

## 概要

NJM2367 は、DC/DC コンバータに必要な基本性能を内蔵した 大電力 DC/DC コンバータ制御 IC です。

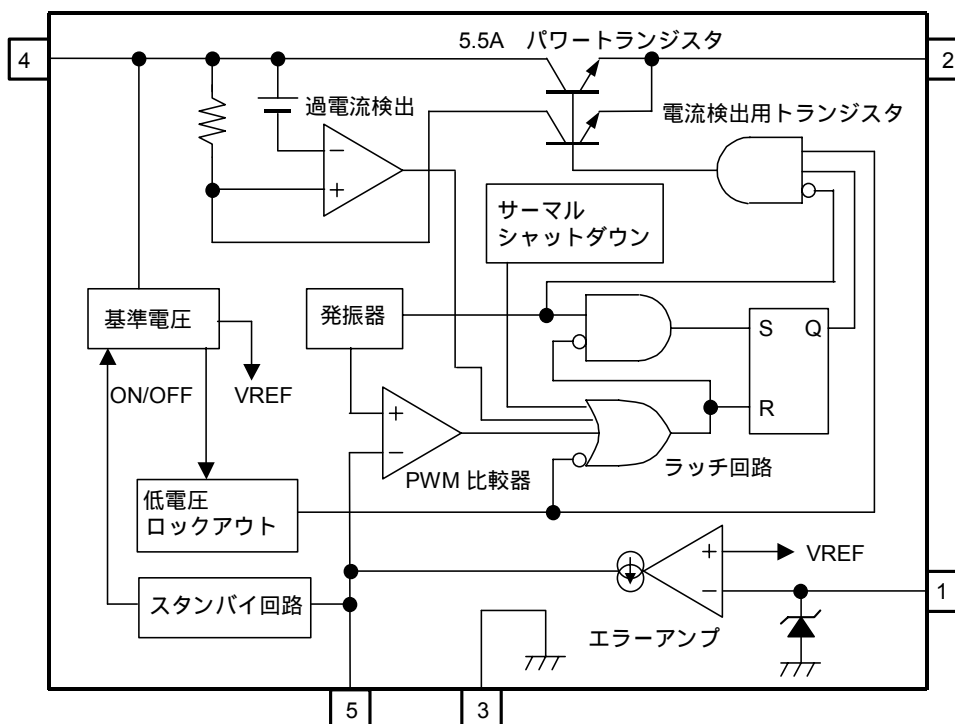
本 IC は、最小の外付け部品で降圧型アプリケーションを実現できるよう、高精度型内部基準電圧、固定発振周波数、高利得エラーアンプ、高精度出力スイッチで構成されています。

また、サイクル単位の電流制限、低電圧ロックアウト、サーマルシャットダウン回路等の保護機能を内蔵しています。さらに、待機状態において電源電流を 36 $\mu$ A(typ.)まで低減する低電力スタンバイ機能も備えています。

## 特徴

電源電圧範囲	7.5V ~ 40V
PWM 方式スイッチング電源制御	
大電力パワートランジスタ内蔵	5.5A (min.)
固定発振周波数	72kHz (typ.)
電流センスアンプ内蔵	
低電圧ロックアウト回路内蔵	
サーマルシャットダウン回路内蔵	
バイポーラ構造	
外形	TO-220 (5PIN)

## ブロック図



# NJM2367 Application Manual

## 各ブロックの機能説明

### エラーアンプ部および基準電圧部

**NJM2367** では、 $5.0V \pm 2\%$  の高精度基準電圧を内蔵しています。基準電圧部は、**NJM2367** の各ブロックに電圧供給をしているため、入力電圧変動による影響を最低限に抑えています。

また高精度基準電圧が、エラーアンプの非反転入力に接続されています。反転入力にコンバータの出力を入力することで、出力電圧  $5.0V$  のアプリケーション設計を容易にできます。出力電圧  $5.0V$  以上のコンバータの場合は、出力電圧を抵抗分割することで、任意に設定することができます。

電圧検出には、高利得のエラーアンプが内蔵されており、反転入力と(1Pin)とエラーアンプ出力(5Pin)が外部に出ています。出力と反転入力端子間にフィードバック用の抵抗とコンデンサを設けることが容易なため、各種アプリケーションにおける最適なループ補償を設定できます。

**NJM2367** のエラーアンプ出力端子を  $0.1V$  以下にすれば、スタンバイモードになります。(図1参照)

スタンバイモード時は、**NJM2367** の消費電流を  $36 \mu A$  (typ.) に抑えることが出来るため、セットの待機時電力を最小限に抑えることが出来ます。

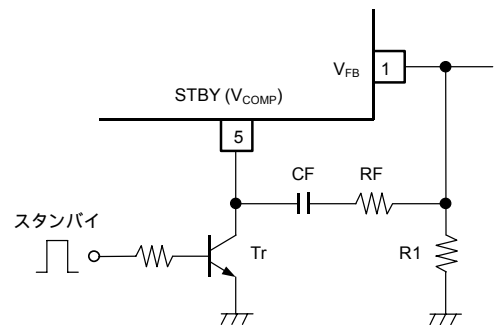


図1 スタンバイ回路

また、本端子を利用して過電圧保護機能として使うことも出来ます。(図2参照)

シャットダウン電圧 ( $V_{SHUT}$ ) は、 $V_{SHUT} = \text{ツェナー電圧}(V_Z) + 0.7V$  で決まります。

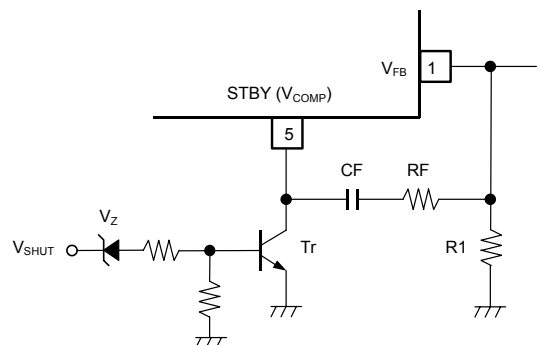


図2 過電圧保護回路

エラーアンプの出力を利用して、ソフトスタート機能を持たせることができます。(図3参照)

**NJM2367** の電源投入後、コンデンサ  $C_{SS}$  によってエラーアンプ出力を徐々に上昇させ、起動を遅らせることができます。

電源起動後は、抵抗  $1M\Omega$  を通してコンデンサ  $C_{SS}$  の電位が上昇します。D1 が非導通状態となり、フィードバックの影響を最小限に抑えます。

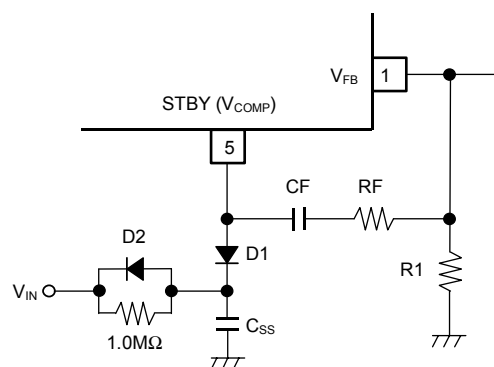


図3 ソフトスタート回路

## 各ブロックの機能説明 ( 続き )

### 出力スイッチ部および過電流検出回路部

**NJM2367** には、5.5A 以上の電流を流せるパワートランジスタを内蔵しています。このトランジスタは、内蔵の PWM コンパレータによるスイッチング制御により、負荷への電力供給を行います。

パワートランジスタに流れる大電流を検出することは、大きな損失につながります。**NJM2367** では、この問題を解決するために、パワートランジスタと並列に電流検出用のトランジスタを入れています。パワートランジスタと電流検出トランジスタに流れる電流比を一定にすることで、微少な電流に変換し、電流状態を監視します。よって、電流検出による損失を最小限に抑えています。

過電流検出回路は、サイクル・バイ・サイクルでの動作を実現しているため、常に過電流の保護をかけられる状態を維持しています。

### 低電圧ロックアウト部

**NJM2367** の電源電圧が、低電圧になった時の誤動作防止の役割をします。

**NJM2367** では、始動電圧スレッシュホールドを 6.3V(typ.) に設定しております。

また UVLO には、電源電圧の立ち上がり立ち下がりにヒステリシス電圧幅(0.8V(typ.))を持たせています。これは、低電圧誤動作防止回路が ON/OFF して、IC 動作のばたつきを防止するためです。

### 熱保護

何らかの異常な発熱により **NJM2367** を熱から保護するために、加熱保護回路を内蔵しています。加熱保護回路は、ジャンクション温度が約 180 を越えたときに、**NJM2367** の出力停止を行います。

加熱保護機能は、不適切な熱設計を補うためでは有りません。放熱板の選定には、ワーストケース時における十分な余裕を満たすことをお奨めします。

### タイミングチャート

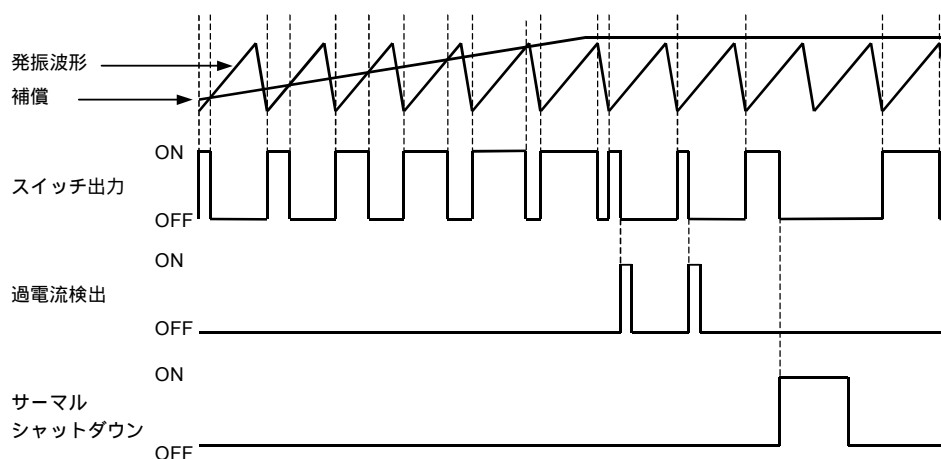


図4 NJM2367 タイミングチャート

**NJM2367** 内部で三角波を発生しています。パルス幅変調器において、三角波と補償(5pin)の電圧が比較され PWM 信号に変換されます。

スイッチングにおける duty 比は最大 95%(typ.)まで上昇します。

電流が 6.5A(typ.)以上流れると過電流保護回路が動作し、スイッチ出力を OFF させます。これにより過電流を防止し、**NJM2367** 内部のパワートランジスタを保護します。過電流保護回路は、出力直流電流ではなく、パワートランジスタに流れる脈流電流を監視しています。

チップの接合温度が異常に上昇( $T_j=180$  (typ.))した時、サーマルシャットダウン回路が動作し、スイッチングを停止させます。

# NJM2367 Application Manual

## アプリケーション情報

**NJM2367** を使用した降圧型アプリケーションにおける部品選定について記します。  
各条件下において、アプリケーションの最適化ができるよう示します。

### インダクタ

インダクタンスには大電流が流れるため、飽和しない電流能力を持たせる必要があります。また EMI の発生を最小にするためには、閉磁路タイプのコアであるトロイダルコアが最適です。

インダクタンス値を小さくするとインダクタンスのサイズも小さくなります。しかし、ピーク電流が大きくなり効率が悪化します。

インダクタンス値が大きくなると、スイッチング時のピーク電流は低下します。よって、変換効率の改善、出力リップル電圧の低下につながります。あるレベル以上では、インダクタンスの巻数増加により、抵抗成分による損失(銅損)が大きくなります。

以上の条件を考慮すると、最大負荷時のインダクタ・リップル電流は、出力電流の 20%~30% に抑えるのが望ましくなります。

デューティサイクルが 50% 以上で最大出力電流 5A を得るアプリケーションの場合は、インダクタ・リップル電流を 10% 以下にしてください。インダクタ・リップル電流を 10% 以下にすることによって、過電流保護動作最小値  $I_{pk(SWITCH)}=5.5A(\text{min})$  の時における、過電流保護動作になるのを防止します。

またインダクタンスを最小にしたい場合は、インダクタ・リップル電流を出力電流の 2 倍に設定します。この場合、出力電流が大きく減少しますが、アプリケーション部品を小さくできます。

### キャッチ・ダイオード

スイッチングトランジスタが OFF サイクルの時は、インダクタンスに電力が蓄えられた状態になります。蓄えられた電力をトランジスタ出力と GND 間に接続されたダイオードを通して放出します。キャッチ・ダイオードにはサイクル毎に、負荷電流に応じた電流が流れます。ダイオードの順方向飽和電圧と電流の積が電力損失となるため、順方向飽和電圧の低い SBD (Schottky Barrier Diode) が最適です。

キャッチ・ダイオードの逆回復時間は短いのがおすすめです。逆回復時間が長いとスイッチングトランジスタが OFF から ON サイクルに移行した時、ダイオードが応答しきれず貫通電流が流れてしまいます。この電流によって、効率の低下、ノイズの発生等、影響を及ぼす可能性が有ります。

スイッチングトランジスタが ON サイクルの時は、ダイオードに逆電圧が印可された状態になります。ダイオードの耐圧には、最大入力電圧以上の余裕を持たせてください。

### パワートランジスタ保護ダイオード

**NJM2367** は大電流アプリケーションになるため、インダクタンス、出力容量に大きい電力が蓄えられています。アプリケーション負荷が重い状態から急激に軽い状態へ移行すると、**NJM2367** はパルスを絞ります。その時、インダクタンスに蓄えられた電力は、行き場を失い逆起電圧が発生します。

アプリケーションによっては、発生した逆起電圧が **NJM2367** の  $SW_{OUT}$  端子電圧が  $V^+$  端子電圧を越える可能性があります。この場合は、2 ピン - 4 ピン間に SBD を挿入することで **NJM2367** を保護して下さい。

## アプリケーション情報 ( 続き )

### 入力コンデンサ

スイッチングレギュレータの入力部には、周波数に応じた過渡的な電流が流れます。NJM2367 に供給される電源インピーダンスが大きいと入力電圧の変動につながり、NJM2367 の性能を十分に引き出せません。よって入力コンデンサは、NJM2367 の近くに挿入してください。

配線や部品のインダクタンス成分によって、高周波ノイズ等が発生する場合があります。その際は、セラミックコンデンサを入力容量に並列して追加するのも効果的です。

入力コンデンサは、耐圧、リップル電流条件を満たす必要があります。

### 出力コンデンサ

出力コンデンサは、インダクタンスからの電力を蓄え、出力への供給電圧を安定させる役割をします。

出力コンデンサの選定には、ESR(等価直列抵抗 : Equivalent Series Resistance)の特性、リップル電流、耐圧を考慮に入れる必要があります。

特にリップル電流、耐圧は、入力コンデンサ同様、コンデンサの定格以下で使用しなければいけません。

また周囲温度によっては、コンデンサの容量低下、ESR の増加 ( 低温時 ) 寿命 ( 高温時 ) へ影響を与えます。出力コンデンサの定格には、十分なデレーティングを持たせるのが望ましい使い方です。

出力コンデンサの ESR 特性は、出力リップルノイズへ大きな影響を与えます。低 ESR タイプのコンデンサであれば、更にリップル電圧を下げる事が出来ます。また、コンデンサの ESR を下げる方法として、出力コンデンサを並列接続する方法があります。この場合、1個の大容量コンデンサよりも高周波インピーダンスを下げられる場合があります。ただし同じ特性のコンデンサを使用しないと、温度特性、ばらつきによっては、リップル電流の流れる割合が大きくなりすぎてしまう可能性があります。

### 基板レイアウト

大電流のスイッチングにより、GND ラインの不安定化、輻射ノイズの発生を抑えるため、基板のレイアウトは重要な項目です。大電流の流れるラインは太く、短くし、ループ面積を最小限にしてください。

また GND ラインは、1点でアース出来るのが望ましい接続です。( 図 5 参照 )

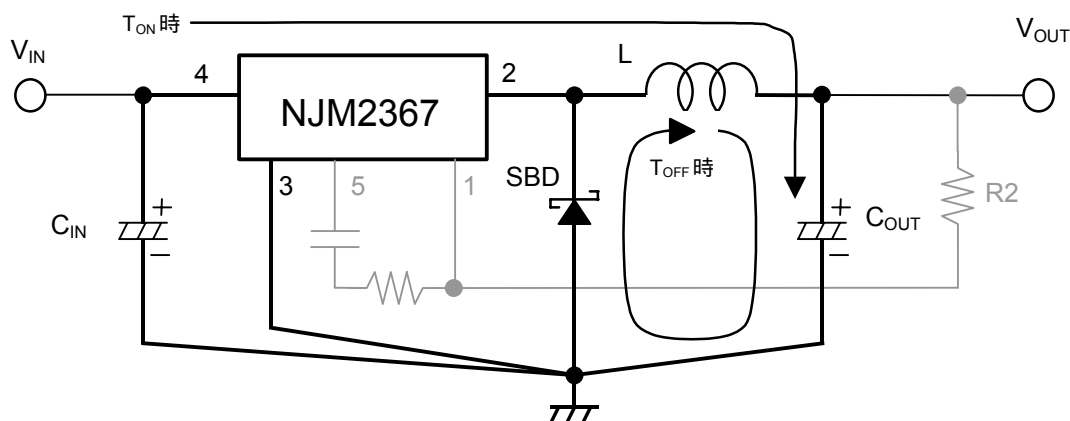


図 5 基板配線例

# NJM2367 Application Manual

## アプリケーション・トラブルシューティング

症状	原因	対策
スイッチングの間欠発振	ノイズが大きい	電圧検出のスイッチングノイズ混入が大きくなっています。出力電圧-1Pin 間もしくは、1Pin-GND 間にバイパスコンデンサ等を挿入しノイズを抑えてください。
	アンプのゲインが大きい	アンプのゲインが大きいと、ノイズの増幅量も大きくなっています。帰還抵抗を下げてゲインを低くするか、帰還容量を調整してください。
	GND 配線の不適切	<b>NJM2367</b> の GND が不安定のため、回路に影響を与えています。GND 配線を見直してください。
効率が悪い	インダクタンスの過飽和	インダクタンスの直流重畳が足りなくなり、電力を蓄えきれなくなっています。電流許容値の大きい物をご使用ください。
	キャッチ・ダイオードの不適切	キャッチ・ダイオードの飽和電圧が大きいと効率が低下します。また逆回復時間が長いと、短絡電流が増加し、インダクタンスの電力が吐き出されてしまいます。
ノイズが大きい	キャッチ・ダイオードの不適切	キャッチ・ダイオードの逆回復時間が長いと、短絡電流が増加し、ノイズとなって現れます。逆回復時間の短い、SBD 等をご使用ください。
	大電流のラインの配線長	大電流ラインの配線が長いとインダクタンス成分を持ちます。スイッチング時に電流の流れが妨げられ、ノイズとなって現れます。大電流ラインを太く短くしてください。対策しきれない場合は、キャッチ・ダイオードにスナバ回路を付けてください。
出力電圧が設定値より低い	入力電圧が低い	入力電圧 - スイッチ飽和電圧が出力電圧より低くなっています。入力電圧を高くしてください。
	インダクタンスの過飽和	インダクタンスが飽和し、電力が蓄えきれなくなり、出力電圧が下がっています。電流許容値の大きい物をご使用ください。
	出力電圧抵抗の不適切	出力電圧を決定する分割抵抗が大きいと、エラーアンプの入力バイアス電流が影響を及ぼす可能性があります。バイアス電流の影響を受けにくい抵抗値まで下げてください。
	出力ラインによる電圧ドロップ	出力電流が大きい為に、出力ラインの配線抵抗が大きいと電圧降下が顕著に表れます。出力ラインの配線抵抗を下げる事や、電圧検出を負荷の近辺で行う対策をしてください。
出力電流が設定値より低い	インダクタンスの容量が少ない	インダクタンスの値が小さいため、ピーク電流が大きくなりカレントリミットが働いています。インダクタンスの値を大きくしてください。

## NJM2367 の電力損失

計算で電力損失を求める場合、過渡的な電圧・電流変化に対しての考慮は難しいため、十分なデレーティングを持たせることが望ましい設計です。

下記に電力損失の計算例を示しますが、最終的には実機での評価をお奨めいたします。

**NJM2367** の電力損失は、パワートランジスタによるスイッチング損失と IC の消費電力の合計になります。トランジスタの ON 期間にスイッチング損失が発生し、3 つの状態に分けることができます。(図 6 参照)

t1 期間：トランジスタの立ち上がり

t2 期間：トランジスタの飽和電圧

t3 期間：トランジスタの立ち下がり

t2 期間 (トランジスタの飽和電圧) の損失

$I_{C1}$  と  $I_{C2}$  における飽和電圧を **NJM2367** の出力飽和電圧対ソース電流特性例より求め、 $V_{SAT1}$ 、 $V_{SAT2}$  とします。下記計算式より、1 パルス分の電力損失  $P2$  を求めます。

$$P2 = \frac{I_{C1} \times V_{SAT1} + I_{C2} \times V_{SAT2}}{2} \times T2$$

t1 期間 (トランジスタの立ち上がり) の損失

電流が流れ始める点を  $t_a$ 、電圧が飽和電圧になる点を  $t_b$  とします。 $t_a$  から  $t_b$  までの領域において、電圧と電流の積を時間で積分します。

$$P1 = \int_{t_a}^{t_b} I_C(t) \times V_{CE}(t) \times dt$$

t3 期間 (トランジスタの立ち下がり) の損失

t1 期間同様に、t3 期間の損失を求めることができます。

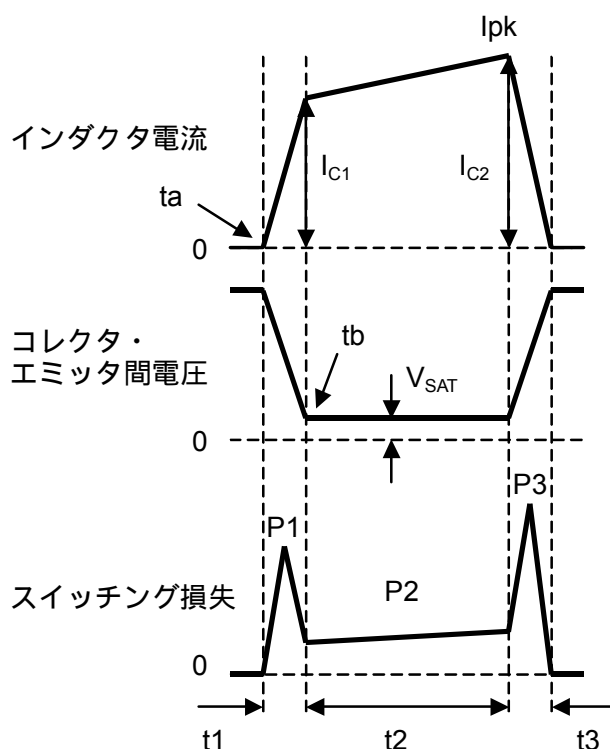


図 6 各部のスイッチング波形

電力損失の合計

上記 t1 ~ t3 期間の電力損失を合計することで、1 サイクルにおける電力損失が求められます。実際のアプリケーションでは、スイッチングを繰り返すため、周波数を考慮する必要があります。

$$P_{Loss(SW)} = (P1 + P2 + P3) \times f_{OSC} [W]$$

また **NJM2367** の消費電流( $I_{CC}$ )は、電気的特性より最大 53mA ( $V^+=40V$ 、duty cycle=MAX 時)です。

**NJM2367** の消費電力は、下記計算式より求めることができます。

$$P_{Loss(ICC)} = V^+ \times I_{CC} [W]$$

**NJM2367** における全体的な消費電力量は、スイッチング損失と IC の消費電力になるため、

$$P_{Loss} = P_{Loss(SW)} + P_{Loss(ICC)} [W]$$

で求めることができます。

# NJM2367 Application Manual

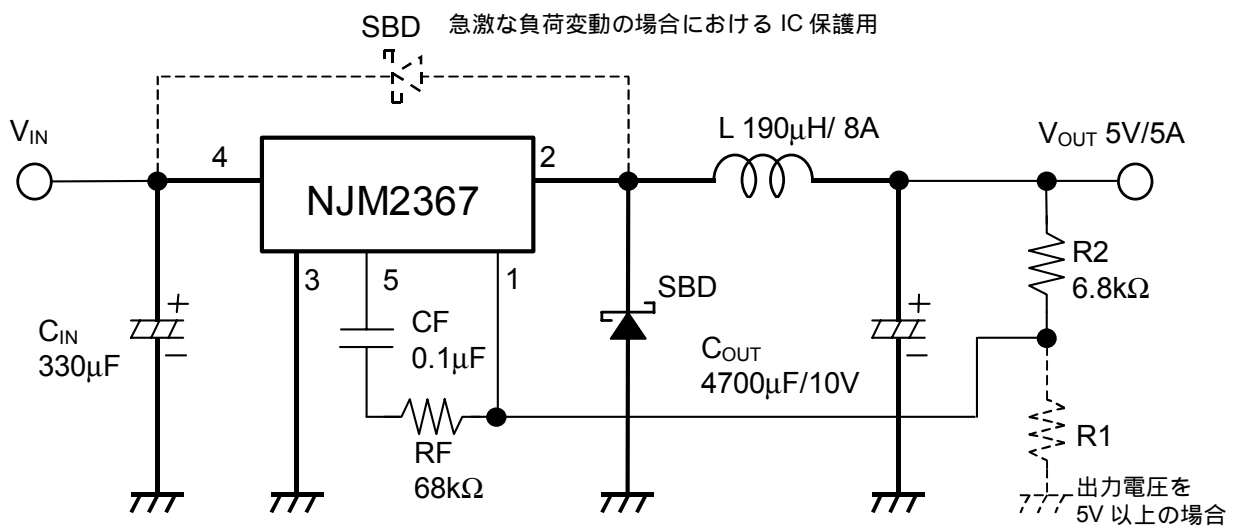
## アプリケーション設計例

設計例として出力電圧 5V、出力電流 5.5A のステップダウン・アプリケーションを記載します。

### 設計条件

入力電圧	: $V_{IN}=12V$
出力電圧	: $V_{OUT}=5V(\text{typ.})$
出力電流	: $I_{OUT}=5A(\text{min.})$
出力リップル電圧	: $V_{\text{ripple(P-P)}}=50\text{mV}$ 以下
変換効率	: $\approx 80\%$ 以上
周囲温度	: $T_a=25$

### アプリケーション回路例



\* 太字の配線は、大電流経路のため、太く、短くすること

L	: NMC-8-190	(長野日本無線株式会社)
SBD	: FSQ10A04	(日本インター株式会社)
$C_{IN}$	: KMG シリーズ	(日本ケミコン株式会社)
$C_{OUT}$	: LXZ シリーズ	(日本ケミコン株式会社)



## アプリケーション設計例 (続き)

### 発振周波数の確認

**NJM2367** には、周波数固定の発振器を内蔵しています。発振周波数は 72kHz(typ.)です。また、スイッチングの ON/OFF ( $t_{ON}/t_{OFF}$ )時間は、

$$t_{ON} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN} \times f_{OSC}} = \frac{5}{12 \times 72k} = 5.8 [\mu s]$$

よって、 $f_{osc}=72$  [kHz]、 $t=13.9$  [ $\mu s$ ]  
 $t_{ON}=5.8$  [ $\mu s$ ]、 $t_{OFF}=8.1$  [ $\mu s$ ]、Duty Cycle=42[%]  
 でスイッチング動作します。

### インダクタンスの決定

最大出力電流 5A を想定したアプリケーションのため、過電流保護動作最小値  $I_{pk(SWITCH)}=5.5A(\min)$ にかからないように、インダクタ・リップル電流を設定します。

ここではインダクタ・リップル電流を、出力電流の 10% 以下とします。

リップル電流を  $I_L$  とすると、

$$\Delta I_L = 0.1 \times I_{OUT} = 0.1 \times 5 = 0.5 [A]$$

低電圧でもレギュレーションが取れるように、Duty Cycle=80% ( $t_{ON}=11.1$  [ $\mu s$ ])でインダクタンス  $L1$  を求めます。

$$L1 = \frac{V_{IN} - V_{SAT} - V_{OUT}}{\Delta I_L} \times t_{ON} = \frac{12 - 1.8 - 5.0}{0.5} \times 11.1 \mu = 115 \mu \Rightarrow 190 [\mu H]$$

$V_{SAT}$  は、スイッチングトランジスタの飽和電圧。電気的特性より  $V_{SAT}=1.8$  [V]とします。

インダクタンスの容量は、バラツキ、直流重畳特性を考慮し、計算値より大きめの値を使用します。

### ピーク電流の確認

定常動作時のスイッチング時ピーク電流  $I_{pk}$  を求めます。

$$I_{pk} = I_{OUT} + \frac{\Delta I_L}{2} = 5 + \frac{0.5}{2} = 5.25 [A]$$

また、**NJM2367** の電流制限スレッシホールド( $I_{pk(SWITCH)}$ )カレントリミットは、電気的特性より 8A(max.)です。よってインダクタンスの流せる電流は、十分な余裕を持たせます。

本アプリケーションでは、インダクタンスの直流重畳が 8A 以上ある物を使用します。

アプリケーション回路ではインダクタンスに、長野日本無線株式会社の NMC-8-190 とします。

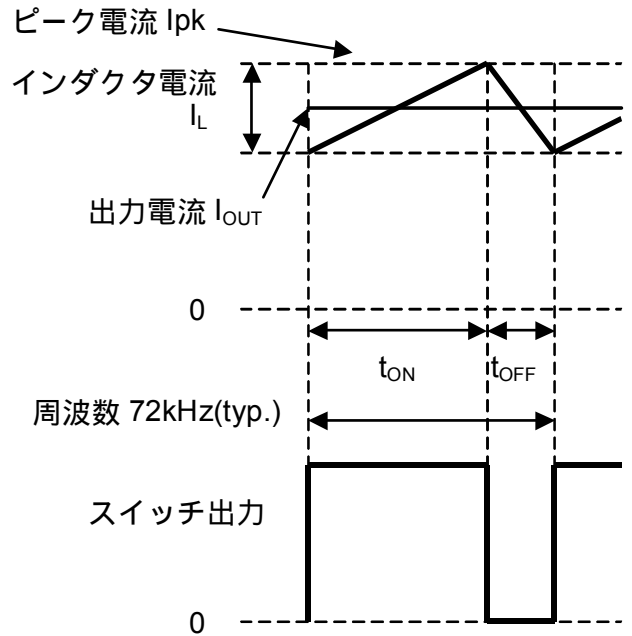


図7 インダクタ電流波形

# NJM2367 Application Manual

## アプリケーション設計例 (続き)

### 入力コンデンサの決定

入力コンデンサは、電源の入力に当たる部分であり、電源のインピーダンスを十分に下げる必要があります。コンデンサの選定には、容量よりも入力リップル電流とコンデンサ耐圧に重点をおいて決定します。

入力実効電流は、下記計算式で表せます。

$$I_{RMS} = I_{OUT} \times \frac{\sqrt{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}}{V_{IN}} \text{ [A]}$$

上記計算式は、 $V_{IN}=2 \times V_{OUT}$  時が最大になり、その時の結果は、 $I_{RMS}=I_{OUT(MAX)} \div 2$  です。

入力実効電流は、**NJM2367** が引き込む電流であるため、入力コンデンサが必要とするリップル電流では有りません。実際には、入力電圧を供給する電源の応答性、配線インピーダンス等によって、入力電源が補えない過渡的な電流分を、入力コンデンサで補佐しています。

入力コンデンサの選定は、アプリケーションで評価の上、十分なマージンを持った物をご使用ください。

### 出力コンデンサの決定

出力コンデンサは、出力のリップルノイズを決める重要な部品です。入力コンデンサに比べてリップル電流が少ないため、ESR を重視する事が出来ます。出力コンデンサは、ESR、リップル電流、コンデンサ耐圧に重点をおいて決定します。

出力リップル電圧  $V_{\text{ripple(pp)}}$  は、下記式にて近似値を求めることが出来ます。

$$V_{\text{ripple(p-p)}} = \Delta I_L \times \sqrt{\left( \frac{1}{2 \times \pi \times f_{\text{OSC}} \times C_{\text{OUT}}} \right)^2 + (\text{ESR})^2} \approx \Delta I_L \times \text{ESR} \text{ [V]}$$

但し、ESR：出力容量の等価直列抵抗。

出力リップル電圧を  $V_{\text{ripple(P-P)}}=50\text{mV}$  以下としたいため、

$$\text{ESR} = \frac{V_{\text{ripple(p-p)}}}{\Delta I_L} = \frac{50\text{m}}{0.5} = 100 \text{ [m}\Omega\text{]}$$

また出力容量の選定には、十分なリップル電流を許容できる物を選びます。コンデンサに流れるリップル電流の実効値( $I_{\text{rms}}$ )は、

$$I_{\text{rms}} = \frac{\Delta I_L}{2\sqrt{3}} = \frac{0.5}{2\sqrt{3}} = 144.3 \text{ [mA rms]}$$

ここでは十分なマージンをふまえて、上記スペックを十分に満たせるコンデンサを使用します。アプリケーション回路では出力コンデンサに、日本ケミコン株式会社の LXZ シリーズ  $4700 \mu\text{F}/10\text{V}$  とします。

## アプリケーション設計例 (続き)

### 電圧検出回路部の決定

出力電圧  $V_{OUT}$  は、 $R1, R2$  の抵抗比で決まります。 $R1, R2$  に流れる電流は、 $ER \cdot AMP$  に流れるバイアス電流を無視できるような値とします。

一般的には、 $I_{B(MAX)}$  に対して 100 倍以上になるように抵抗を選定します。

**NJM2367** の基準電圧が 5V のため、出力電圧 5V 以上のアプリケーションにおいて抵抗  $R1, R2$  を使用します。出力電圧が 5V の場合は、抵抗  $R2$  のみを使用します。

また抵抗  $R1, R2$  は、エラーアンプの入カインピーダンスになるため、後に記すフィードバックの定数も考慮する必要があります。

ここでは、出力電圧が 5V のため抵抗  $R2$  を 6.8k $\Omega$  と設定します。

出力電圧 5V 以上のアプリケーションでは、下記式で出力電圧を設定することができます。

$$V_{OUT} = \left( \frac{R2}{R1} + 1 \right) \times V_{REF} [V]$$

このときの入カインピーダンス  $R_{IN}$  は、

$$R_{IN} = R1 // R2 = \frac{R1 \times R2}{R1 + R2} [\Omega]$$

で求められます。

**NJM2367** のエラーアンプ出力は、5Pin に接続されているため、フィードバックを容易にかけることが出来ます。誤差増幅器における電圧検出は、DC 成分を重視します。AC 成分は、スイッチングノイズ、商用リップルノイズ等の成分が多いため、ゲインを大きくするとスイッチングレギュレータの安定性に影響を与えます。**NJM2367** では帰還抵抗とコンデンサを直列接続したローパスフィルタを構成し、DC 成分のゲインを十分に上げ、AC 成分のゲインを下げる接続方法をとります。

ただし AC 成分のゲインを下げ過ぎますと、急激な負荷変動に追従できなくなるため、出力レギュレーションへ影響を与える可能性があります。

周波数の特性は、抵抗とコンデンサのカットオフ周波数で異なります。

本アプリケーションでは、帰還抵抗を 68k $\Omega$  とし、最低ゲイン  $G$  を 10 倍に設定します。

$$G = RF \div R_{IN} = 68k \div 6.8k = 10 [\text{倍}]$$

(5V 出力アプリケーションにおいては、 $R_{IN}=R2$ )

カットオフ周波数は、商用周波数の 1/2 以下 ( $f_{NOISE}=25\text{Hz}$ ) になるように設定します。

$$CF = \frac{1}{2 \times \pi \times f_{NOISE} \times RF} = \frac{1}{2 \times \pi \times 25 \times 68k} = 0.09 [\mu F]$$

本アプリケーションでは、帰還容量  $CF$  を 0.1 $\mu F$  とします。

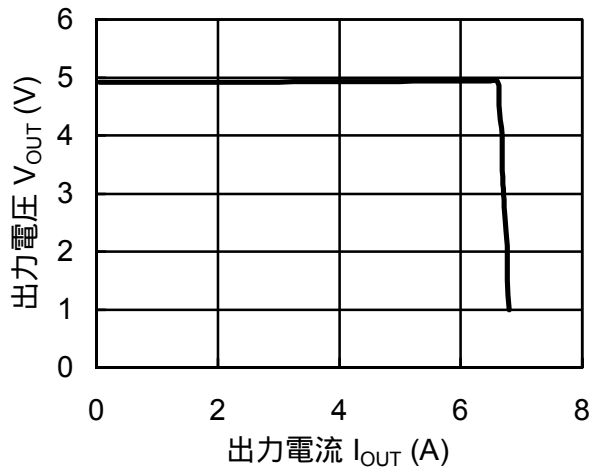
最適な抵抗とコンデンサは、アプリケーションによって異なる為、カットアンドトライで決定して下さい。

# NJM2367 Application Manual

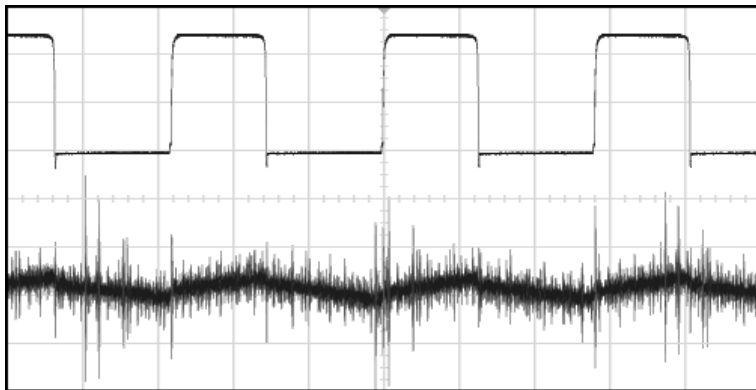
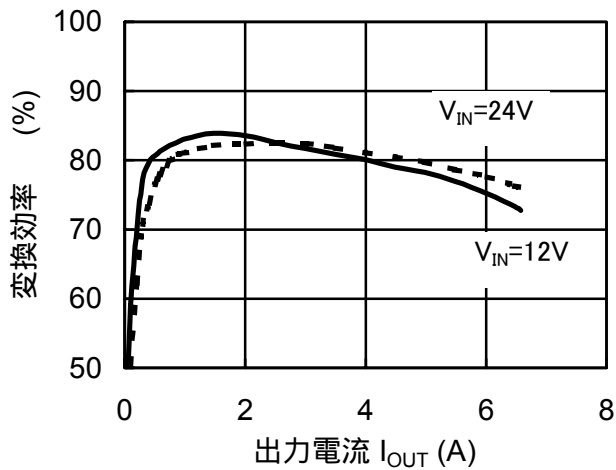
アプリケーション設計例 ( 続き )

アプリケーション特性例

出力電圧対出力電流特性例  
( $V_{IN}=12V, T_a=25^\circ C$ )



変換効率対出力電流特性例  
( $V_{OUT}=5V, T_a=25^\circ C$ )



条件 :  $V_{IN}=12V, V_{OUT}=5V, I_{OUT}=5A$

上側 : 2Pin-GND 間  
スイッチング波形  
(5V/div)

下側 :  $V_{OUT}$ -GND 間  
リップル波形  
(20mV/div)

(5μs/div)

## MEMO

<注意事項>

このデータブックの掲載内容の正確さには万全を期しておりますが、掲載内容について何らかの法的な保証を行うものではありません。とくに応用回路については、製品の代表的な応用例を説明するためのものです。また、工業所有権その他の権利の実施権の許諾を伴うものではなく、第三者の権利を侵害しないことを保証するものではありません。