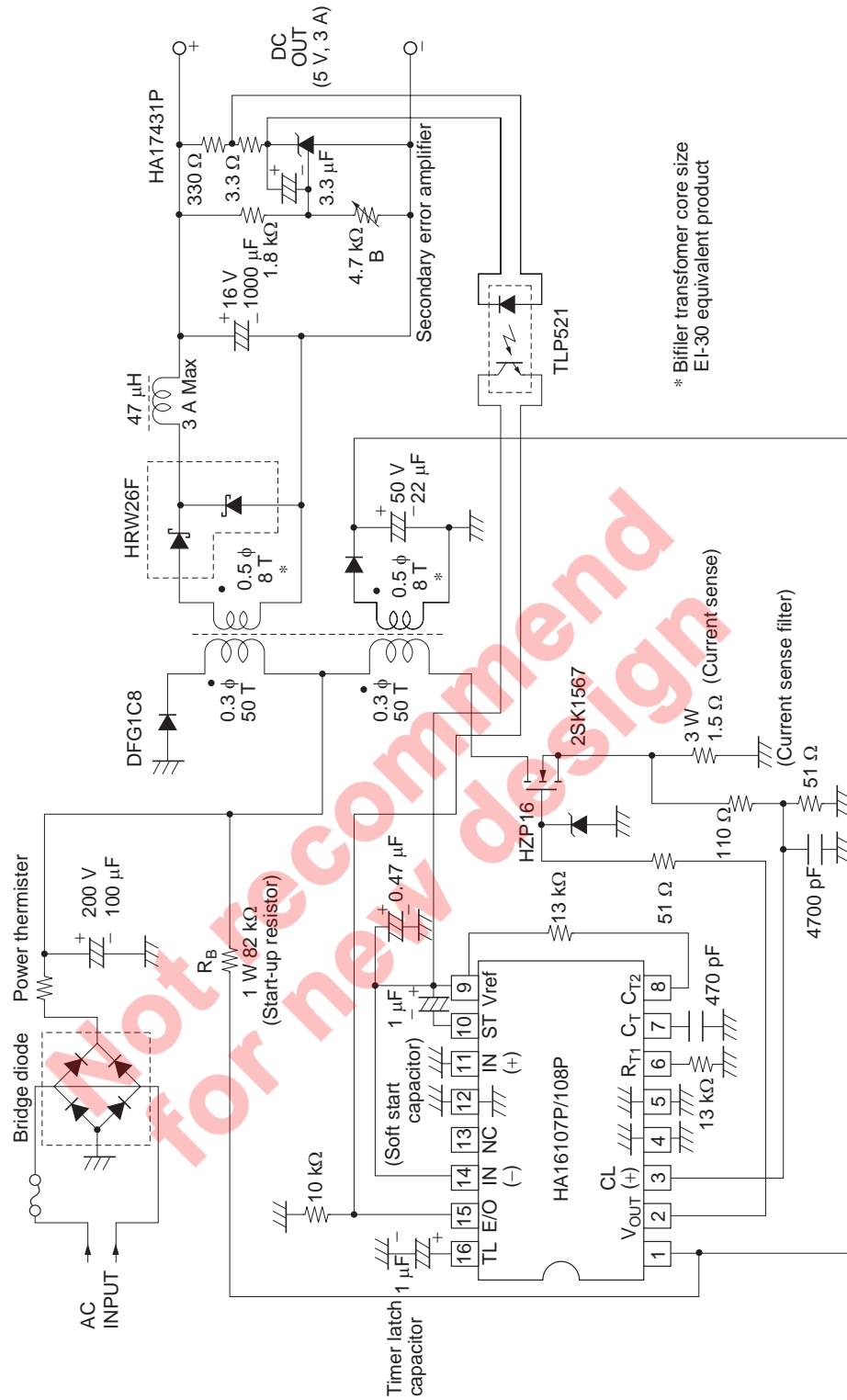


動作回路例

- フライバックトランスへの応用例
(ICのVrefをシステムの基準電圧として使用)

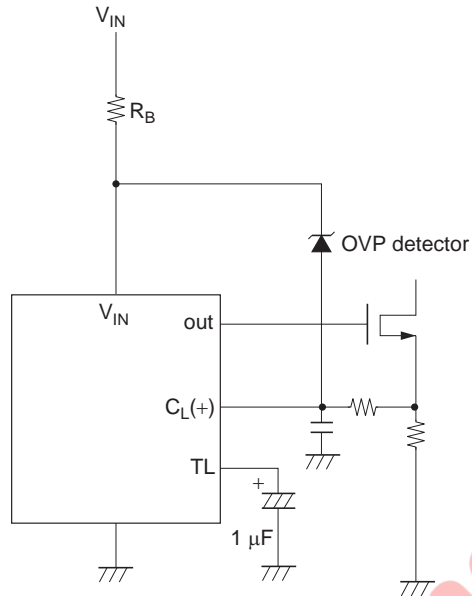


• フォワードトランスへの応用例



* Bifilar transformer core size
EI-30 equivalent product

- $C_L(+)$ 端子にOVP信号を挿入した場合



OVP検出ツェナーダイオードが導通するとTL端子に付ける容量値で定まる時間を経過した後、出力はラッチシャットダウンされます。

Not recommended for new design

アプリケーション

1. フライバックトランスの1次側制御におけるエラーアンプの使用法

この事例はフライバックトランス式 AC/DC コンバータにおいて、図 8 のトランスの巻数比と電圧比がたがいに比例することを利用して、出力電圧 V_2 の変動が IC の電源電圧 V_3 にも現われるので、これを抵抗で分圧し、エラーアンプで増幅します。この方式は、フォトカプラを使わずにすむので、部品点数の少ない電源を構成できる特長があります (なおフォワードトランスでは、この事例は適用できません)。

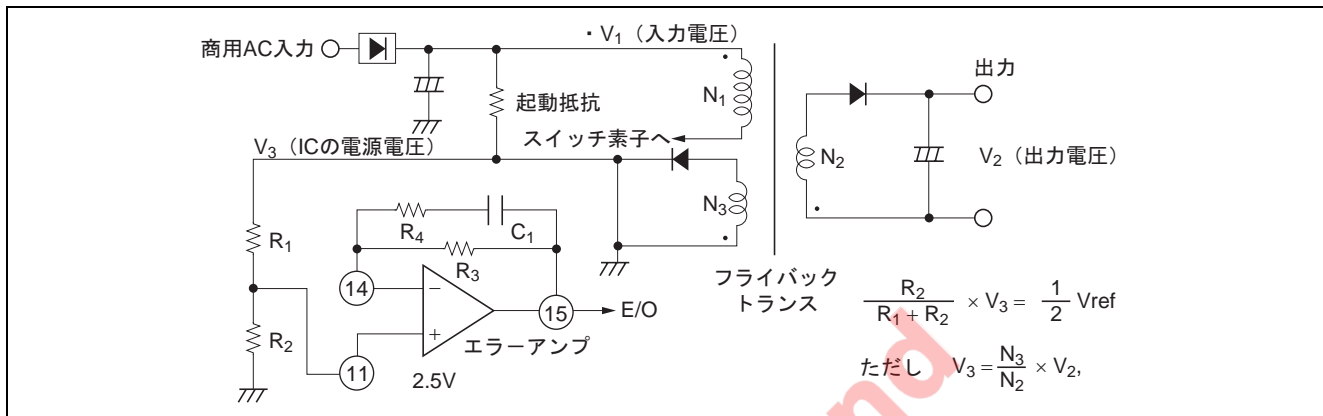


図 8 エラーアンプ周辺回路図

<エラーアンプまわりの外付け定数の決定>

1. DC 特性の決定

図 8 において、枠内の関係式が成立するので、これをもとに各パラメータを決めます。なお、トランスの巻数の絶対値は、次式 $N_1 : N_2 : N_3 = V_1 : V_2 : V_3$ をもとに、1 次インダクタンスを考慮して決定します。次に IC の動作電圧 V_3 は UVL 電圧を考慮し、11V~18V 程度とします。 V_3 は、大きくしすぎると IC の消費電力が増加し、発熱トラブルの原因となります。また逆に、小さくしすぎると、電源の起動不良の原因となります。

2. エラーアンプの利得・周波数特性の決定

図 8 の構成とした場合、出力電圧 V_2 の変動に対するエラーアンプの利得特性は図 9 のようになります。

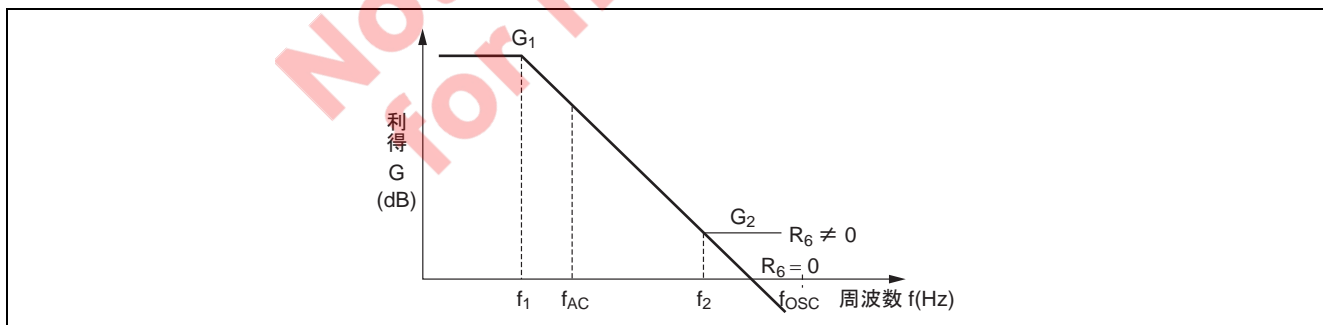


図 9 エラーアンプ特性

図9における、各パラメータは次式より求められます。

利得

$$G_1 = V_3/V_2 \times R_3/R_1$$

$$G_2 = V_3/V_2 \times R_4/R_1$$

コーナー周波数

$$f_1 = 1/(2\pi C_1 R_3)$$

$$f_2 = 1/(2\pi C_1 R_4)$$

ただし $R_3 \gg R_4$ (10 : 1 以上)

G_1 はレギュレーション、安定性の双方を考慮し、30~50dB程度とします。

f_1 は、商用周波数のリップル f_{AC} よりも低い値とし、これによるハンチング (系の不安定現象) を防止します。

次に G_2 は、ICの動作周波数 f_{OSC} (数10~数100kHz) において、利得を持たないように0dB以下を目安に設定します。 f_2 は f_{OSC} より十分小さく、かつ電源の応答速度 (数kHz) に見合った値としてください。

なお、商用周波数のリップルは、整流回路がブリッジ方式の場合、入力周波数の2倍となります (商用周波数が50Hzなら $f_{AC} = 100\text{Hz}$)。

2. 電流検出部の外付け定数設計 (HA16107, HA16108, HA16666)

電流検出機能が内蔵されている、上記型名のICにおいては、スイッチ素子の電流検出抵抗 R_{CS} とICの電流検出端子の間に、必ず図10のようなローパスフィルタを入れてください。

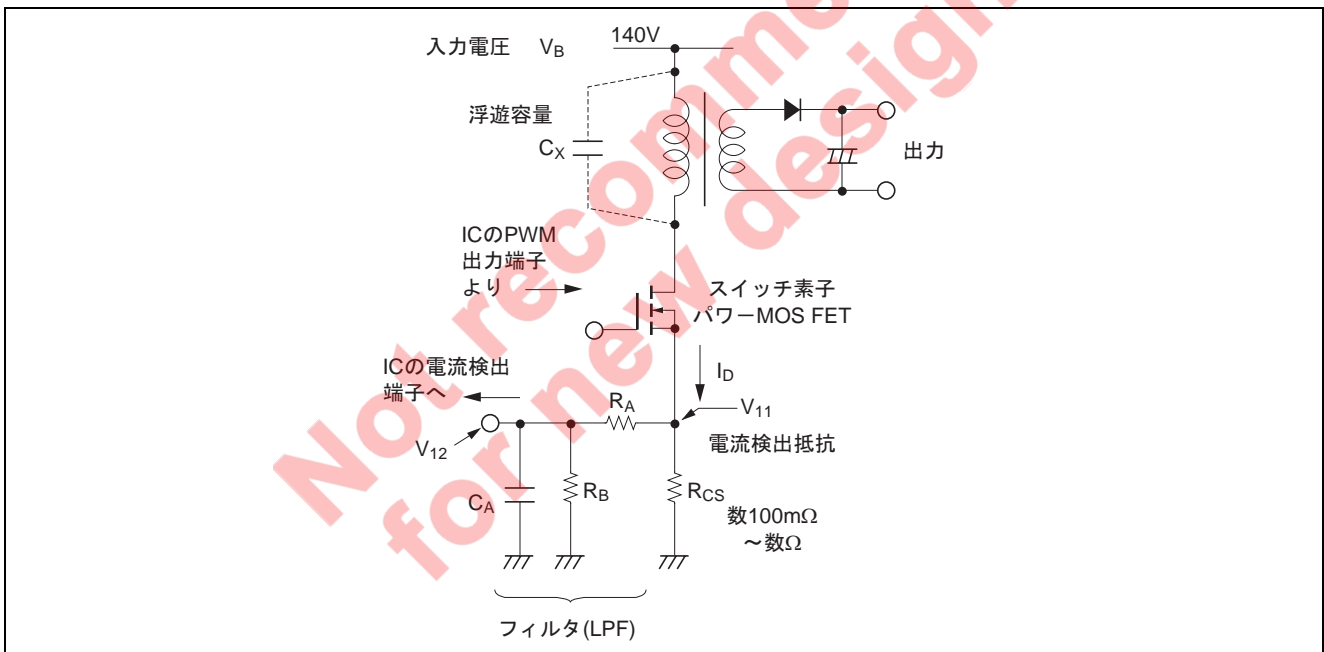


図10 電流検出回路

その理由は、各サイクルにおけるスイッチ素子の導通時に、トランスの浮遊容量 C_x を充電するのに伴いインパルス電流が流れ、ICの電流検出を誤動作させるからです (図11参照)。

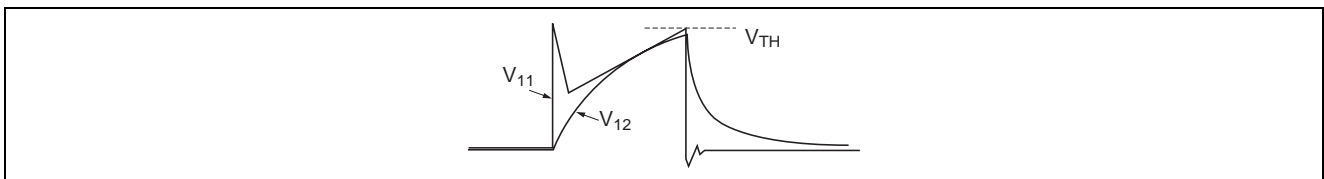


図11 電流検出波形

<数値の設定法>

検出したいスイッチ素子の電流を I_D 、電流検出抵抗を R_{CS} とすると、図 10 のパラメータを用いて次式が成立します。

$$I_D \times R_{CS} = ((R_A + R_B)/R_B) V_{TH}$$

ただし、 V_{TH} は IC の検出レベル電圧で、例えば HA16107 ならば 240mV です。 R_A 、 R_B は数 100Ω～数 kΩ のオーダーとし、 R_{CS} に影響を与えないようにします。

次に、フィルタのカットオフ周波数は次式となります。

$$f_C = 1/(2\pi C_A (R_A/R_B))$$

f_C は、IC の動作周波数 f_{OSC} 、電源の定格時のオンデューティ D 、パワーMOS 素子のターンオン時間 t_{ON} を用いて、次の目安で求めます。

$$f_{OSC}/D \leq f_C \leq 1/(100 \times t_{ON})$$

上式の 100 という値はノイズ、リングングなどに対してマージンをとったものです。

<具体例>

HA16107 を用いた、動作周波数が 100kHz、 $D = 30\%$ のある SW 電源において、 $V_B = 140V$ 、 $C_X = 80pF$ 、 $t_{ON} = 10ns$ でした。よって図 11 の V_{11} のレベルピーク値は、 $R_{CS} = 1\Omega$ のとき、

$$\begin{aligned} V_{11} (\text{peak}) &= R_{CS} \times I_D \text{ peak} \\ &= R_{CS} \times (V_B \times C_X)/t_{ON} \\ &= 1\Omega \times (140V \times 80pF)/10ns \\ &= 1.12 (V) \end{aligned}$$

にまで達してしまいます。そこで、以下の定数のフィルタを挿入しました。

$$R_A = R_B = 1k\Omega, C_A = 1000pF$$

このとき、検出できるドレイン電流は 0.48 (A) となります。また、フィルタのカットオフ周波数は、318 (kHz) となります。なお、フィルタの時定数を大きくすることは、ノイズに対しては有効ですが、大きくしすぎるとスイッチ素子の電流検出レベルに誤差を生じるのでご注意ください。

3. IC の発熱トラブルとその対策 (HA16107 シリーズ, HA16114 シリーズ)

上記の IC は、パワーMOS FET のゲートを直接駆動できる反面、その使用法を十分吟味しないと、ゲート駆動電力の増大を招き、IC が発熱するといったトラブルとなることがあります。

本項をご一読の上、トラブルを未然に防止してください。

1. パワーMOS FET の駆動特性について

パワーMOS FET の駆動を行う際は、オン抵抗を十分に低くするため、通常はゲートしきい値電圧、例えば 5V よりも十分大きい電圧、例えば IC の電源電圧 15V によりオーバードライブします。

このとき、IC からパワーMOS FET に供給すべき電力は、図 13 のゲート電荷 Q_g で決まります。

2. IC の発熱電力の計算 (図 13)

次式により、IC の発熱に寄与する電力を計算します。

$$P_d = V_{IN} I_Q + 2Q_g V_{IN} f$$

ただし、
 V_{IN} : IC 電源電圧
 I_Q : IC の動作電流 (無負荷時)
 Q_g : 上記ゲート電荷
 f : IC の動作周波数

係数 2 はゲートの電荷放電も発熱に寄与することを示しています。

4. パワーMOS FET のゲート抵抗の設計法 (HA16107 シリーズ, HA16114 シリーズ)

ゲート抵抗を接続する目的は、以下3つあり、一般に図12のような回路とします。

- (1) ゲート充電電荷によるピーク電流を抑える。
- (2) IC の出力端子の保護を行う。
- (3) パワーMOS FET の入力特性に合った駆動をする。

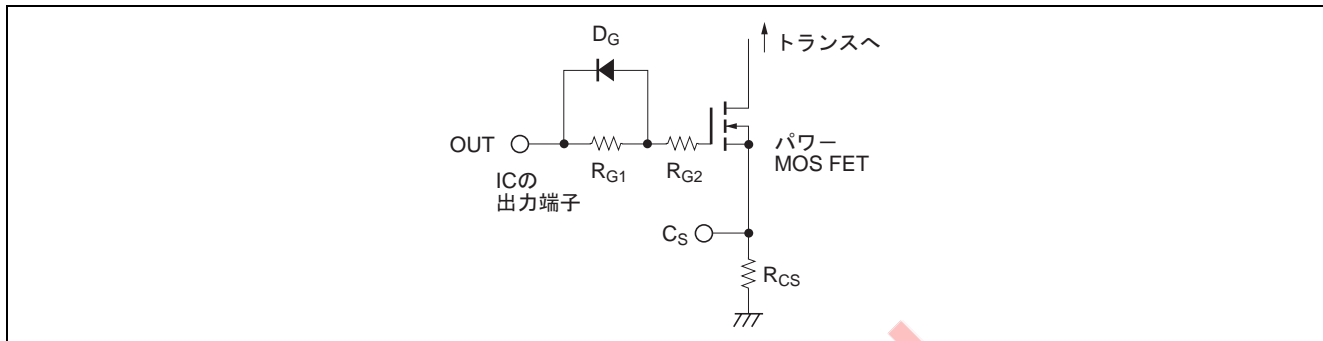


図12 ゲート駆動回路

このゲート抵抗 R_G は、以下より求めます。

$$R_G = (V_G / I_G) - (V_G \times t_{ON}) / Q_g, \quad R_G = R_{G1} + R_{G2}$$

I_G : ゲート入力ピーク電流

V_G : ゲートドライブ電圧波高値 (IC の電源電圧と等しい)

t_{ON} : パワーMOS FET のターンオン時間

t_{OFF} : パワーMOS FET のターンオフ時間

Q_g : 図13によるゲート電荷

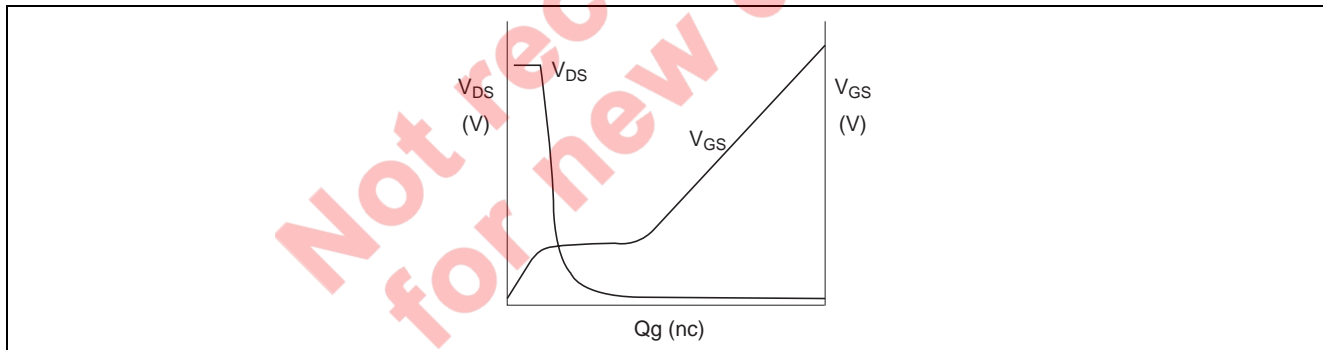


図13 パワーMOS FET のダイナミック入力特性

t_{ON} , Q_g についてはパワーMOS FET のカタログをご参照ください。

抵抗 R_G を R_{G1} , R_{G2} に分けることにより、パワーMOS FET 導通時のスピードは遅く、しや断時は速くすることができます。

実装時のパワーMOS FET の導通・しや断時間 t_{ON}' , t_{OFF}' は次のようになります。

$$t_{ON}' = t_{ON} + Q_g (R_{G1} + R_{G2})/V_G$$

$$t_{OFF}' = t_{OFF} + Q_g \cdot R_{G2}/V_G$$

<具体例>

HA16107 などパワーMOS FET, 2SK1567 をドライブする場合 ($R_{G1} = 100\Omega$, $R_{G2} = 20\Omega$, $V_G = 15V$)。

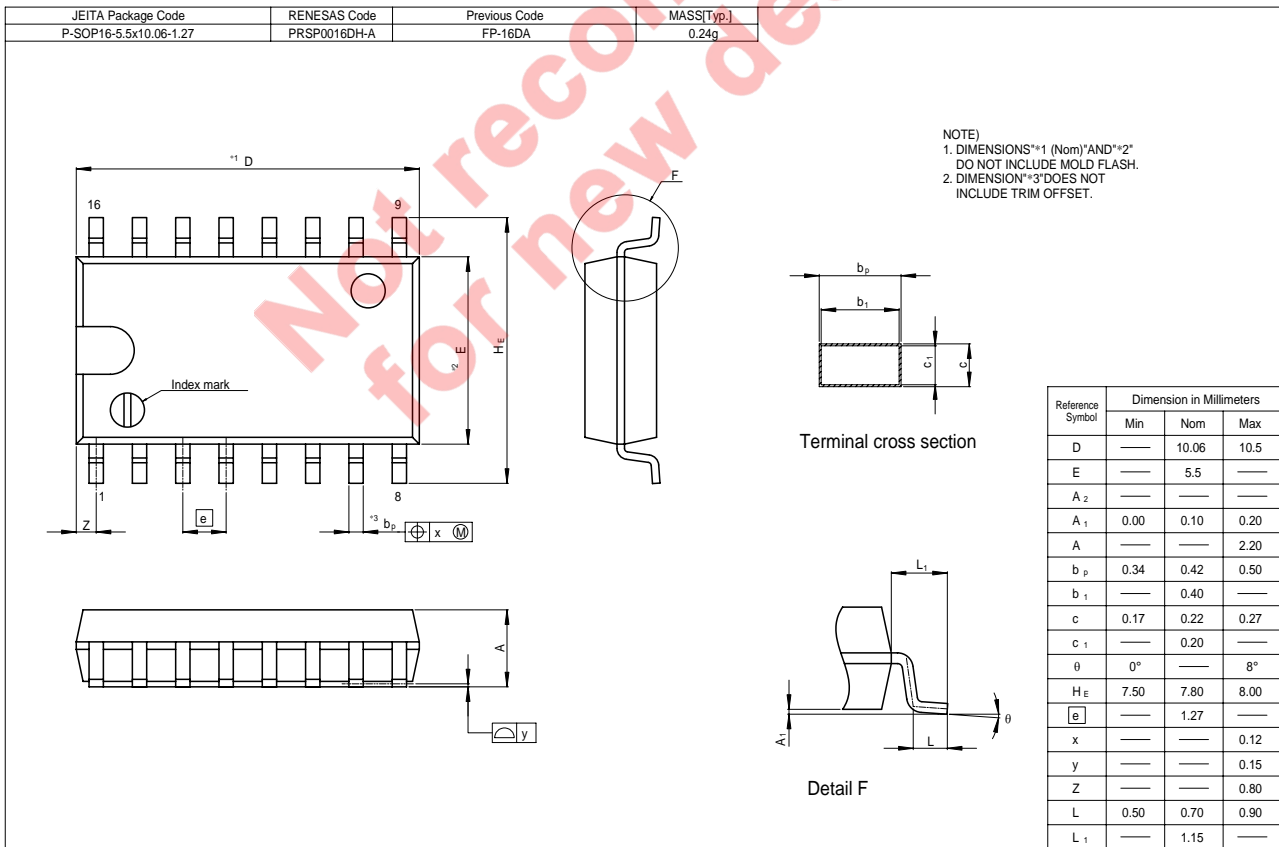
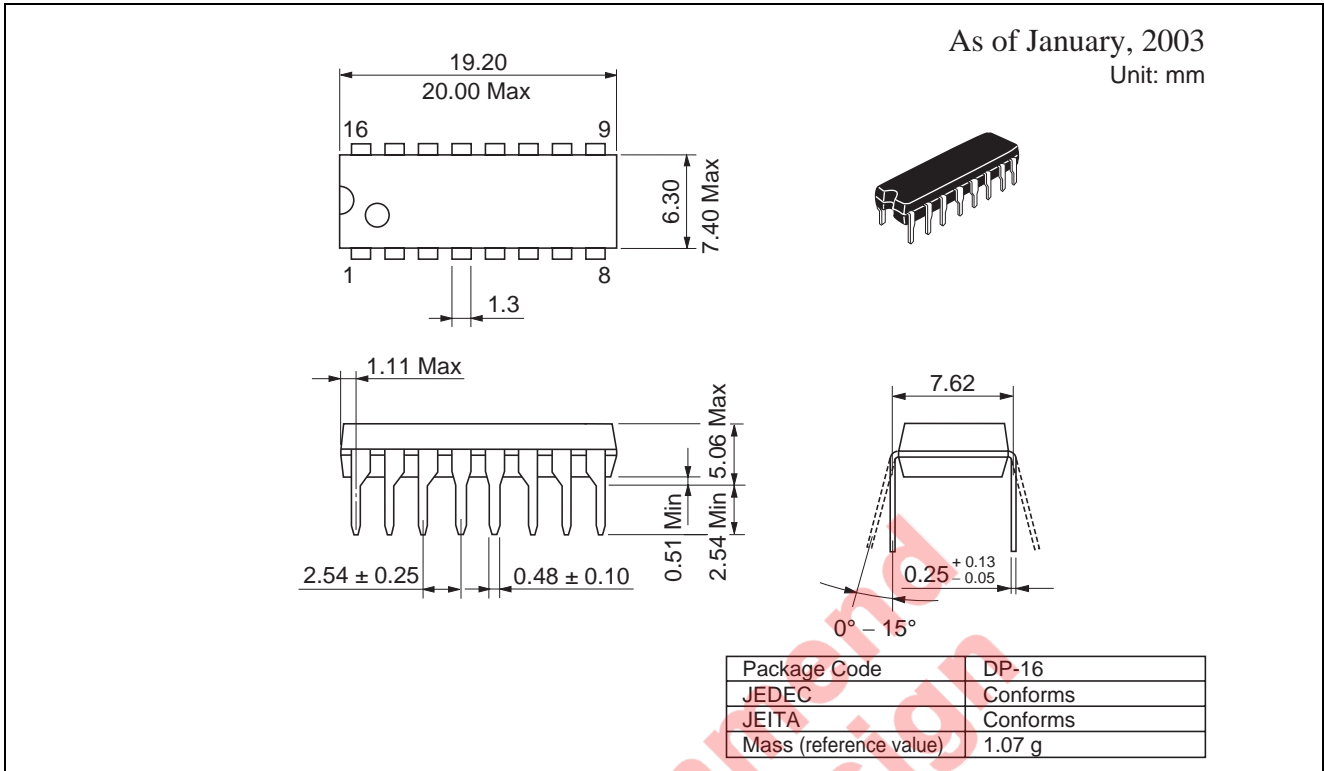
$$t_{ON}' = 70ns + 36nc \cdot (100\Omega + 20\Omega)/(15V) = 360 (ns)$$

$$t_{OFF}' = 135ns + 36nc \cdot (20\Omega)/(15V) = 183 (ns)$$

一般的にゲート抵抗の値は、本回路構成の場合、 R_{G1} は $100 \sim 470\Omega$, R_{G2} は $10 \sim 47\Omega$ 程度とします。

Not recommend
for new design

外形寸法図



安全設計に関するお願い

1. 弊社は品質、信頼性の向上に努めておりますが、半導体製品は故障が発生したり、誤動作する場合があります。弊社の半導体製品の故障又は誤動作によって結果として、人身事故、火災事故、社会的損害などを生じさせないような安全性を考慮した冗長設計、延焼対策設計、誤動作防止設計などの安全設計に十分ご留意ください。

本資料ご利用に際しての留意事項

1. 本資料は、お客様が用途に応じた適切なルネサス テクノロジ製品をご購入いただくための参考資料であり、本資料中に記載の技術情報についてルネサス テクノロジが所有する知的財産権その他の権利の実施、使用を許諾するものではありません。
2. 本資料に記載の製品データ、図、表、プログラム、アルゴリズムその他応用回路例の使用に起因する損害、第三者所有の権利に対する侵害に関し、ルネサス テクノロジは責任を負いません。
3. 本資料に記載の製品データ、図、表、プログラム、アルゴリズムその他全ての情報は本資料発行時点のものであり、ルネサス テクノロジは、予告なしに、本資料に記載した製品または仕様を変更することがあります。ルネサス テクノロジ半導体製品のご購入に当たりましては、事前にルネサス テクノロジ、ルネサス販売または特約店へ最新の情報をご確認頂きますとともに、ルネサス テクノロジホームページ(<http://www.renesas.com>)などを通じて公開される情報に常にご注意ください。
4. 本資料に記載した情報は、正確を期すため、慎重に制作したものです。万一本資料の記述誤りに起因する損害がお客様に生じた場合には、ルネサス テクノロジはその責任を負いません。
5. 本資料に記載の製品データ、図、表に示す技術的な内容、プログラム及びアルゴリズムを流用する場合は、技術内容、プログラム、アルゴリズム単位で評価するだけでなく、システム全体で十分に評価し、お客様の責任において適用可否を判断してください。ルネサス テクノロジは、適用可否に対する責任を負いません。
6. 本資料に記載された製品は、人命にかかわるような状況の下で使用される機器あるいはシステムに用いられることを目的として設計、製造されたものではありません。本資料に記載の製品を運輸、移動体用、医療用、航空宇宙用、原子力制御用、海中継用機器あるいはシステムなど、特殊用途へのご利用をご検討の際には、ルネサス テクノロジ、ルネサス販売または特約店へご照会ください。
7. 本資料の転載、複製については、文書によるルネサス テクノロジの事前の承諾が必要です。
8. 本資料に関し詳細についてのお問い合わせ、その他お気付きの点がございましたらルネサス テクノロジ、ルネサス販売または特約店までご照会ください。

営業お問合せ窓口
株式会社ルネサス販売



<http://www.renesas.com>

本		社	〒100-0004	千代田区大手町2-6-2 (日本ビル)	(03) 5201-5350
京	支	社	〒212-0058	川崎市幸区鹿島田890-12 (新川崎三井ビル)	(044) 549-1662
西	支	社	〒190-0023	立川市柴崎町2-2-23 (第二高島ビル2F)	(042) 524-8701
東	支	社	〒980-0013	仙台市青葉区花京院1-1-20 (花京院スクエア13F)	(022) 221-1351
い	支	店	〒970-8026	いわき市平小太郎町4-9 (平小太郎ビル)	(0246) 22-3222
茨	支	店	〒312-0034	ひたちなか市堀口832-2 (日立システムプラザ勝田1F)	(029) 271-9411
新	支	店	〒950-0087	新潟市東大通1-4-2 (新潟三井物産ビル3F)	(025) 241-4361
松	支	社	〒390-0815	松本市深志1-2-11 (昭和ビル7F)	(0263) 33-6622
中	支	社	〒460-0008	名古屋市中区栄4-2-29 (名古屋広小路ブレイス)	(052) 249-3330
関	支	社	〒541-0044	大阪府中央区伏見町4-1-1 (明治安田生命大阪御堂筋ビル)	(06) 6233-9500
北	支	社	〒920-0031	金沢市広岡3-1-1 (金沢パークビル8F)	(076) 233-5980
広	支	店	〒730-0036	広島市中区袋町5-25 (広島袋町ビルディング8F)	(082) 244-2570
鳥	支	店	〒680-0822	鳥取市今町2-251 (日本生命鳥取駅前ビル)	(0857) 21-1915
九	支	社	〒812-0011	福岡市博多区博多駅前2-17-1 (ヒロカネビル本館5F)	(092) 481-7695

■技術的なお問合せおよび資料のご請求は下記へどうぞ。

総合お問合せ窓口：コンタクトセンタ E-Mail: csc@renesas.com