

アプリケーションノート

電源用 I C

スイッチングレギュレータ (NJM2360 / 2360A)

【注意事項】

1. 当社は、製品の品質、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することがありますので、当社半導体製品の故障により結果として、人身事故、災害事故、社会的な損害等を生じさせることのないように、お客様の責任においてフェールセーフ設計、冗長設計、延焼対策設計、誤動作防止設計等の安全設計を行い、機器の安全性の確保に十分留意されますようお願いいたします。
2. 本アプリケーションノートに掲載されている製品を、特に高度の信頼性が要求される下記の機器にご使用になる場合は、必ず事前に当社営業窓口までご相談願います。
 - ・ 航空宇宙機器
 - ・ 海底機器
 - ・ 発電制御機器（原子力、火力、水力等）
 - ・ 生命維持に関する医療装置
 - ・ 防災 / 防犯装置
 - ・ 可動物の制御機器（自動車、飛行機、鉄道、船舶等）
 - ・ 各種安全装置
3. 本アプリケーションノートに掲載されている製品の仕様を逸脱した条件でご使用になりますと、製品の劣化、破壊等を招くことがありますので、なさないように願います。仕様を逸脱した条件でご使用になられた結果、人身事故、災害事故、社会的な損害等を生じた場合、当社は一切その責任を負いません。
4. 本アプリケーションノートに掲載されている製品の仕様等は、予告なく変更することがあります。ご使用にあたっては、納入仕様書の取り交わしが必要です。

このアプリケーションノート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もありません。

はじめに

電子機器の小型化が進む中、電子機器に搭載される電源部の小型化も進み、昔に比べ様変わりしてきています。近年では"オン・ボード電源"がもてはやされ電源の専門家でなくとも電源回路を設計する機会が増えていきます。

電源回路は一見簡単にみられがちですが、実際に設計してみると意外に難しく、様々な"ノウ・ハウ"が必要です。特にスイッチング電源を設計するとなると、さらなる困難が待ち受けています。

本アプリケーションノートは、電源の専門家でない方を対象に構成しています。従って専門家の方々にとっては、わかりきった内容になっているかもしれませんが、少しでも多くの方に弊社電源 IC を御使用いただきたく、その参考になればと本アプリケーションノートを発行しました。

本文中、説明や展開において不十分な点も多くあると思いますが、皆様方からご教示を賜れば幸いです。

平成 15 年 4 月

新日本無線株式会社
汎用 IC 事業部 商品企画部

第1章	カタログについて	6ページ
第2章	NJM2360/60A の応用	
1.	カタログ項目について	9ページ
2.	使用上の注意点	19ページ
3.	各種応用回路例	
3 - 1.	降圧回路・小電力	21ページ
3 - 2.	降圧回路・大電力	26ページ
3 - 3.	昇圧回路・小電力	32ページ
3 - 4.	昇圧回路・大電力	38ページ
3 - 5.	極性反転回路・小電力	45ページ

第1章 カタログについて

カタログについて

絶対最大定格

あらゆる条件のもとで、瞬時たりとも越えてはならない限界値です。この値を越えた場合、特性が劣化したり、素子が破壊することがあります。これら全ての項目を十分に満たした設計が必要です。

IC が定格値を越えた状態に瞬時たりともおかれた場合は、たとえ定格内に復帰させても、正常な動作、特性を保証することはできません。

電源電圧

電源端子と GND 端子に印可し得る最大電圧です。特に電源のノイズやリップルにも注意が必要です。

電圧に関する最大定格

電圧に関する最大定格としては、電源電圧のほか入力電圧、出力電圧等があります。

電流に関する最大定格

電流に関する最大定格としては、入力電流、出力電流等があります。その最大定格が適用端子に対して規定した値を一瞬たりとも越えないようにします。

消費電力

IC 内部で消費し得る電力の最大値です。一般的には常温（周囲温度 25℃）時における値が記載されています。パッケージの形状、材質、ジャンクション温度の規定、実装条件により異なります。

定格値を越えて使用した場合には、製品の自己発熱により劣化・破壊等が起きる可能性があります。

なお、後述の「消費電力 - 周囲温度特性例」のように消費電力は周囲温度によって値が変わるため注意が必要です。

動作温度範囲

IC を使用できる温度範囲を示します。通常は周囲雰囲気温度で示されます。

保存温度

無通電状態において IC を放置できる温度範囲を示します。通常は周囲雰囲気温度で示します。

推奨動作条件

IC のもつ動作、特性が十分に期待できる動作条件の範囲です。

電気的特性

記載された条件における IC の電気的諸特性を示します。

最大値 / 最小値の記入してある項目は、原則として全数試験を実施しています。標準値のみの項目は設計値または分布中心値を示し、試験を実施しません。

特性例

IC の機能、特徴を示す上での代表的な電気的的特性例です。一般的には、複数のサンプルによる代表値であり、バラツキ等は考慮されていません。各条件下（電源電圧・周囲温度など）における特性値の目安として参照します。

応用回路例

IC を正常に動作させるための周辺回路を含めた動作回路の一部を掲載したものです。応用回路はユーザーごとの仕様によって異なるため膨大な数になり、本項ではその代表的な例を掲載しています。なお応用回路例については参考資料であり、これにより工業所有権、その他権利に対する保証、実施権等の許諾を行うものではありません。

最大許容損失（消費電力 - 周囲温度特性例）

IC の常温（周囲温度 25 ）時の最大許容損失は、各 IC の絶対最大定格で消費電力（ P_D ）として規定されています。

周囲温度が 25 を越える場合には、各 IC に対応したパッケージの熱低減曲線（ディレーティングカーブ）を参照することが必要になります。それが、ここで示す「消費電力 - 周囲温度特性例」に相当します。

一般的な「消費電力 - 周囲温度特性例」を図 1-1 に示します。

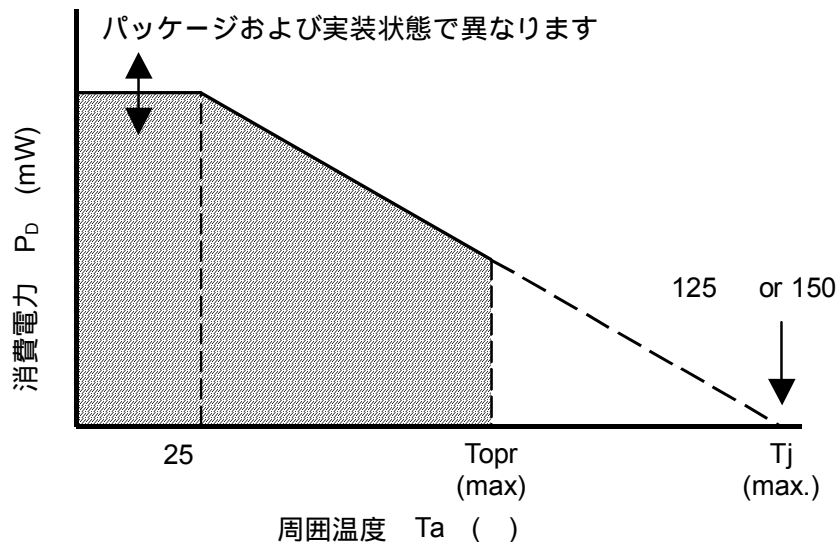


図 1-1 消費電力 - 周囲温度特性例

上記「消費電力 - 周囲温度特性例」では見やすいように斜線を描いていますが、IC を使用するにはこの斜線の範囲内で使用しなければなりません。

特性例中の記号は、

$T_j(\max)$: ジャンクション温度の最大値

$T_{opr}(\max)$: 動作温度の最大値

を表します。

特性例中のジャンクション温度 $T_j(\max)$ は製品毎に規定しており通常、保存温度 T_{stg} の最大値と等しくなります（ $T_{stg}(\max) = T_j(\max)$ ）。当社 IC では 125 と 150 の 2 種類があります。

また、常温（周囲温度 25 ）時の消費電力 $P_D(\max)$ は、「絶対最大定格」においてパッケージ毎に記載しています。

なお、製品によっては「消費電力 - 周囲温度特性例」の記載が無い場合もありますが、25 時の消費電力 P_D とジャンクション温度 $T_j(\max)$ を結ぶことにより熱低減曲線を描くことができます。

第 2 章 NJM2360/60A の応用

NJM2360/60A の応用

NJM2360/60A は、DC/DC コンバータ制御用 IC です。この章では、少ない外付け素子により DC/DC コンバータが構成できる、NJM2360/60A について説明します。

なお、NJM2360A は NJM2360 の基準電圧高精度版 IC であり、高精度の外付け抵抗と組み合わせることで、より精度の高い出力電圧を得ることができます。

1. カタログ項目について

ここでは NJM2360/60A のカタログ項目について説明します。

NJM2360/60A の端子配列について

図 2-1 に、NJM2360/60A の端子配列を示します。IC によっては、パッケージにより端子配列が異なる場合があります、注意が必要です。

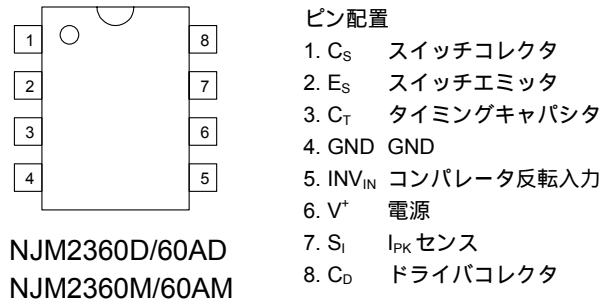
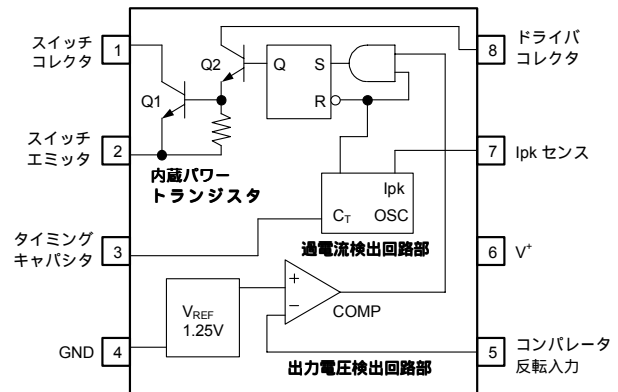


図 2-1 NJM2360/60A の端子配列

NJM2360/60A のブロック図について

図 2-2 に、NJM2360/60A のブロック図を示します。ブロック図は IC の内部回路を模式化したものであり、IC の動作理解や応用回路の設計時の手助けになります。



NJM2360/60A の絶対最大定格について

表 2-1 に NJM2360/60A の絶対最大定格 ($T_a=25$) を示します。

項目	記号	定格		単位
		NJM2360	NJM2360A	
電源電圧	V^+	40	40	V
コンパレータ入力電圧	V_{IR}	-0.3 ~ 40	-0.3 ~ 40	V
スイッチ電流	I_{SW}	1.5	1.5	A
消費電力	P_D	(DIP 8) 700 (DMP 8) 600 (注)	(DIP 8) 875 (DMP 8) 750 (注)	mW
動作温度範囲	T_{OPR}	-40 ~ +85	-40 ~ +85	
保存温度範囲	T_{STG}	-40 ~ +125	-40 ~ +150	

(注) DMP(M タイプ)消費電力は基板実装時とします。

表 2-1 NJM2360/60A の絶対最大定格

NJM2360/60A の応用

NJM2360/60A 電気的特性について

表 2-2 に NJM2360/60A の電気的特性を示します。

直流特性 ($V^+=5V, T_a=25$)

項目	記号	条件	最小	標準	最大	単位
消費電流	I_{CC}	$5 \leq V^+ \leq 40V$ $C_T=0.001\mu F, S_I=V^+$ $INV_{IN} > V_{th}, E_S=GND$	-	2.4	3.5	mA
充電電流	I_{chg}	$5 \leq V^+ \leq 40V$	20	35	50	μA
放電電流	I_{dischg}	$5 \leq V^+ \leq 40V$	150	200	250	μA
電圧振幅	V_{OSC}		-	0.5	-	V_{P-P}
充放電電流比	I_{dischg}/I_{chg}	$S_I=V^+$	-	6	-	-
電流制限検出電圧	$V_{IPK(SENSE)}$	$I_{chg}=I_{dischg}$	250	300	350	mV
出力スイッチ (注)						
飽和電圧 1	$V_{CE(sat)1}$	ダーリントン接続($C_S=C_D$) $I_{SW}=1.0A$	-	1.0	1.3	V
飽和電圧 2	$V_{CE(sat)2}$	$I_{SW}=1.0A, I_C(driver)=50mA$ (Forced 20)	-	0.5	0.7	V
直流電圧利得	h_{FE}	$I_{SW}=1.0A, V_{CE}=5.0V$	35	120	-	-
オフ時コレクタ電流	$I_{C(off)}$	$V_{CE}=40V$	-	10	-	nA
コンパレータ						
スレッシュホールド電圧	V_{th}	(NJM2360 の場合) (NJM2360A の場合)	1.18 1.225	1.25 1.250	1.32 1.275	V V
入力バイアス電流	I_{IB}	$IN^+=0V$	-	40	400	nA

(注) 出力スイッチテストは消費電力を最小にするためパルス条件で行う。

表 2-2 NJM2360/60A の電気的特性

電気的特性には、特性表の一番上に必ず測定条件や雰囲気温度等の諸条件が示してあります。特性表の条件で明記されていない限りは、その条件で試験します。

電気的特性の各項目について説明します。

直流特性

消費電流 I_{CC}

IC を動作させるために必要な IC 単体で消費する電流です。負荷変動等による動作電流分は含まれていません。

充電電流 I_{chg}

IC の発振周波数を決定する要素の一つである「図 2-3 NJM2360/60A の三角波」の三角波の立ち上がり時間 t_{on} を決定する項目です。

放電電流 I_{dischg}

図 2-3 の三角波の立ち下がり時間 t_{off} を決定する項目です。

電圧振幅 V_{osc}

図 2-3 の三角波の振幅を示します。これら t_{on} 、 t_{off} 、 V_{osc} で三角波の波形が決定されます。

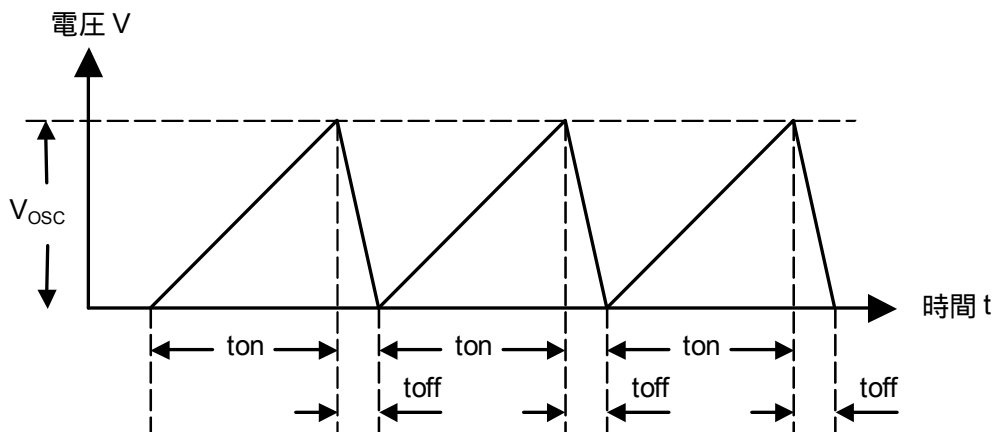


図 2-3 NJM2360/60A の三角波

充放電電流比 I_{dischg}/I_{chg}

、 I_{dischg}/I_{chg} に示す充電電流と放電電流の比です。

電流制限検出電圧 $V_{IPK(SENSE)}$

過電流検出回路が動作するために必要な V^+ 端子 - I_{pk} 端子間の電位差を示します。

V^+ 端子 - I_{pk} 端子間に電流制限検出電圧 $V_{IPK(SENSE)}$ 以上の電圧降下が生じたとき、出力トランジスタの発振動作が停止します。

電流検出制限をかけない場合には、 V^+ 端子 - I_{pk} 端子間をショートしてください。

NJM2360/60A の応用

出力スイッチ

出力スイッチの項目は、表 2-2 電気的特性表の「(注) 出力スイッチテストは消費電力を最小にするためパルス条件で行う」が適用されます。

出力スイッチの各特性については、IC の自己発熱による特性変動の影響を避けるため、パルス印加試験にて行います。

飽和電圧 1 $V_{CE(sat)1}$

内部パワートランジスタ(Q1,Q2)をダーリントン接続し、1.0A のコレクタ電流を流したときの飽和電圧を示します。

パワートランジスタが大電流を引く場合、この飽和電圧がスイッチング電源の特性に影響します。

飽和電圧 2 $V_{CE(sat)2}$

内部パワートランジスタをダーリントン接続しないで、飽和電圧を測定したものです。これは、内部の初段トランジスタ Q2 のコレクタ電流($I_c=50mA$)を一定にして次段のトランジスタ Q1 に 1.0A のコレクタ電流を流したときの Q1 の飽和電圧を測定しています。

直流電流利得 h_{FE}

内蔵パワートランジスタ Q1 に 1A の電流を流したときの Q1 の h_{FE} 値です。この値により内蔵パワートランジスタをダーリントン接続しないときの初段のトランジスタ Q2 のコレクタ電流を決めることができます。

オフ時コレクタ電流 $I_{C(off)}$

内蔵パワートランジスタをオフしたときに Q1 のエミッタ - コレクタ間に流れるリーク電流を示します。アプリケーションで外付けスイッチングトランジスタを接続した場合、このリーク電流によって、外付けスイッチングトランジスタが誤動作しないように設計してください。

コンパレータ

出力電圧検出回路部の特性を規定しています。

スレッシュホールド電圧 V_{th}

出力電圧検出電圧の精度を示します。基準電圧回路自体のバラツキとコンパレータのオフセット電圧のバラツキが含まれます。(NJM2360 : $\pm 5.6\%$ 、NJM2360A : $\pm 2\%$)

応用回路の出力電圧を抵抗分割して帰還をかけ、出力電圧を設定します。

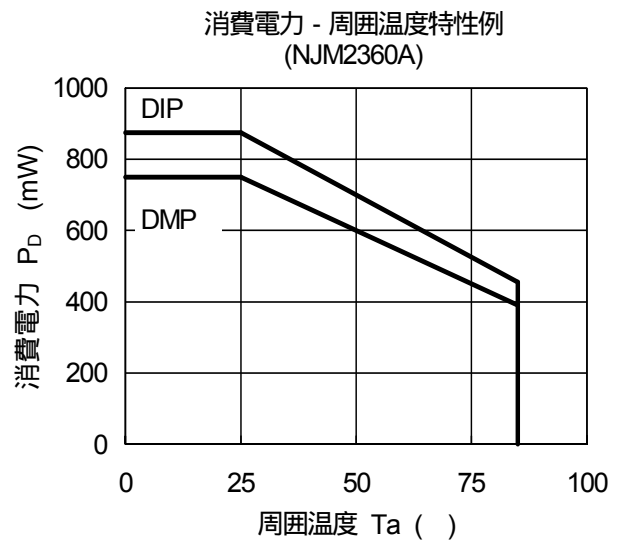
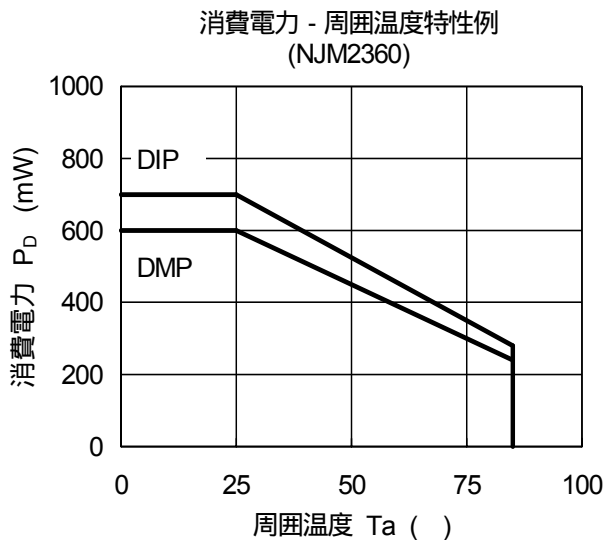
入力バイアス電流 I_B

コンパレータのバイアス電流を示します。このコンパレータは、入力回路が PNP 入力であるため流出電流になります。

NJM2360/60A の特性例

消費電力 - 周囲温度特性例

本特性例は、IC が消費できる電力 P_D の最大値の温度特性を示したものです。通常、熱低減曲線またはデレーティングカーブとも呼び、IC を使用する場合、このカーブより下側の領域で使用しなければなりません。



注 DMP(M タイプ)消費電力は基板実装時とします

< 使用例 >

応用回路の設計において、下記条件になったとします。

NJM2360D (DIP)が消費する電力 : 200mW

使用周囲温度範囲 : -40 ~ 85

熱低減曲線より NJM2360 で周囲温度 $T_a=85$ の場合、消費電力許容値は約 280mW(DIP)となり、最大周囲温度においても許容値を下回るため問題ないと判断できます。

応用回路において、使用する最高温度で許容値を上回る場合は外部にスイッチングトランジスタを付加し、NJM2360D の消費電力を下げる必要があります。後述の応用回路例における「外付けトランジスタについて」を参照ください。

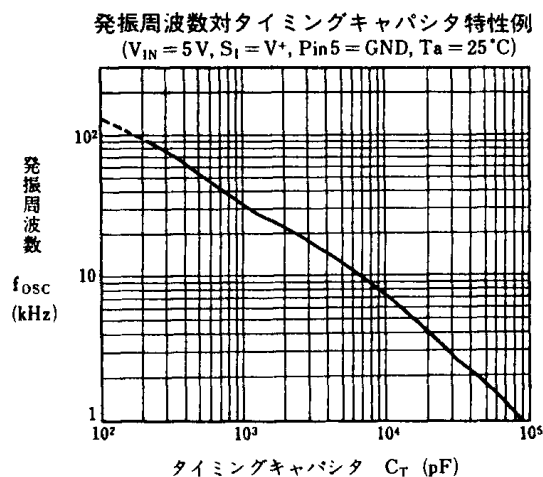
NJM2360/60A の応用

発振周波数対タイミングキャパシタ特性例

本特性例は、タイミングキャパシタと発振周波数の関係を示したものです。

この特性例を使用し、スイッチング周波数と、その周波数に対応したタイミングキャパシタ値を決めることができます。

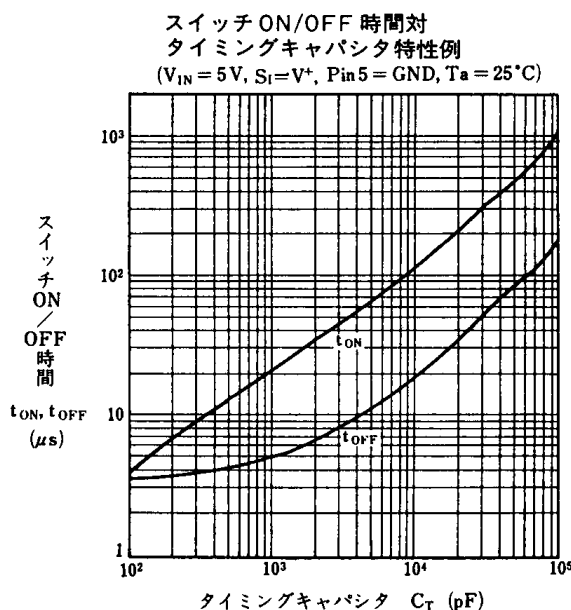
電気的特性の充電電流・放電電流・電圧振幅・充放電電流比から、発振周波数に対応したタイミングキャパシタ値を算出することもできます。



スイッチ ON/OFF 時間対タイミングキャパシタ特性例

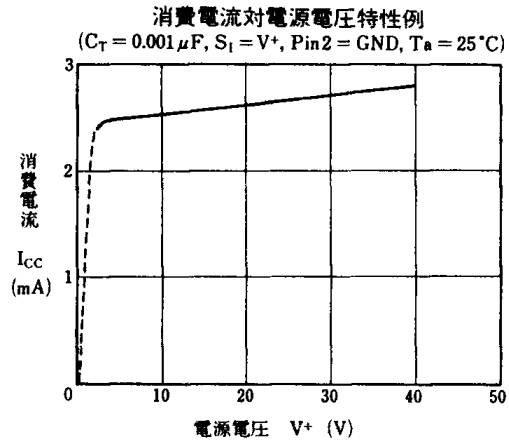
本特性例はスイッチ ON/OFF 時間とタイミングキャパシタの関係を示したものです。この特性例を使用し、設定された発振周波数における最大 ON 時間を読みとることができます。

このスイッチ ON 時間は、インダクタンス L 、ピーク電流 I_{PK} 等を算出するときに用います。



消費電流対電源電圧特性例

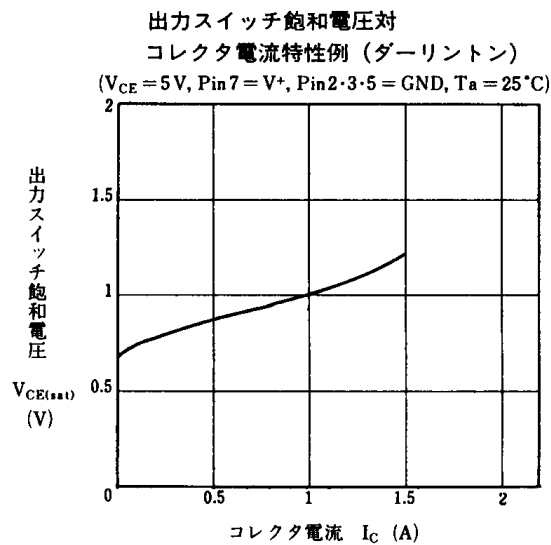
本特性例は、IC の電源電圧に対する消費電流の変動特性を示したものです。



出力スイッチ飽和電圧（飽和電圧 1）対コレクタ電流特性例（ダーリントン接続）

本特性例は、ダーリントン接続時の出力スイッチ飽和電圧（飽和電圧 1）とコレクタ電流の関係を示したものです。ただし、測定はパルス印加試験で行います。

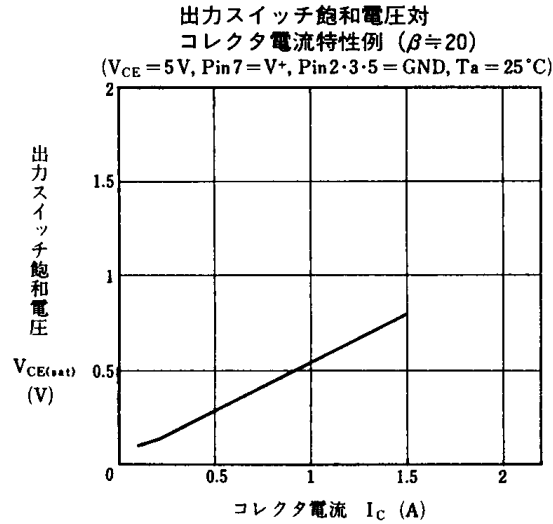
内部パワートランジスタ Q2 と Q1 をダーリントン接続しているため、エミッタ - コレクタ間の飽和電圧が大きくなります。



NJM2360/60A の応用

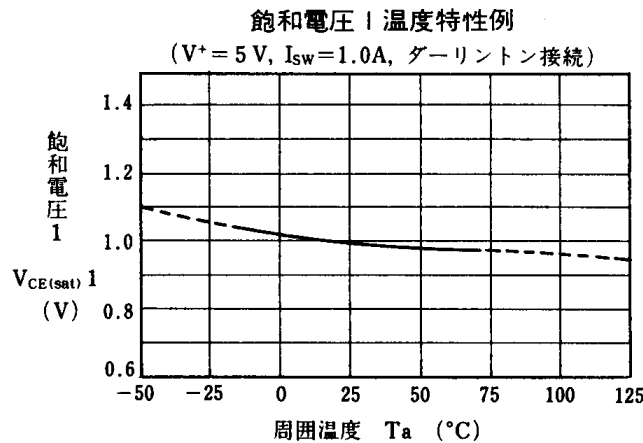
出力スイッチ飽和電圧（飽和電圧 2）対コレクタ電流特性例(20)

本特性例は、スイッチング電源の効率とドライブ能力を決定する出力スイッチ飽和電圧（飽和電圧 2）とコレクタ電流の関係を示したものです。ただし、測定はパルス印加試験で行います。



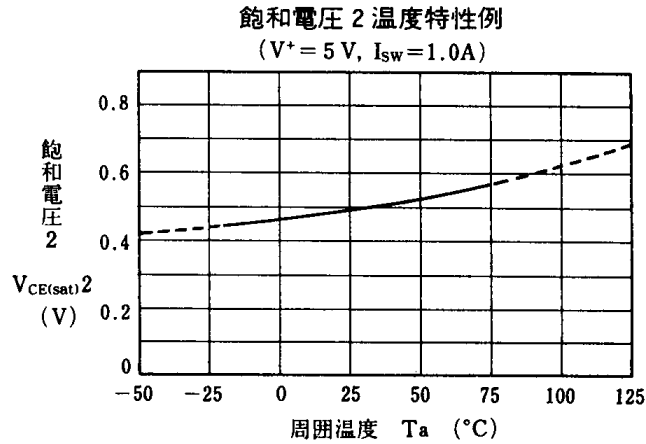
飽和電圧 1 温度特性例（ダーリントン接続）

本特性例は、ダーリントン接続した内蔵パワートランジスタの、エミッタ - コレクタ間飽和電圧（コレクタ電流 1A）の温度特性を示したものです。ただし、測定はパルス印加試験で行います。



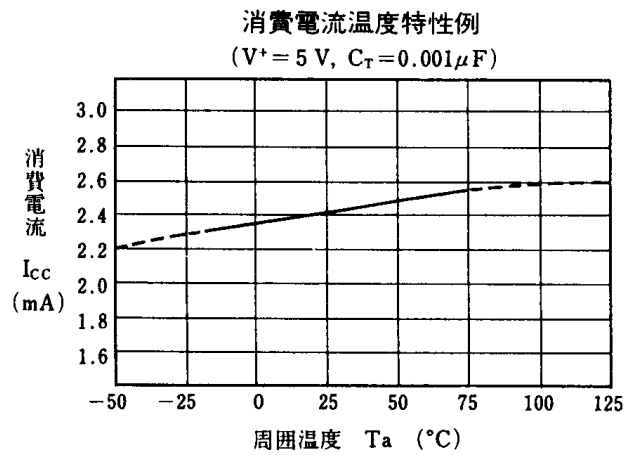
飽和電圧 2 温度特性例

この特性例は、内蔵パワートランジスタ Q1 のエミッタ - コレクタ間飽和電圧（コレクタ電流 1A）の温度特性を示したものです。ただし、測定はパルス印加試験で行います。



消費電流温度特性例

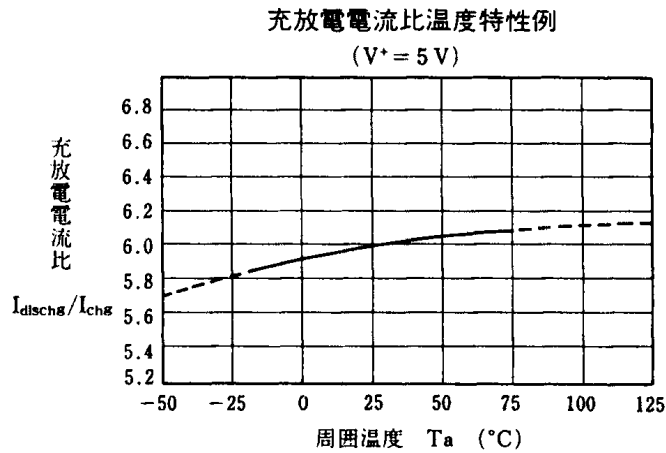
本特性例は、IC 単体の消費電流の温度特性を示したものです。



NJM2360/60A の応用

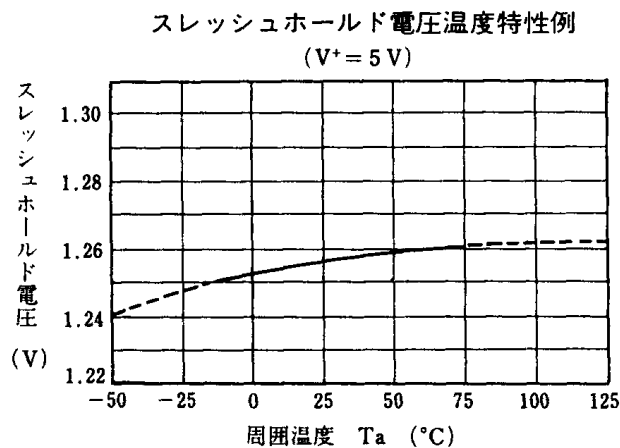
充放電電流比温度特性例

本特性例は、IC のスイッチング周波数を決定する内部発振回路の充放電電流比の温度特性を示したものです。本 IC は充放電電流比を"6" (typ. $T_a=25$) に設計しています。



スレッショールド電圧温度特性例

本特性例は、内部基準電圧の温度特性を示したものです。この特性例から、応用回路の出力電圧の温度ドリフトが推測できます。本 IC は、基準電圧回路にバンドギャップ回路を採用しています。高精度化が必要な場合は補償を検討してください。



2 使用上の注意点

2 - 1 間欠発振

NJM2360/60A に限らず、PWM 型スイッチング電源は、間欠発振（パルス抜け）を起こす可能性をもっています。間欠発振のメカニズムを以下に説明します。

PWM 型スイッチング電源の間欠発振のメカニズム

図 2-4 ~ 図 2-7 を用いて間欠発振を説明します。

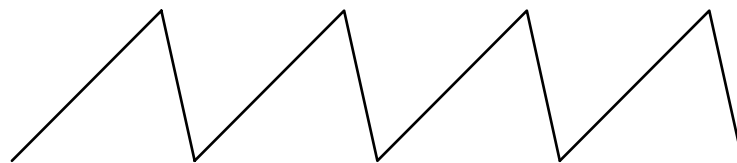


図 2-4 C_T 端子発振波形

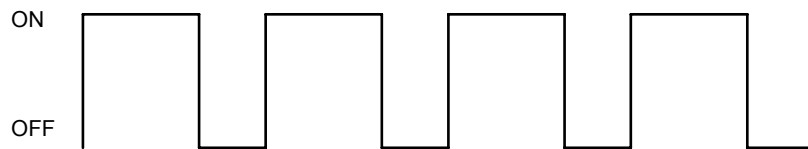


図 2-5 スwitchングトランジスタ E-C 間電圧波形

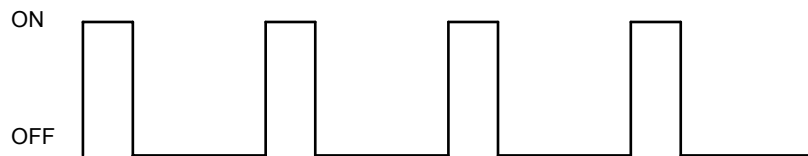
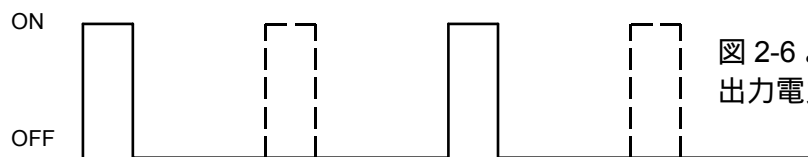


図 2-6 出力電力が下がったときの
スイッチングトランジスタ E-C 間電圧波形



パルス抜けが発生します（間欠発振）

図 2-7 間欠発振状態の
スイッチングトランジスタ E-C 間電圧波形

図 2-4 にスイッチング電源のタイミングを作り出す C_T 端子の発振波形（三角波）を示します。

図 2-5 に一般的なスイッチング電源で使用されるスイッチングトランジスタのエミッタ・コレクタ間電圧波形（以後、E-C 間波形）を示します。この波形は、図 2-4 と同期した波形となります。

図 2-6 は、図 2-5 の状態から負荷が軽くなり、スイッチング電源の出力電力が下がった場合の E-C 間波形を示します。出力電力は、スイッチングトランジスタの ON 時間に比例し、出力電力が下がると ON 時間の幅が狭くなります。

図 2-7 に、さらに出力電力が下がった場合の波形を示します。

NJM2360/60A の応用

E-C 間波形の最小幅(分解能)は、制御回路、スイッチングトランジスタ、インダクタンス等で決まります。この分解能を越えて出力電力が下がった場合、出力電圧が上昇し過電圧の状態になります。この時、スイッチング電源は電力の供給を停止し、次のパルスのサイクルで休止状態をつくります。このパルス抜けが発生する状態を”間欠発振”と呼びます。

間欠発振の主な発生原因

PWM 型スイッチング電源における間欠発振の主な原因として、下記の項目が考えられます。

- ・スイッチング電源の出力能力が、最大・最小負荷時に対応できない設計になっている場合
- ・入力電圧の範囲を十分に考慮していない場合
- ・過電流検出回路のバラツキが考慮されていない場合
- ・外付け部品(例：スイッチングトランジスタ等)のバラツキが考慮されていない場合
- ・GND 配線の引き回しが不適當な場合
等

スイッチング電源では、上記項目を十分に考慮し、十分な確認実験をした上で応用回路および基板を設計する必要があります。

NJM2360/60A 特有の間欠発振

NJM2360/60A では、負荷が軽くなり出力電力が下がった状態だけでなく、負荷が重くなった場合にも間欠発振が発生する可能性があります。

NJM2360/60A は擬似的な PWM 制御回路を使用しており、この擬似的な PWM 制御回路は、回路の構成上、負荷が重くなると C_T 端子の発振周波数が高くなり、間欠発振が発生します。図 2-8 は負荷を重くした時の C_T 端子波形の変化を示します。

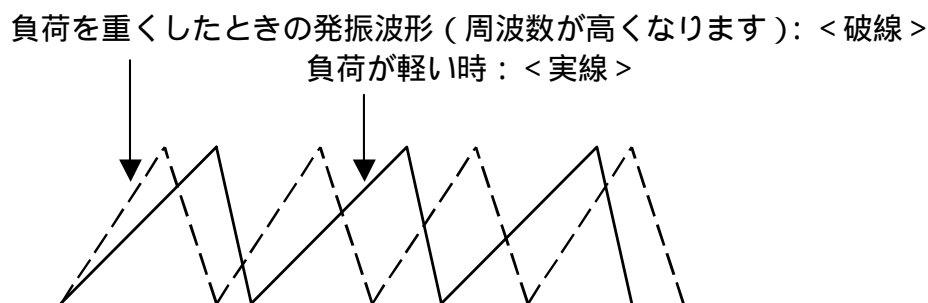


図 2-8 NJM2360/60A の C_T 端子発振周波数の変化

ON 時間が一定の時に発振周波数が高くなると、NJM2360/60A の出力電力が増加します。

次に、出力電力が増加することは、出力 ON 時間が短くなることを意味します。

引き続き負荷が重くなり、負荷側が必要とする電力に対応した ON 時間が、出力スイッチトランジスタの動作し得る分解能を超えた瞬間、負荷が必要とする以上の電力を NJM2360/60A は供給してしまいます。

その結果、出力電圧が過電圧の状態となり間欠発振が発生します。

以上より、負荷が変動するような電源にご使用になる場合は、間欠発振が起きる可能性があることを考慮し、ご使用下さい。しかし、間欠発振が発生した場合にリップル電圧は大きくなりますが、レギュレーション上の問題はありません。

3. 各種応用回路例

ここでは、NJM2360/60A を使用した応用回路例を示します。応用回路例は、各設計条件を満足する 1 つの実現例です。入力電圧、最大負荷、外付け部品等のバラツキを十分考慮した上で、必ず実験による確認、合わせ込みを実施し、実際の回路設計を行ってください。

3 - 1 NJM2360/60A 降圧回路：小電力編

ここでは、NJM2360/60A を用いて出力電力 400mW の降圧回路を設計します。

スイッチングトランジスタは NJM2360/60A に内蔵されているパワートランジスタを uses。

NJM2360/60A の内蔵パワートランジスタの出力電力は 2W 以下を目安とします。ただし、後述の「外付けスイッチングトランジスタについて」を参考に使用温度範囲内において P_D 内であることを確認の上回路設計を行ってください。

設計条件

V_{IN}	=	+10V	(入力電圧)
V_O	=	+5V	(出力電圧)
I_O	=	80mA	(出力電流)
$V_{ripple(p-p)}$	=	50mV	(出力リップル電圧)
	=	75%	(想定効率)
T_a	=	25	(周囲温度)

降圧回路の応用回路例を図 2-9 に示します。

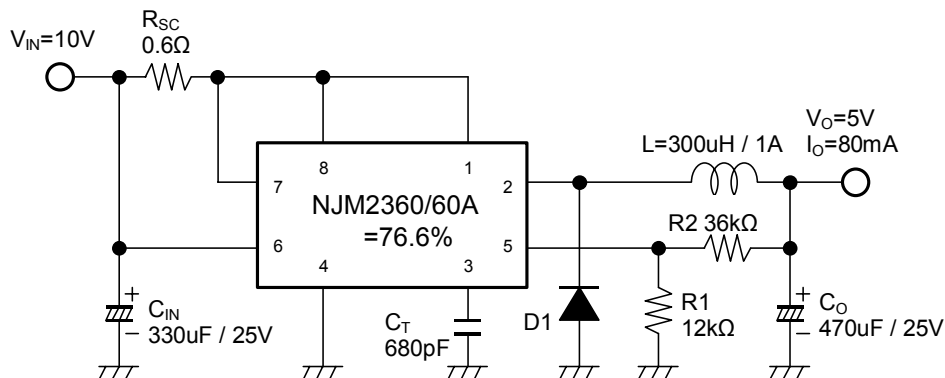


図 2-9 小電力降圧回路例

発振周波数の決定

発振周波数は、可聴領域、出力電力および NJM2360/60A の周波数特性を考慮し決定します。

今回は小電力を扱い、間欠発振状態を避けるため、発振周波数は低めで可聴領域外に設定します。「発振周波数対タイミングキャパシタ特性例」より、タイミングキャパシタおよび発振周波数を設定します。

この応用回路例ではキャパシタとして選択しやすい 680pF に設定しました。

NJM2360/60A の応用

発振周波数 : $f = 42\text{kHz}$
 タイミングキャパシタ : $C_T = 680\text{pF}$

次に、「スイッチ ON/OFF 時間対タイミングキャパシタ特性例」からタイミングキャパシタ $C_T=680\text{pF}$ 時のスイッチ ON 時間 t_{on} とスイッチ OFF 時間 t_{off} を読みとります。

スイッチ ON 時間 : $t_{on} = 17.7\mu\text{s}$
 スイッチ OFF 時間 : $t_{off} = 4.3\mu\text{s}$

インダクタンスの設計

本応用回路例では、図 2-10 に示すように NJM2360/60A の内蔵パワートランジスタをダーリントン接続し、スイッチングトランジスタとして使用するので、飽和電圧 V_{SAT} は電気的特性の「飽和電圧 1 : $V_{CE(sat)1}$ 」の最大値を代入します。

インダクタンスに蓄えられる電力量は出力電力と等しいため (2-1)式のようにになります。

$$P_L = P_o = \frac{(V_{IN} - V_{SAT} - V_o)^2}{2L} \times t_{on}^2 \times f \quad (2-1)$$

L : インダクタンス V_{IN} : 入力電圧 V_o : 出力電圧
 V_{SAT} : スwitchングトランジスタの飽和電圧
 t_{on} : スイッチ ON 時間 f : 発振周波数

(2-1)式より、発振周波数 f 、インダクタンス L および各電圧が一定の場合には、出力電力 P_o はスイッチ ON 時間 t_{on} の二乗に比例します。

この式に各定数を代入し、インダクタンス L の値を求めます。

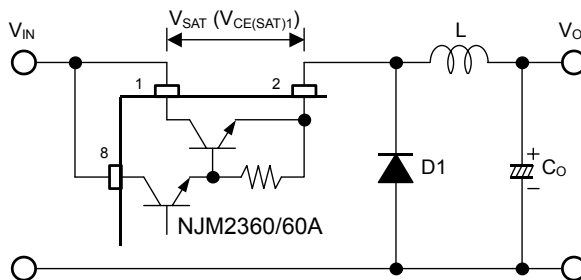


図 2-10 内蔵パワートランジスタの構成

$$L_{(MIN)} = \frac{(V_{IN} - V_{SAT} - V_o)^2}{2 \times P_o} \times t_{on}^2 \times f \quad (2-2)$$

$$= \frac{(10 - 1.3 - 5)^2}{2 \times 5 \times 0.08} \times (17.7\mu)^2 \times 42\text{k}$$

$$= 225\mu\text{H}$$

インダクタンス L の値は $225\mu\text{H}$ 以上のものを使用します。
 応用回路例では、 $L=300\mu\text{H}$ としました。

ピーク電流の計算について

スイッチングトランジスタおよびインダクタンスに流れるピーク電流 $I_{pk(MAX)}$ は、次の (2-3) 式で求められます。

$$\begin{aligned} I_{pk(MAX)} &= \frac{V_{IN} - V_{SAT} - V_O}{L} \times t_{on} && (2-3) \\ &= \frac{10 - 1.3 - 5}{300\mu} \times 17.7\mu \\ &= 218\text{mA} \end{aligned}$$

ピーク電流は $I_{pk(MAX)} = 218\text{mA}$ となります。

インダクタンス L に要求される許容電流値は、通常目安として $I_{pk(MAX)}$ の約 2 倍が必要です。以上より、 L の許容電流値： $I_{L(MIN)} = 450\text{mA}$ 以上となります。

外付けスイッチングトランジスタについて

本応用回路例 (図 2-9) では外付けスイッチングトランジスタは必要ありません。NJM2360/60A の消費電力およびピーク電流 $I_{pk(MAX)}$ の 2 点から外付けスイッチングトランジスタが不要なことを確認します。

NJM2360/60A (内蔵パワートランジスタ) が消費する電力

チョップパ型の DC/DC コンバータの電力損失は、ほとんどスイッチングトランジスタで消費されます。

NJM2360/60A の内蔵パワートランジスタをスイッチングトランジスタとして使用した場合、電力損失はほとんどが NJM2360/60A 内部で消費されます。ここでは概算により NJM2360/60A の内部で消費する電力を求めます。

出力電力 P_O と想定効率 η の関係より入力電力を算出します。

$$P_{IN} = \frac{P_O}{\eta} = \frac{V_O \times I_O}{\eta} = \frac{5 \times 0.08}{0.75} = 533\text{mW} \quad (2-4)$$

よって、NJM2360/60A が消費する電力は次のようになります。

$$P_{IN} - P_O = 533 - 400 = 133\text{mW} \quad (2-5)$$

NJM2360/60A の絶対最大定格の消費電力 $P_{D(MAX)}$

NJM2360 DIP : 700mW DMP : 600mW (基板実装時)

NJM2360A DIP : 875mW DMP : 750mW (基板実装時)

以上から、NJM2360/60A が消費する電力は $P_{D(MAX)}$ 内におさまっているため、内蔵パワートランジスタをスイッチングトランジスタとして使用しても問題ありません。ただし、これは周囲温度が 25 の場合であり、使用する最高温度での消費電力許容値を「消費電力対周囲温度特性」にて確認する必要があります。

NJM2360/60A の応用

ピーク電流

NJM2360/60A の内蔵パワートランジスタのスイッチ電流は最大定格 1.5A を規定しています。これに対し、応用回路例のピーク電流は $I_{pk(MAX)}=218mA$ であり、ピーク電流はスイッチ電流を下回っています。したがって内蔵パワートランジスタを使用しても問題ありません。

以上の 2 点より外付けスイッチングトランジスタは不要となります。

検出抵抗 R1 および R2 の設計

NJM2360/60A には基準電圧 $V_{REF}=1.25V$ とその電圧を比較するコンパレータが含まれています。このコンパレータ反転入力 (5 ピン) に出力電圧検出抵抗 $R1 \cdot R2$ で分圧した電圧を印加することにより出力電圧を決定します。

出力電圧検出抵抗を設計する場合、コンパレータの入力バイアス電流を考慮しなければなりません。バイアス電流を無視できる値の電流を $R1$ および $R2$ に流すことにより検出精度を良くすることができます。

$$I_{IB(MAX)}=400nA : Ta=25$$

$R1$ 、 $R2$ に流れる電流は、 I_{IB} に対して 100 倍以上に設定すれば良いでしょう。

ここでは $R2$ に流れる電流を I_{IB} の 250 倍に設定したときの $R2$ を求めます。 ($I_{R2}=250 \cdot I_{IB}$)

$$R2 = \frac{V_O - V_{th}}{I_{R2}} = \frac{5 - 1.25}{(400 \times 10^{-9}) \times 250} = 37.5k\Omega \quad (2 - 6)$$

$R1$ 、 $R2$ に流れる電流は、 I_{IB} に対してはるかに大きいいため $I_{R1}=I_{R2}$ と見なすことができます。よって、 $R1$ は次のようになります。

$$R1 = \frac{V_{th}}{I_{R1}} = \frac{1.25}{(400 \times 10^{-9}) \times 250} = 12.5k\Omega \quad (2 - 7)$$

実際には上記の抵抗値に近いもので、 $R1 \cdot R2$ の比を合わせて抵抗値を決定します。応用回路例では検出抵抗を、 $R1=12$ 、 $R2=36k$ としました。

R_{SC} (過電流検出抵抗) の設計

過電流検出回路は過電流に対するパワートランジスタとインダクタンスを保護する回路です。それぞれの許容電流は

パワートランジスタ : スイッチ電流の絶対最大定格 I_{SW}

インダクタンス : 許容電流値 (直流重畳値) の最小値 $I_{L(MIN)}$

ですが、過電流として検出する値は と の値のうち低い方の値を使い、過電流検出抵抗 R_{SC} を設計します。今回の設計では

$$I_{SW}=1.5A, I_{L(MIN)}=450mA$$

となり、 $I_{L(MIN)}=450mA$ を使います。

電気的特性の電流制限検出電圧 V_{IPK} の規定は(MIN : 250mV)となりますので、過電流検出抵抗 R_{SC} は (2-8) 式で求めます。

$$R_{SC} = \frac{V_{IPK(MIN)}}{I_{L(MIN)}} = \frac{250m}{450m} = 0.56\Omega \quad (2-8)$$

応用回路例では 0.6 としました。

出力平滑容量 C_O の設計

出力平滑容量 C_O は出力リップル電圧を抑制します。出力平滑容量を求める式として (2-9)式があります。

$$C_O = \frac{I_{pk(MAX)} \times (ton + toff)}{8 \times V_{ripple(p-p)}} \quad (2-9)$$

しかし、入力平滑容量、スイッチングノイズなどの影響により、(2-9)式で求められた出力平滑容量 C_O では出力リップル電圧を設計値通りにはできません。よって、 C_O は実験により設定するようにしてください。

応用回路例では 470uF としました。

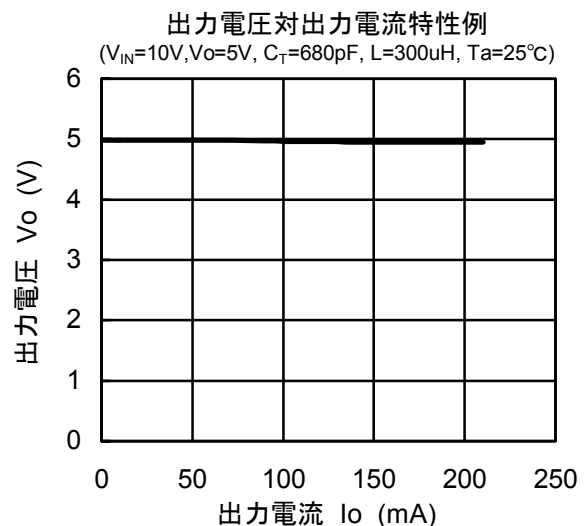
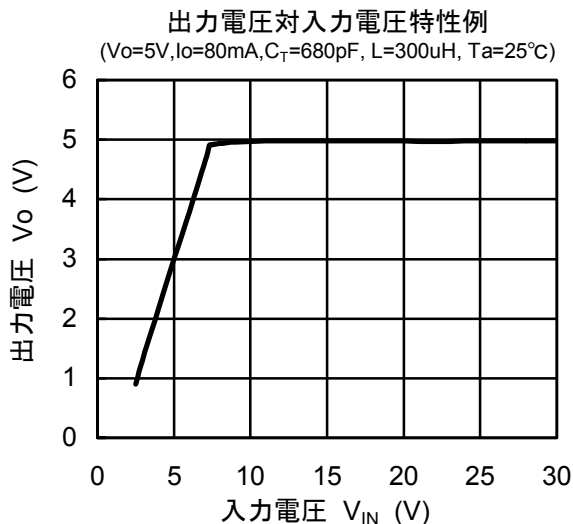
ダイオード (フライホイールダイオード D1) の選択

使用するダイオードは、インダクタンスから放出される電流と電源から供給される電圧 (逆方向耐圧) に対して十分な余裕を持たせ、さらにダイオードの安全動作領域を考慮した上で選択してください。

ダイオードは一般的に、ショットキーバリアダイオードを使用します。

特性例

図 2-9、小電力降圧回路の特性例を示します。



NJM2360/60A の応用

3 - 2 NJM2360/60A 降圧回路：大電力編

ここでは、NJM2360/60A を用いて出力電力 10W の降圧回路を設計します。
スイッチングトランジスタは外付けスイッチングトランジスタを用います。
NJM2360/60A の内蔵パワートランジスタの出力電圧は 2W 以下を目安とします。
出力電圧が 2W を越える場合は、外付けトランジスタを使用する必要があります。

設計条件

V_{IN}	=	+20V	(入力電圧)
V_O	=	+10V	(出力電圧)
I_O	=	1A	(出力電流)
$V_{ripple(p-p)}$	=	100mV	(出力リップル電圧)
		75%	(想定効率)
T_a	=	25	(周囲温度)

降圧回路の応用回路例を図 2-11 に示します。

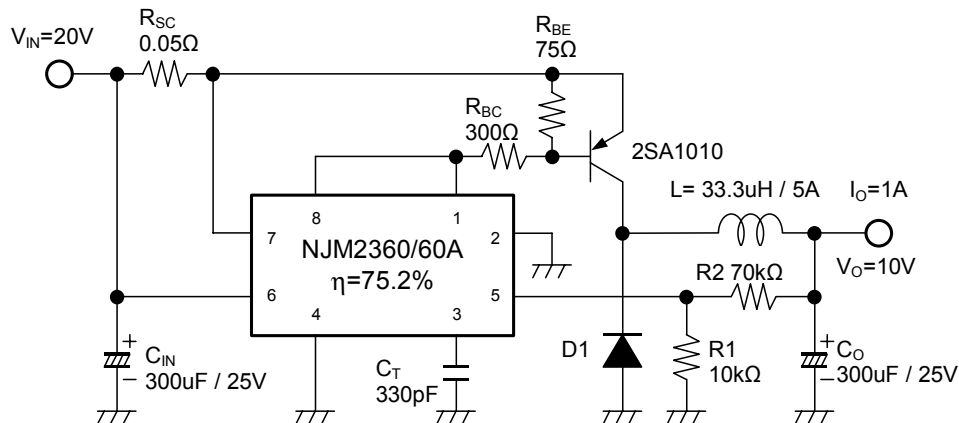


図 2-11 大電力降圧回路例

発振周波数の決定

発振周波数は、可聴領域、出力電力および NJM2360/60A の周波数特性を考慮し決定します。

今回は大電力を扱い、間欠発振を避けるため、発振周波数は高めに設定します。「発振周波数対タイミングキャパシタ特性例」より、タイミングキャパシタおよび発振周波数を設定します。この応用回路例ではキャパシタとして選択しやすい 330pF に設定しました。

発振周波数	: fosc = 72kHz
タイミングキャパシタ	: $C_T = 330\text{pF}$

次に、「スイッチ ON/OFF 時間対タイミングキャパシタ特性例」からタイミングキャパシタ $C_T=330\text{pF}$ 時のスイッチ ON 時間 t_{on} とスイッチ OFF 時間 t_{off} を読みとります。

スイッチ ON 時間	: $t_{on} = 9.4\mu\text{s}$
スイッチ OFF 時間	: $t_{off} = 4.0\mu\text{s}$

インダクタンスの設計

本応用回路では図 2-12 に示すように、外付けトランジスタをスイッチングトランジスタに使用するため、スイッチングトランジスタの飽和電圧 V_{SAT} は外付けトランジスタの飽和電圧 $V_{CE(SAT)EXT}$ となります。

インダクタンスに蓄えられる電力量は出力電力と等しいため (2-10)式のようになります。

$$P_L = P_O = \frac{(V_{IN} - V_{SAT} - V_O)^2}{2 \times L} \times ton^2 \times f \quad (2-10)$$

(2-10)式より、発振周波数 f 、インダクタンス L および各電圧が一定の場合には、出力電力 P_O はスイッチ ON 時間 ton の二乗に比例します。

この式に各定数を代入し、インダクタンス L の値を求めます。ここで V_{SAT} は、外付けトランジスタの飽和電圧 $V_{CE(SAT)EXT}$ の最大値を代入します。

この応用回路例では外付けスイッチングトランジスタを 2SA1010 としました。

2SA1010 : $V_{CE(SAT)} = 0.6V(MAX)$
(電気的特性より)

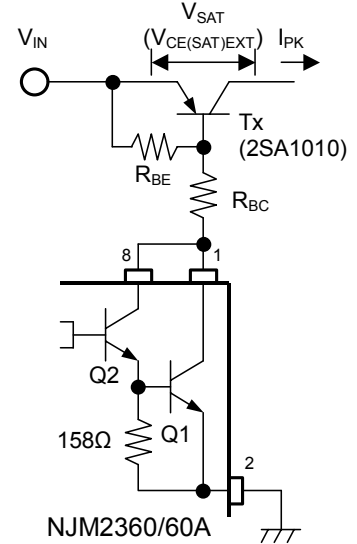


図 2-12 外付けトランジスタ

$$L_{(MIN)} = \frac{(V_{IN} - V_{SAT} - V_O)^2}{2 \times P_O} \times ton^2 \times f \quad (2-11)$$

$$= \frac{(20 - 0.6 - 10)^2}{2 \times 10 \times 1} \times (9.4\mu)^2 \times 72k$$

$$= 28\mu H$$

インダクタンス L の値は 28 μH 以上のものを使用します。
応用回路例では $L = 33.3\mu H$ としました。

ピーク電流の計算について

スイッチングトランジスタおよびインダクタンスに流れるピーク電流 $I_{pk(MAX)}$ は、次の (2-12)式で求められます。

$$I_{pk(MAX)} = \frac{V_{IN} - V_{SAT} - V_O}{L} \times ton \quad (2-12)$$

$$= \frac{20 - 0.6 - 10}{33.3\mu} \times 9.4\mu$$

$$= 2.7A$$

ピーク電流は $I_{pk(MAX)} = 2.7A$ となります。

インダクタンス L に要求される許容電流値は、通常目安として $I_{pk(MAX)}$ の約 2 倍が必要です。
以上より L の許容電流値 : $I_{L(MIN)} = 5.5A$ 以上となります。

NJM2360/60A の応用

外付けスイッチングトランジスタについて

本応用回路例 (図 2-11)では外付けスイッチングトランジスタが必要です。NJM2360/60A の内蔵パワートランジスタをスイッチングトランジスタとして使用出来ないことを、消費電力およびピーク電流 $I_{pk(MAX)}$ の 2 点から確認します。

内蔵パワートランジスタを使用した場合に NJM2360/60A が消費する電力 NJM2360/60A の内部で消費する電力を求めます。
出力電力 P_o と想定効率 η の関係より入力電力を算出します。

$$P_{IN} = \frac{P_o}{\eta} = \frac{V_o \times I_o}{\eta} = \frac{10 \times 1}{0.75} = 13.3W \quad (2 - 13)$$

よって、NJM2360/60A が消費する電力は次のようになります。

$$P_{IN} - P_o = 13.3 - 10 = 3.3W \quad (2 - 14)$$

NJM2360/60A の絶対最大定格の消費電力 $P_{D(MAX)}$

NJM2360 DIP : 700mW DMP : 600mW (基板実装時)

NJM2360A DIP : 875mW DMP : 750mW (基板実装時)

以上から、NJM2360/60A が内部で消費する電力は $P_{D(MAX)}$ を越えるため、スイッチングトランジスタは外付けトランジスタを使用する必要があります。

ピーク電流

NJM2360/60A 内蔵パワートランジスタのスイッチ電流は最大定格にて 1.5A を規定しております。

それに対し、応用回路例のピーク電流は $I_{PK(MAX)}=2.7A$ です。よって、ピーク電流はスイッチ電流を越えるため NJM2360/60A の内蔵パワートランジスタを使用することはできません。

以上の 2 点より外付けスイッチングトランジスタが必要となります。

外付けスイッチングトランジスタの設計

外付けスイッチングトランジスタは応用回路例上のピーク電流、飽和電圧($V_{CE(SAT)}$)、パッケージの許容損失、安全動作領域等を考慮し決定します。

応用回路例では大電流（大電力）スイッチング用トランジスタ 2SA1010 を使用しました。

特性： $P_C = 40W$ ($T_a=25$)
 $T_{xh_{FE(MIN)}} = 40$
 $I_{C(DC)} = -7A$
 $V_{CE(SAT) (MAX)} = -0.6V$

バイアス抵抗 R_{BE} の設計 (図 2-12 外付けトランジスタ 参照)

バイアス抵抗 R_{BE} は、外付けスイッチングトランジスタを素早くターンオフさせるために接続します。

この抵抗値が大きすぎるとターンオフが遅くなり、スイッチングによる電力損失が大きくなります。また、小さすぎると R_{BE} による電力損失が大きくなりいずれも効率低下の原因となります。

バイアス抵抗 R_{BE} を流れる電流はベース電流の 1/10 程度になるよう設計します。ベース電流はピーク電流とパワートランジスタの電流増幅率で求められます。このとき、外付けトランジスタ(2SA1010)の電流増幅率は最小値 ($T_{xh_{FE(MIN)}} = 40$)を使用します。

$$R_{BE} = \frac{V_{BE} \times 10}{(I_{PK(MAX)} / T_{xh_{FE(MIN)}})} = \frac{0.6 \times 10}{(2.7 / 40)} = 89\Omega \quad (2 - 15)$$

応用回路例ではバイアス抵抗 R_{BE} を 75 としました。

バイアス抵抗 R_{BC} の設計 (図 2-12 外付けトランジスタ 参照)

バイアス抵抗 R_{BC} は、内部パワートランジスタが ON したときの外付けスイッチングトランジスタの動作電位の確保と、大電流を流さないよう動作します。バイアス抵抗 R_{BC} は入力電圧、内蔵パワートランジスタの飽和電圧、電流増幅率およびピーク電流で求められ、外付けトランジスタ(2SA1010)の電流増幅率は最小値 ($T_{xh_{FE(MIN)}} = 40$)を使用します。

$$R_{BC} = \frac{V_{IN} - V_{BE} - V_{CE(SAT)1}}{(I_{PK(MAX)} / T_{xh_{FE(MIN)}}) \times (1 + 1 / 10)} = \frac{20 - 0.6 - 1.3}{(2.7 / 40) \times 1.1} = 244\Omega \quad (2 - 16)$$

応用回路例ではバイアス抵抗 R_{BC} は 300 としました。

検出抵抗 R1 および R2 の設計

NJM2360/60A は基準電圧 $V_{REF}=1.25V$ とその電圧を比較するコンパレータが含まれています。このコンパレータ反転入力(5ピン)に出力電圧検出抵抗 R1・R2 で分圧した電圧を印加することにより出力電圧を決定します。

出力電圧検出抵抗を設計する場合、コンパレータの入力バイアス電流を考慮しなければなりません。バイアス電流を無視できる値の電流を R1 および R2 に流すことにより検出精度を良くすることができます。

NJM2360/60A の応用

$$I_{B(MAX)}=400\text{nA} : T_a=25$$

R1、R2 に流れる電流は、 I_B に対して 100 倍以上に設定すれば良いでしょう。

ここでは R2 に流れる電流を I_B の 300 倍として R1、R2 を求めます。($I_{R2}=300 \cdot I_B$)

$$R2 = \frac{V_o - V_{th}}{I_{R2}} = \frac{10 - 1.25}{(400 \times 10^{-9}) \times 300} = 72.9\text{k}\Omega \quad (2 - 17)$$

R1、R2 に流れる電流は、 I_B に対してはるかに大きいため $I_{R1}=I_{R2}$ と見なすことができます。

$$R1 = \frac{V_{th}}{I_{R1}} = \frac{1.25}{(400 \times 10^{-9}) \times 300} = 10.4\text{k}\Omega \quad (2 - 18)$$

実際には上記の抵抗値に近いもので、R1・R2 の比を合わせて値を決定します。応用回路例では出力検出抵抗を、R1=10k、R2=70k としました。

R_{SC} (過電流検出抵抗) の設計

過電流検出回路は過電流に対する外付けスイッチングトランジスタとインダクタンスを保護する回路です。それぞれの許容電流は

外付けスイッチングトランジスタ：スイッチ電流の絶対最大定格 $I_{C(DC)MAX}$

インダクタンス：許容電流値 (直流重畳値) の最小値 $I_{L(MIN)}$

ですが、過電流として検出する値は と の値のうち低い方の値を使い、過電流検出抵抗 R_{SC} を設計します。今回の設計では

$$I_{L(MIN)}=5.5\text{A}, I_{C(DC)}=7\text{A}$$

となり、 $I_{L(MIN)}=5.5\text{A}$ を使います。

電気的特性の電流制限検出電圧 V_{IPK} の規定は(MIN : 250mV)となりますので、過電流検出抵抗 R_{SC} は (2-19) 式で求めます。

$$R_{SC} = \frac{V_{IPK(MIN)}}{I_{pk(MAX)}} = \frac{0.25}{5.5} = 0.045\Omega \quad (2 - 19)$$

応用回路例では 0.05 としました。

出力平滑容量 C_o の設計

出力平滑容量 C_o は出力リップル電圧を抑制します。出力平滑容量を求める式として(2-20)式があります。

$$C_o = \frac{I_{pk(MAX)} \times (t_{on} + t_{off})}{8 \times V_{ripple(p-p)}} \quad (2 - 20)$$

しかし、入力平滑容量、スイッチングノイズなどの影響により、(2-20)式で求められた出力平滑容量 C_o では出力リップル電圧を設計値通りにはできません。よって、 C_o は実験により設定するようにしてください。

応用回路例では 300uF としました。

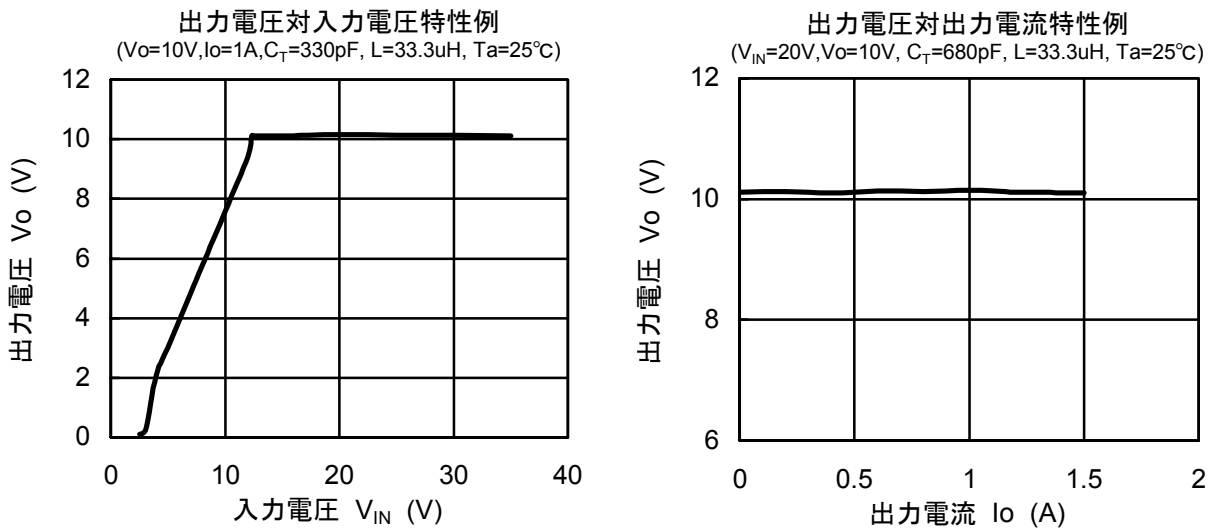
ダイオード（フライホイールダイオード D1）の選択

使用するダイオードは、インダクタンスから放出される電流と電源から供給される電圧（逆方向耐圧）に対して十分な余裕を持たせ、さらにダイオードの安全動作領域を考慮した上で選択してください。

ダイオードは一般的に、ショットキーバリアダイオードを使用します。

特性例

図 2-11、大電力降圧回路の特性例を示します。



NJM2360/60A の応用

3 - 3 NJM2360/60A 昇圧回路：小電力編

ここでは、NJM2360/60A を用いて出力電力 1.2W の昇圧回路を設計します。

スイッチングトランジスタは NJM2360/60A に内蔵されているパワートランジスタを用います。

NJM2360/60A の内蔵パワートランジスタの出力電力は 2W 以下を目安とします。ただし、後述の「外付けスイッチングトランジスタについて」を参考に使用温度範囲内において P_D 内であることを確認の上、回路設計を行ってください。

設計条件

V_{IN}	=	+5V	(入力電圧)
V_O	=	+15V	(出力電圧)
I_O		80mA	(出力電流)
$V_{ripple(p-p)}$		100mV	(出力リップル電圧)
		70%	(想定効率)
T_a	=	25	(周囲温度)

昇圧回路の応用回路例を図 2-13 に示します。

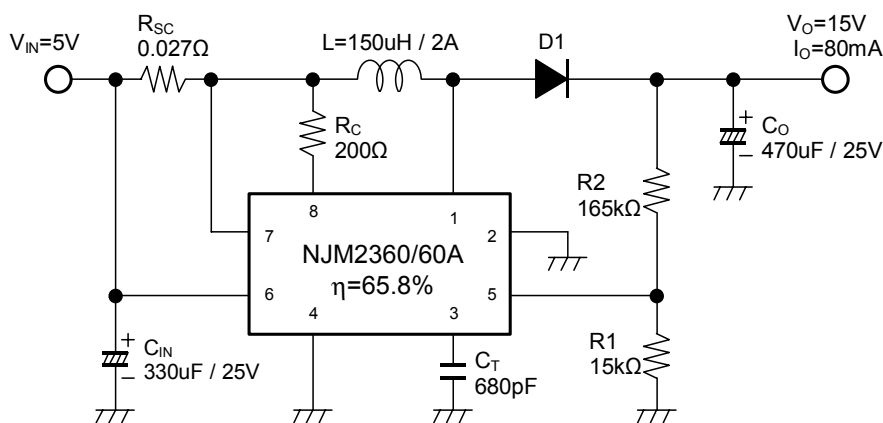


図 2-13 小電力昇圧回路例

発振周波数の決定

発振周波数は可聴領域、出力電力および NJM2360/60A の周波数特性を考慮し決定します。

今回は小電力を扱い、間欠発振状態を避けるため、発振周波数は低めで可聴領域外に設定します。「発振周波数対タイミングキャパシタ特性例」より、タイミングキャパシタおよび発振周波数を設定します。この応用回路例ではキャパシタとして選択しやすい 680pF に設定しました。

発振周波数	: $f_{osc} = 42\text{kHz}$
タイミングキャパシタ	: $C_T = 680\text{pF}$

次に、「スイッチ ON/OFF 時間対タイミングキャパシタ特性例」から、タイミングキャパシタ $C_T=680\text{pF}$ 時のスイッチ ON 時間 t_{on} とスイッチ OFF 時間 t_{off} を読みとります。

スイッチ ON 時間	: $t_{on} = 17.7\mu\text{s}$
スイッチ OFF 時間	: $t_{off} = 4.3\mu\text{s}$

インダクタンスの設計

本応用回路例では図 2-14 に示すように NJM2360/60A 内蔵パワートランジスタをダーリントン接続せずに使用するため、飽和電圧 V_{SAT} は、NJM2360/60A の電気的特性の $V_{CE(sat)2}$ となります。

インダクタンスに蓄えられる電力量は出力電力と等しいため、(2-21)式のようになります。

$$P_L = P_O = \frac{(V_{IN} - V_{SAT})^2}{2 \times L} \times ton^2 \times f \quad (2-21)$$

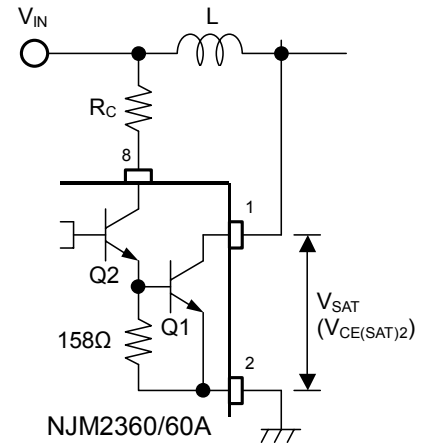


図 2-14 内部パワートランジスタ

(2-21)式より、発振周波数 f 、インダクタンス L および各電圧が一定の場合には、出力電力 P_O はスイッチ ON 時間 ton の二乗に比例します。

この式に各定数を代入し、インダクタンス L の値を求めます。

ここで V_{SAT} は、電気的特性より「飽和電圧 2 : $V_{CE(sat)2}$ 」の最大値を代入します。

$$\begin{aligned} L_{(MIN)} &= \frac{(V_{IN} - V_{SAT})^2}{2 \times P_O} \times ton^2 \times f \\ &= \frac{(5 - 0.7)^2}{2 \times 15 \times 0.08} \times (17.7\mu)^2 \times 42k \\ &= 100\mu H \end{aligned}$$

インダクタンス L の値は 100 μ H 以上のものを使用します。

応用回路例では $L=150\mu$ H としました。

ピーク電流の計算について

スイッチングトランジスタおよびインダクタンスに流れるピーク電流 $I_{pk(MAX)}$ は、次の(2-23)式で求められます。

$$\begin{aligned} I_{pk(MAX)} &= \frac{V_{IN} - V_{SAT}}{L} \times ton \\ &= \frac{5 - 0.7}{150\mu} \times 17.7\mu \\ &= 507mA \end{aligned} \quad (2-23)$$

ピーク電流は $I_{pk(MAX)}=507mA$ となります。

インダクタンス L に要求される許容電流値は通常、目安として $I_{pk(MAX)}$ の約 2 倍が必要です。

以上より L の許容電流値 : $I_{L(MIN)}=1A$ 以上となります。

NJM2360/60A の応用

外付けスイッチングトランジスタについて

本応用回路例 (図 2-15)では外付けスイッチングトランジスタは必要ありません。NJM2360/60A の消費電力およびピーク電流 $I_{pk(MAX)}$ の 2 点から外付けスイッチングトランジスタが不要なことを確認します。

NJM2360/60A (内蔵パワートランジスタ) が消費する電力
NJM2360/60A の内部で消費する電力を求めます。
出力電力 P_O と想定効率 η の関係より入力電力を算出します。

$$P_{IN} = \frac{P_O}{\eta} = \frac{V_O \times I_O}{\eta} = \frac{15 \times 0.08}{0.7} = 1.71W \quad (2 - 24)$$

よって、NJM2360/60A が消費する電力は次のようになります。

$$P_{IN} - P_O = 1.71 - 1.2 = 0.51 = 510mW \quad (2 - 25)$$

NJM2360/60A の絶対最大定格の消費電力 $P_{D(MAX)}$

NJM2360 DIP : 700mW DMP : 600mW (基板実装時)

NJM2360A DIP : 875mW DMP : 750mW (基板実装時)

以上から、NJM2360/60A が消費する電力は $P_{D(MAX)}$ 内におさまっているため、内蔵パワートランジスタをスイッチングトランジスタとして使用しても問題ありません。ただし、これは周囲温度が 25 の場合であり、使用する最高温度での消費電力許容値を「消費電力対周囲温度特性例」にて確認する必要があります。

ピーク電流

NJM2360/60A の内蔵パワートランジスタのスイッチ電流は最大定格 1.5A を規定しています。それに対し、応用回路例のピーク電流は $I_{PK(MAX)}=507mA$ であり、ピーク電流はスイッチ電流を下回っています。したがって内蔵パワートランジスタを使用しても問題ありません。

以上の 2 点より外付けスイッチングトランジスタは不要となります。

コレクタ抵抗 R_C の設計 (図 2-14 内部パワートランジスタ 参照)

この抵抗は、内蔵パワートランジスタが ON したときの内蔵パワートランジスタの動作電位の確保と大電流を流さないようにします。バイアス抵抗 R_C は入力電圧、NJM2360/60A 内蔵パワートランジスタ Q1 の V_{BE} とベース - エミッタ間抵抗(158)、Q2 の飽和電圧、電流増幅率、ピーク電流で求められます。このとき、電流増幅率はワーストケースを考え、最小値($h_{FE}=35$)とします。

$$R_C = \frac{V_{IN} - V_{SAT(Q2)} - V_{BE(Q1)}}{\left(I_{PK(MAX)} / h_{FE} \right) + \left(V_{BE(Q1)} / 158 \Omega \right)} \quad (2 - 2 6)$$

$$= \frac{5 - 0.4 - 0.6}{(0.5 / 35) + (0.6 / 158)}$$

$$= 221$$

応用回路例ではコレクタ抵抗 R_C を 200 としました。

検出抵抗 R1 および R2 の設計

NJM2360/60A には基準電圧 $V_{REF}=1.25V$ とその電圧を比較するコンパレータが含まれています。このコンパレータ反転入力(5ピン)に出力電圧検出抵抗 R1・R2 で分圧した電圧を印加することにより出力電圧を決定します。

出力電圧検出抵抗を設計する場合、コンパレータの入力バイアス電流を考慮しなければなりません。バイアス電流を無視できる値の電流を R1 および R2 に流すことにより検出精度を良くすることができます。

$$I_{B(MAX)}=400nA : Ta=25$$

R1、R2 に流れる電流は、 I_B に対して 100 倍以上に設定すれば良いでしょう。

ここでは R2 に流れる電流を I_B の 200 倍として R1、R2 を求めます。($I_{R2}=200 \cdot I_B$)

$$R2 = \frac{V_o - V_{th}}{I_{R2}} = \frac{15 - 1.25}{(400 \times 10^{-9}) \times 200} = 171.9k\Omega \quad (2 - 2 7)$$

R1、R2 に流れる電流は、 I_B に対してはるかに大きいため $I_{R1}=I_{R2}$ と見なすことができます。よって、R1 は次のようになります。

$$R1 = \frac{V_{th}}{I_{R1}} = \frac{1.25}{(400 \times 10^{-9}) \times 200} = 15.6k\Omega \quad (2 - 2 8)$$

実際には上記の抵抗値に近いもので、R1・R2 の比を合わせて設計値を決定します。応用回路例では検出抵抗を R1=15k 、R2=165k としました。

NJM2360/60A の応用

R_{SC} (過電流検出抵抗) の設計

過電流検出回路は過電流に対するパワートランジスタとインダクタンスを保護する回路です。それぞれの許容電流は

パワートランジスタ：スイッチ電流の絶対最大定格 I_{SW}

インダクタンス：許容電流値 (直流重畳値) の最小値 I_{L(MIN)}

ですが、過電流として検出する値は と の値のうち低い方の値を使い、過電流検出抵抗 R_{SC} を設計します。今回の設計では

$$I_{L(MIN)}=1A、I_{SW}=1.5A$$

となり、I_{L(MIN)}=1A を使います。

電気的特性の電流制限検出電圧 V_{IPK} の規定は (MIN:250mV) となりますので、過電流検出抵抗 R_{SC} は (2-29) 式で求めます。

$$R_{SC} = \frac{V_{IPK(MIN)}}{I_{L(MIN)}} = \frac{0.25}{1} = 0.25\Omega \quad (2-29)$$

応用回路例では 0.25 としました。

平滑容量 C_O の設計

出力平滑容量 C_O は出力リップル電圧を抑制します。出力平滑容量を求める式として (2-30) 式があります。

$$C_O = \frac{I_O \times ton}{V_{ripple(p-p)}} \quad (2-30)$$

しかし、入力平滑容量、スイッチングノイズなどの影響により、(2-30) 式で求められた出力平滑容量 C_O では出力リップル電圧を設計値通りにはできません。よって、C_O は実験により設定するようにしてください。

応用回路例では 470uF としました。

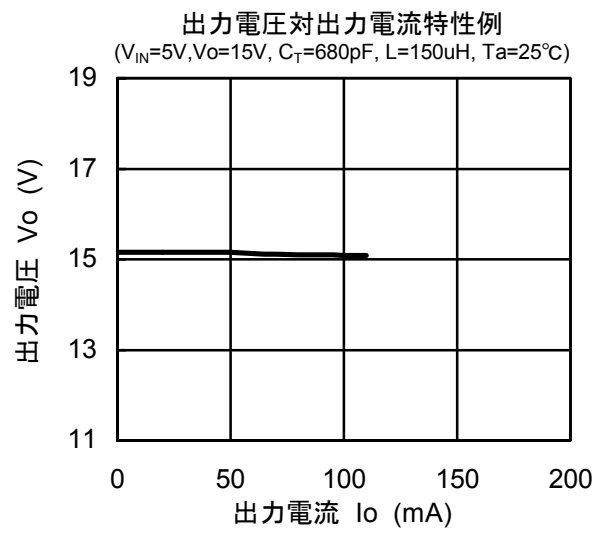
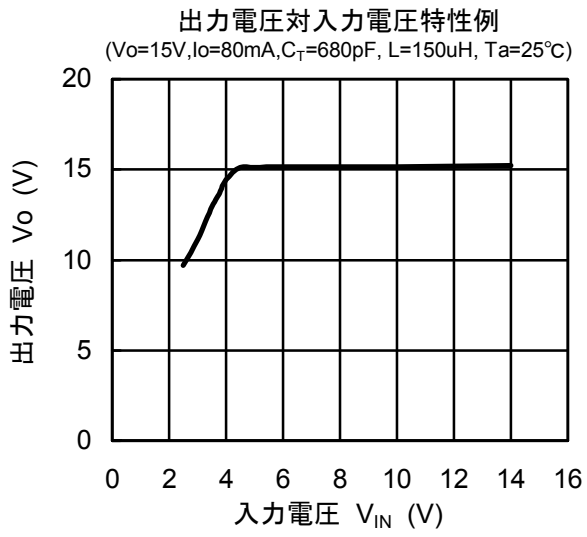
ダイオード (フライホイールダイオード D1) の選択

使用するダイオードは、インダクタンスから放出される電流と電源から供給される電圧 (逆方向耐圧) に対して十分な余裕を持たせ、さらにダイオードの安全動作領域を考慮した上で選択してください。

ダイオードは一般的に、ショットキーバリアダイオードを使用します。

特性例

図 2-13、小電力昇圧回路の特性例を示します。



NJM2360/60A の応用

3 - 4 NJM2360/60A 昇圧回路：大電力編

ここでは、NJM2360/60A を用いて出力電力 3.5W の昇圧回路を設計します。
スイッチングトランジスタは外付けスイッチングトランジスタを用います。
NJM2360/60A の内蔵パワートランジスタの出力電力は 2W 以下を目安とします。出力電力が 2W を越える場合は、外付けトランジスタを使用する必要があります。

設計条件

V_{IN}	=	+5V	(入力電圧)
V_O	=	+7V	(出力電圧)
I_O	=	500mA	(出力電流)
$V_{ripple(p-p)}$	=	100mV	(出力リップル電圧)
		70%	(想定効率)
T_a	=	25	(周囲温度)

昇圧回路の応用回路例を図 2-15 に示します。

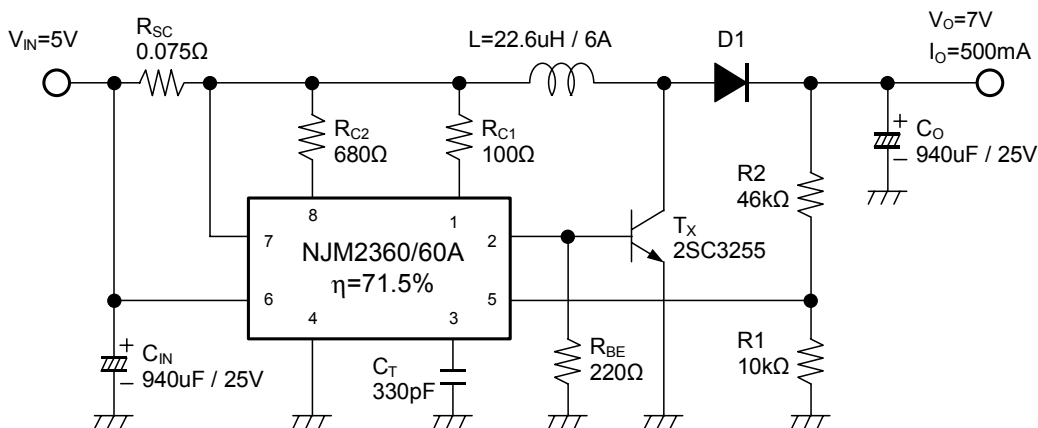


図 2-15 大電力昇圧回路例

発振周波数の決定

発振周波数は可聴領域、出力電力および NJM2360/60A の周波数特性を考慮し決定します。

今回は大電力を扱い、間欠発振を避けるため、発振周波数は高めに設定します。「発振周波数対タイミングキャパシタ特性例」より、タイミングキャパシタおよび発振周波数を設定します。この応用回路例ではキャパシタとして選択しやすい 330pF に設定しました。

発振周波数	: $f_{osc} = 72\text{kHz}$
タイミングキャパシタ	: $C_T = 330\text{pF}$

次に、「スイッチ ON/OFF 時間対タイミングキャパシタ特性」例からタイミングキャパシタ $C_T=330\text{pF}$ 時の「スイッチ ON 時間 t_{on} とスイッチ OFF 時間 t_{off} を読みとります。

スイッチ ON 時間	: $t_{on} = 9.4\mu\text{s}$
スイッチ OFF 時間	: $t_{off} = 4.0\mu\text{s}$

インダクタンスの設計

本応用回路例では図 2-16 に示すように外付けトランジスタをスイッチングトランジスタに使用するため、飽和電圧 V_{SAT} は外付けトランジスタの飽和電圧 $V_{CE(SAT)EXT}$ となります。インダクタンス L に蓄えられる電力量は出力電力と等しいため(2-31)式のようになります。

$$P_L = P_O = \frac{(V_{IN} - V_{SAT})^2}{2 \times L} \times ton^2 \times f \quad (2-31)$$

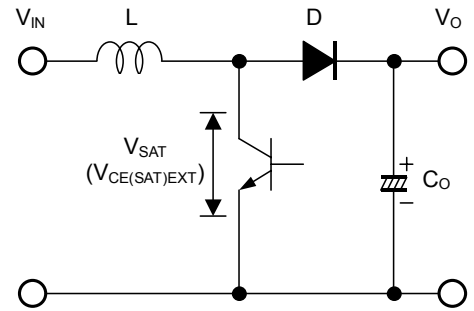


図 2-16 スwitchングトランジスタ

(2-31)式より発振周波数 f 、インダクタンス L および各電圧が一定の際には、出力電力 P_O はスイッチ ON 時間 ton の二乗に比例します。

この式に各定数を代入し、インダクタンス L の値を求めます。ここで V_{SAT} は外付けスイッチングトランジスタの飽和電圧 $V_{CE(SAT)EXT}$ の最大値を代入します。この応用回路例のパワートランジスタを 2SC3255 としました。

2SC3255 : $V_{CE(SAT)}=0.4V(MAX)$
(電気的特性より)

$$\begin{aligned} L_{(MIN)} &= \frac{(V_{IN} - V_{SAT})^2}{2 \times P_O} \times ton^2 \times f && (2-32) \\ &= \frac{(5 - 0.4)^2}{2 \times 7 \times 0.5} \times (9.4\mu)^2 \times 72k \\ &= 19\mu H \end{aligned}$$

インダクタンス L の値は $19\mu H$ 以上のものを使用します。
応用回路例では $L=22.6\mu H$ としました。

ピーク電流の計算について

スイッチングトランジスタおよびインダクタンスに流れるピーク電流 $I_{pk(MAX)}$ は、次の(2-33)式で求められます。

$$\begin{aligned} I_{pk(MAX)} &= \frac{V_{IN} - V_{SAT}}{L} \times ton && (2-33) \\ &= \frac{5 - 0.4}{22.6\mu} \times 9.4\mu \\ &= 1.9A \end{aligned}$$

ピーク電流は $I_{pk(MAX)}=1.9A$ とします。

インダクタンス L に要求される許容電流値は通常、目安として $I_{pk(MAX)}$ の約 2 倍が必要です。
以上より、 L の許容電流値 : $I_{L(MIN)}=3.8A$ 以上となります。

NJM2360/60A の応用

外付けスイッチングトランジスタについて

本応用回路例図 2-15 では外付けスイッチングトランジスタが必要です。 NJM2360/60A の内蔵パワートランジスタをスイッチングトランジスタとして使用出来ないことを、消費電力およびピーク電流 $I_{PK(MAX)}$ の 2 点から確認します。

内蔵パワートランジスタを使用した場合に NJM2360/60A が消費する電力 NJM2360/60A の内部で消費する電力を求めます。
出力電力 P_O と想定効率 η の関係より入力電力を求めます。

$$P_{IN} = \frac{P_O}{\eta} = \frac{V_O \times I_O}{\eta} = \frac{7 \times 0.5}{0.7} = 5W \quad (2-34)$$

よって、NJM2360/60A が消費する電力は次のようになります。

$$P_{IN} - P_O = 5 - 3.5 = 1.5W \quad (2-35)$$

NJM2360/60A の絶対最大定格の消費電力 $P_{D(MAX)}$

NJM2360 DIP : 700mW DMP : 600mW (基板実装時)

NJM2360A DIP : 875mW DMP : 750mW (基板実装時)

以上から、NJM2360/60A の内部で消費する電力は $P_{D(MAX)}$ を越えるため、スイッチングトランジスタは外付けトランジスタを使用する必要があります。

ピーク電流

NJM2360/60A 内蔵パワートランジスタのスイッチ電流は最大定格にて 1.5A を規定しています。それに対し、応用回路例のピーク電流は $I_{PK(MAX)}=1.9A$ です。よって、ピーク電流はスイッチ電流を越えるため、NJM2360/60A の内蔵パワートランジスタを使用することはできません。

以上の 2 点より外付けスイッチングトランジスタが必要となります。

外付けトランジスタの設計

外付けスイッチングトランジスタは、応用回路例上のピーク電流、飽和電圧($V_{CE(SAT)}$)、パッケージ許容損失、安全動作領域等を考慮し決定します。

応用回路例では大電流 (大電力) スイッチング用トランジスタ 2SC3255 を使用しました。

仕様 : $P_{C(MAX)}$ = 40W ($T_a=25$)

$T_{XhFE(MIN)}$ = 70

$I_{C(DC)(MAX)}$ = 10A

$V_{CE(SAT)(MAX)}$ = 0.4V

バイアス抵抗 R_{BE} の設計

(図 2-17 バイアス抵抗・コレクタ抵抗 参照)

バイアス抵抗 R_{BE} は、外付けスイッチングトランジスタを素早くターンオフさせるために接続します。

この抵抗値が大きすぎるとターンオフが遅くなり、スイッチングによる電力損失が大きくなります。また、小さすぎると R_{BE} による電力損失が大きくなり、いずれも効率低下の原因となります。

バイアス抵抗 R_{BE} に流れる電流はベース電流の 1/10 程度になるよう設計します。ベース電流はピーク電流とパワートランジスタの電流増幅率で求められます。このとき、外付けトランジスタ (2SC3255) の電流増幅率は最小値 ($T_{XhFE(MIN)}=70$) を使用します。

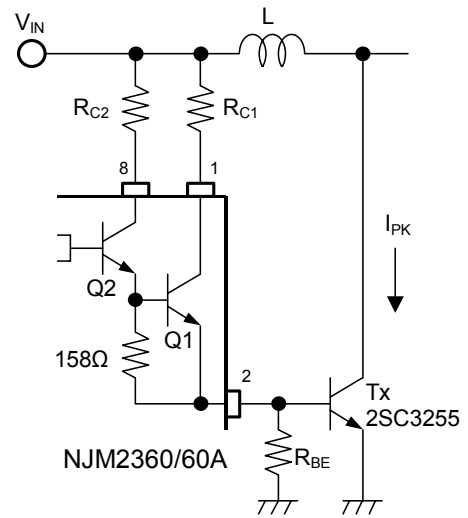


図 2-17 バイアス抵抗・コレクタ抵抗

(2 - 3 6)

$$R_{BE} = \frac{V_{BE} \times 10}{(I_{PK(MAX)} / h_{FE(MIN)})}$$

$$= \frac{0.6 \times 10}{(1.9 / 70)}$$

$$= 221$$

応用回路例ではバイアス抵抗 R_{BE} を 220 としました。

コレクタ抵抗 R_{C1} 、 R_{C2} の設計 (図 2-17 バイアス抵抗・コレクタ抵抗 参照)

この抵抗は、内蔵パワートランジスタが ON したときの外付けスイッチングトランジスタの動作電位の確保と、大電流を流さないようにします。

コレクタ抵抗 R_{C1} は入力電圧、NJM2360/60A 内蔵パワートランジスタ Q1 のコレクタ電流 I_{RC1} と飽和電圧と外付けスイッチングトランジスタの V_{BE} より求められます。内蔵パワートランジスタ Q1 のコレクタ電流 I_{RC1} はピーク電流、内蔵パワートランジスタ Q1 の電流増幅率、バイアス抵抗 R_{BE} と内蔵パワートランジスタ Q1 のバイアス抵抗 (158) に流れる電流から求めます。

外付けスイッチングトランジスタ (2SC3255) : $T_{XhFE(MIN)}=70$

内蔵パワートランジスタ Q1 : $h_{FE(MIN)}=35$

NJM2360/60A の応用

$$\begin{aligned} I_{RC1} &= \frac{I_{PK(MAX)}}{Txh_{FE(MIN)}} + \frac{V_{BE(Tx)}}{R_{BE}} - \frac{V_{BE(Q1)}}{158\Omega} & (2-37) \\ &= \frac{1.9}{70} + \frac{0.6}{220} - \frac{0.6}{158} \\ &= 26\text{mA} \end{aligned}$$

次にコレクタ抵抗 R_{C1} を求めます。

$$\begin{aligned} R_{C1} &= \frac{V_{IN} - V_{SAT(Q1)} - V_{BE(Tx)}}{I_{RC1}} & (2-38) \\ &= \frac{5 - 0.4 - 0.6}{26\text{m}} \\ &= 154 \end{aligned}$$

次にコレクタ抵抗 R_{C2} を求めます。 R_{C2} は R_{C1} を求める定数に加え、Q2 の飽和電圧、Q1 の電流増幅率より求めます。

$$\begin{aligned} R_{C2} &= \frac{V_{IN} - V_{SAT(Q2)} - V_{BE(Q1)} - V_{BE(Tx)}}{I_{RC1}/h_{FE(MIN)} + (V_{BE(Q1)}/158\Omega)} & (2-39) \\ &= \frac{5 - 0.4 - 0.6 - 0.6}{(26\text{m}/35) + (0.6/158)} \\ &= 749 \end{aligned}$$

応用回路例ではコレクタ抵抗を $R_{C1}=100$ 、 $R_{C2}=680$ としました。

検出抵抗 R1 および R2 の設計

NJM2360/60A は基準電圧 $V_{REF}=1.25\text{V}$ とその電圧を比較するコンパレータが含まれています。このコンパレータ反転入力 (5ピン) に出力電圧検出抵抗 $R1 \cdot R2$ で分圧した電圧を印加することにより出力電圧を決定します。

出力電圧検出抵抗を設計する場合、コンパレータの入力バイアス電流を考慮しなければなりません。バイアス電流を無視できる値の電流を R1 および R2 に流すことにより検出精度を良くすることができます。

$$I_{IB(MAX)}=400\text{nA} : T_a=25$$

R1、R2 に流れる電流は、 I_{IB} に対して 100 倍以上に設定すれば良いでしょう。

ここでは R1 に流れる電流を I_{IB} の 300 倍として設計したときの R2 を求めます。

$$(I_{R2}=300 \cdot I_{IB})$$

$$R2 = \frac{V_O - V_{th}}{I_{R2}} = \frac{7 - 1.25}{(400 \times 10^{-9}) \times 300} = 47.9\text{k}\Omega & (2-40)$$

R1、R2 に流れる電流は I_{IB} に対してはるかに大きいため $I_{R1}=I_{R2}$ と見なすことができます。よって、R1 は次のようになります。

$$R1 = \frac{V_{th}}{I_{R1}} = \frac{1.25}{(400 \times 10^{-9}) \times 300} = 10.4k\Omega \quad (2-41)$$

実際には上記の抵抗値に近いもので、R1・R2 の比を合わせて設定します。応用回路例では出力検出抵抗を、 $R1=10k$ 、 $R2=46k$ としました。

R_{SC} (過電流検出抵抗) の設計

過電流検出回路は過電流に対する外付けスイッチングトランジスタとインダクタンスを保護する回路です。それぞれの許容電流は

外付けスイッチングトランジスタ：スイッチ電流の絶対最大定格 $I_{C(DC)MAX}$

インダクタンス：許容電流値 (直流重畳値) の最小値 $I_{L(MIN)}$

ですが、過電流として検出する値は と の値のうち低い方の値を使い、過電流検出抵抗 R_{SC} を設計します。今回の設計では

$$I_{L(MIN)}=3.8A, I_{C(DC)}=10A$$

となり、 $I_{L(MIN)}=3.8A$ を使います。

電気的特性の電流制限検出電圧 V_{IPK} の規定は (MIN : 250mV) となりますので、過電流検出抵抗 R_{SC} は(2-42)式で求めます。

$$R_{SC} = \frac{V_{IPK(MIN)}}{I_{L(MIN)}} = \frac{0.25}{3.8} = 0.066\Omega \quad (2-42)$$

応用回路例では 0.075 としました。

平滑容量 C_O の設計

出力平滑容量 C_O は出力リップル電圧を抑制します。出力平滑容量を求める式として(2-43)式があります。

$$C_O = \frac{I_o \times ton}{V_{ripple(p-p)}} \quad (2-43)$$

しかし、入力平滑容量、スイッチングノイズなどの影響により、(2-43)式で求められた出力平滑容量 C_O では出力リップル電圧を設計値通りにはできません。よって、 C_O は実験により設定するようにしてください。

応用回路例では 940uF としました。

ダイオード (フライホイールダイオード D1) の選択

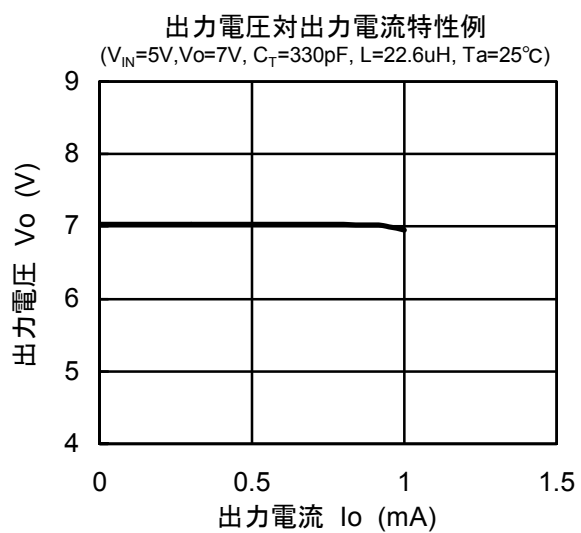
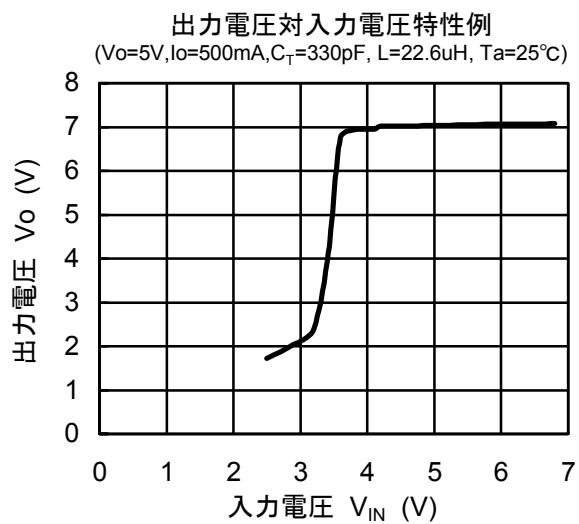
使用するダイオードは、インダクタンスから放出される電流と電源から供給される電圧 (逆方向耐圧) に対して十分な余裕を持たせ、さらにダイオードの安全動作領域を考慮した上で選択してください。

ダイオードは一般的に、ショットキーバリアダイオードを使用します。

NJM2360/60A の応用

特性例

図 2-15、大電力昇圧回路の特性例を示します。



3 - 5 NJM2360/60A 極性反転回路：小電力編

ここでは、NJM2360/60A を用いて出力電力 1W の極性反転回路を設計します。

スイッチングトランジスタは NJM2360/60A に内蔵されているパワートランジスタを uses。

NJM2360/60A の内蔵パワートランジスタの出力電力は 2W 以下を目安とします。ただし、後述の「外付けスイッチングトランジスタについて」を参考に使用温度範囲内において、 P_D 内であることを確認のうえ回路設計を行ってください。

設計条件

V_{IN}	=	+8V	(入力電圧)
V_O	=	-20V	(出力電圧)
I_O		50mA	(出力電流)
$V_{ripple(p-p)}$		100mV	(出力リップル電圧)
		70%	(想定効率)
T_a	=	25	(周囲温度)

極性反転回路の応用回路例を図 2-18 に示します。

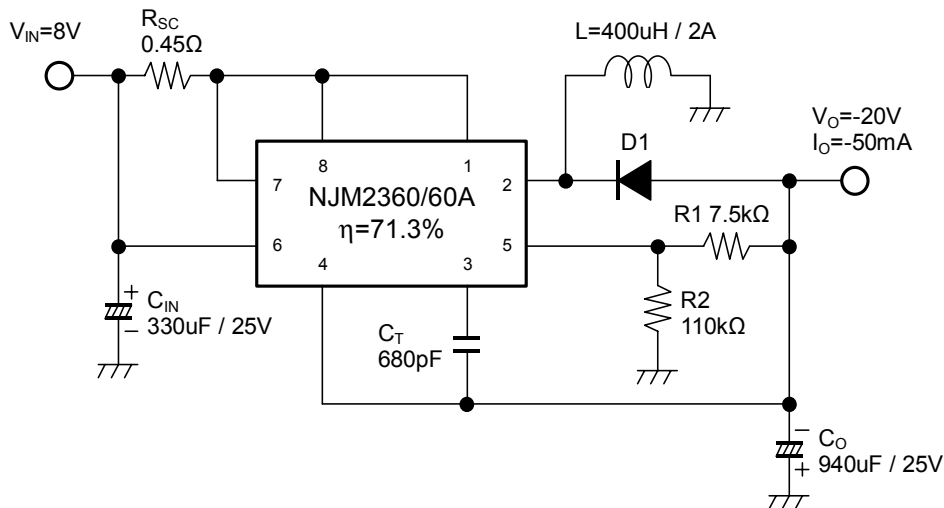


図 2-18 小電力極性反転回路例

発振周波数の決定

発振周波数は、可聴領域、出力電力および NJM2360/60A の周波数特性を考慮し決定します。

今回は小電力を扱い間欠発振状態を避けるため、発振周波数は低めで可聴領域外に設定します。「発振周波数対タイミングキャパシタ特性例」よりタイミングキャパシタおよび発振周波数を設定します。この応用回路ではキャパシタとして選択しやすい 680pF に設定しました。

発振周波数	: fosc = 42kHz
タイミングキャパシタ	: C_T = 680pF

次に、「スイッチ ON/OFF 時間対タイミングキャパシタ特性例」からタイミングキャパシタ $C_T=680pF$ 時のスイッチ ON 時間 t_{on} とスイッチ OFF 時間 t_{off} を読みとります。

スイッチ ON 時間	: $t_{on} = 17.7\mu s$
スイッチ OFF 時間	: $t_{off} = 4.3\mu s$

NJM2360/60A の応用

インダクタンスの設計

本応用回路例では図 2-19 に示すように NJM2360/60A 内蔵パワートランジスタはダーリントン接続となっているため、スイッチングトランジスタの飽和電圧 V_{SAT} は NJM2360/60A の電気的特性の $V_{CE(sat)1}$ となります。

インダクタンスに蓄えられる電力量は出力電力と等しいため(2-44)式のようになります。

$$P_L = P_O = \frac{(V_{IN} - V_{SAT})^2}{2L} \times ton^2 \times f \quad (2-44)$$

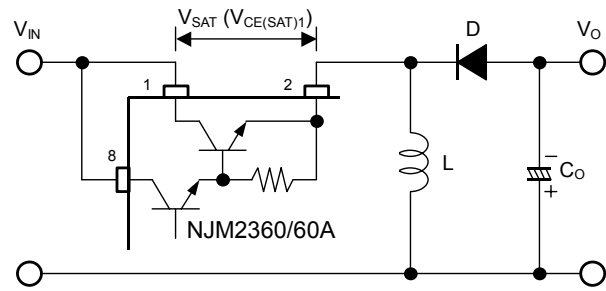


図 2-19 NJM2360/60A 内蔵トランジスタ

(2-44)式より発振周波数 f 、インダクタンス L および各電圧が一定の場合には、出力電力 P_O はスイッチ ON 時間 ton の二乗に比例します。

この式に各定数を代入し、インダクタンス L の値を求めます。ここで V_{SAT} は電気的特性の「飽和電圧 1 : $V_{CE(sat)1}$ 」の最大値を代入します。

$$\begin{aligned} L_{(MIN)} &= \frac{(V_{IN} - V_{SAT})^2}{2 \times P_O} \times ton^2 \times f && (2-45) \\ &= \frac{(8 - 1.3)^2}{2 \times 20 \times 0.05} \times (17.7\mu)^2 \times 42k \\ &= 295\mu H \end{aligned}$$

インダクタンス L の値は 295 μ H 以上のものを使用します。
 応用回路例では、 $L=400\mu$ H としました。

ピーク電流の計算について

パワートランジスタおよびインダクタンスに流れるピーク電流 $I_{pk(MAX)}$ は、次の(2-46)式で求められます。

$$\begin{aligned} I_{pk(MAX)} &= \frac{V_{IN} - V_{SAT}}{L} \times ton && (2-46) \\ &= \frac{8 - 1.3}{400\mu} \times 17.7\mu \\ &= 296mA \end{aligned}$$

ピーク電流は $I_{pk(MAX)}=296mA$ となります。

インダクタンス L に要求される許容電流値は通常、目安として $I_{pk(MAX)}$ の約 2 倍が必要です。
 以上より L の許容電流値 : $I_{L(MIN)}=600mA$ 以上となります。

外付けスイッチングトランジスタについて

本応用回路例図 2-18 では外付けスイッチングトランジスタは必要ありません。NJM2360/60A の消費電力およびピーク電流 $I_{PK(MAX)}$ の 2 点から外付けスイッチングトランジスタが不要なことを確認します。

NJM2360/60A (内蔵パワートランジスタ) が消費する電力
NJM2360/60A の内部で消費する電力を求めます。
出力電力 P_O と想定効率 η の関係より入力電力を算出します。

$$P_{IN} = \frac{P_O}{\eta} = \frac{V_O \times I_O}{\eta} = \frac{|-20 \times 0.05|}{0.70} = 1.43W \quad (2-47)$$

よって、NJM2360/60A が消費する電力は次のようになります。

$$P_{IN} - P_O = 1.43 - 1 = 0.43 = 430mW \quad (2-48)$$

NJM2360/60A の絶対最大定格の消費電力 $P_{D(MAX)}$

NJM2360 DIP : 700mW DMP : 600mW (基板実装時)

NJM2360A DIP : 875mW DMP : 750mW (基板実装時)

以上から、NJM2360/60A が消費する電力は $P_{D(MAX)}$ 内におさまっているため、内蔵パワートランジスタをスイッチングトランジスタとして使用しても問題ありません。ただし、これは周囲温度が 25 時の場合であり、使用する最高温度での消費電力許容値を「消費電力対周囲温度特性例」にて確認する必要があります。

ピーク電流

NJM2360/60A の内蔵パワートランジスタのスイッチ電流は最大定格 1.5A を規定しています。それに対し、応用回路例のピーク電流は $I_{PK(MAX)}=296mA$ であり、ピーク電流はスイッチ電流を下回っています。したがって内蔵パワートランジスタを使用しても問題ありません。

以上、2 点より外付けスイッチングトランジスタは不要となります。

NJM2360/60A の応用

検出抵抗 R1 および R2 の設計

NJM2360/60A には基準電圧 $V_{REF}=1.25V$ とその電圧を比較するコンパレータが含まれています。このコンパレータ反転入力(5ピン)に出力電圧検出抵抗 $R1 \cdot R2$ で分圧した電圧を印加することにより出力電圧を決定します。

出力電圧検出抵抗を設計する場合、コンパレータの入力バイアス電流を考慮しなければなりません。バイアス電流を無視できる値の電流を R1 および R2 に流すことにより検出精度を良くすることができます。

$$I_{B(MAX)}=400nA : Ta=25$$

R1、R2 に流れる電流は、 I_B に対して 100 倍以上に設定すれば良いでしょう。

ここでは R2 に流れる電流を I_B の 400 倍として設計したときの R2 を求めます。

$$(I_{R2}=400 \cdot I_B)$$

$$R2 = \frac{V_o - V_{th}}{I_{R2}} = \frac{20 - 1.25}{(400 \times 10^{-9}) \times 400} = 117.2k\Omega \quad (2-49)$$

R1、R2 に流れる電流は、 I_B に対してはるかに大きいいため $I_{R1}=I_{R2}$ と見なすことができます。よって、R1 は次のようになります。

$$R1 = \frac{V_{th}}{I_{R1}} = \frac{1.25}{(400 \times 10^{-9}) \times 400} = 7.8k\Omega \quad (2-50)$$

実際には上記の抵抗値に近いもので、R1・R2 の比を合わせて抵抗値を決定します。応用回路例では出力検出抵抗を、R1=7.5k、R2=110k としました。

R_{SC} (過電流検出抵抗) の設計

過電流検出回路は過電流に対するパワートランジスタとインダクタンスを保護する回路です。それぞれの許容電流は

パワートランジスタ : スイッチ電流の絶対最大定格 I_{SW}

インダクタンス : 許容電流値 (直流重畳値) の最小値 $I_{L(MIN)}$

ですが、過電流として検出する値は と の値のうち低い方の値を使い、過電流検出抵抗 R_{SC} を設計します。今回の設計では

$$I_{L(MIN)}=600mA, I_{SW}=1.5A$$

となり、 $I_{L(MIN)}=600mA$ を使います。

電气的特性の電流制限検出電圧 V_{IPK} の規定は (MIN : 250mV) となりますので、過電流検出抵抗 R_{SC} は(2-51)式で求めます。

$$R_{SC} = \frac{V_{IPK(MIN)}}{I_{L(MIN)}} = \frac{0.25}{0.6} = 0.42\Omega \quad (2-51)$$

応用回路例では 0.45 としました。

平滑容量 C_o の設計

出力平滑容量 C_o は出力リップル電圧を抑制します。出力平滑容量を求める式として(2-52)式があります。

$$C_o = \frac{I_o \times t_{on}}{V_{ripple(p-p)}} \quad (2-52)$$

しかし、入力平滑容量、スイッチングノイズなどの影響により、(2-52)式で求められた出力平滑容量 C_o では出力リップル電圧を設計値通りにはできません。よって、 C_o は実験により設定するようにしてください。

応用回路例では 940 μ F としました。

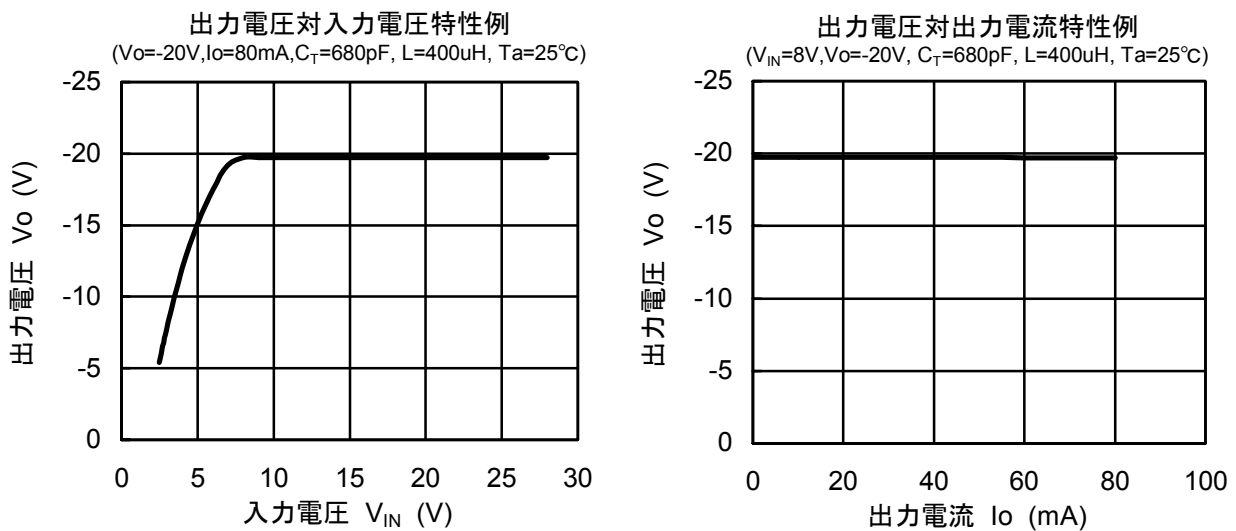
ダイオード (フライホイールダイオード D1) の選択

使用するダイオードは、インダクタンスから放出される電流と電源から供給される電圧 (逆方向耐圧) に対して十分な余裕を持たせ、さらにダイオードの安全動作領域を考慮した上で選択してください。

ダイオードは一般的に、ショットキーバリアダイオードを使用します。

特性例

図 2-18、小電力極性反転回路の特性例を示します。



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もありません。