

LM3224

LM3224 615kHz/1.25MHz Step-up PWM DC/DC Converter



Literature Number: JAJSA70

LM3224

615kHz/1.25MHz 昇圧型 PWM 制御 DC/DC コンバータ

概要

LM3224は昇圧型のDC/DCコンバータで、スイッチング電流2.45A (typ)、オン抵抗 0.15mΩ (typ) の内部スイッチを有し、スイッチング周波数を切り替える機能を備えています。3.3V の入力電圧から± 8V および 23V 出力を生成できるので、TFT 液晶ディスプレイのバイアス回路に最適です。大電流スイッチを使用することによってフラッシュなどのアプリケーションとして大電流白色 LED の駆動にも最適です。LM3224 のスイッチング周波数は 615kHz または 1.25MHz を選択でき、低ノイズで、ノイズのフィルタリングも容易です。また、外部補償端子を備えているので、位相補償を設定でき、これにより出力に小型で低 ESR のセラミック・コンデンサを使用することが可能になりました。外部ソフトスタート・ピンを利用すると、起動時の突入電流量を制御することができます。LM3224 は、高さの低い 8 ピン MSOP パッケージで供給されます。

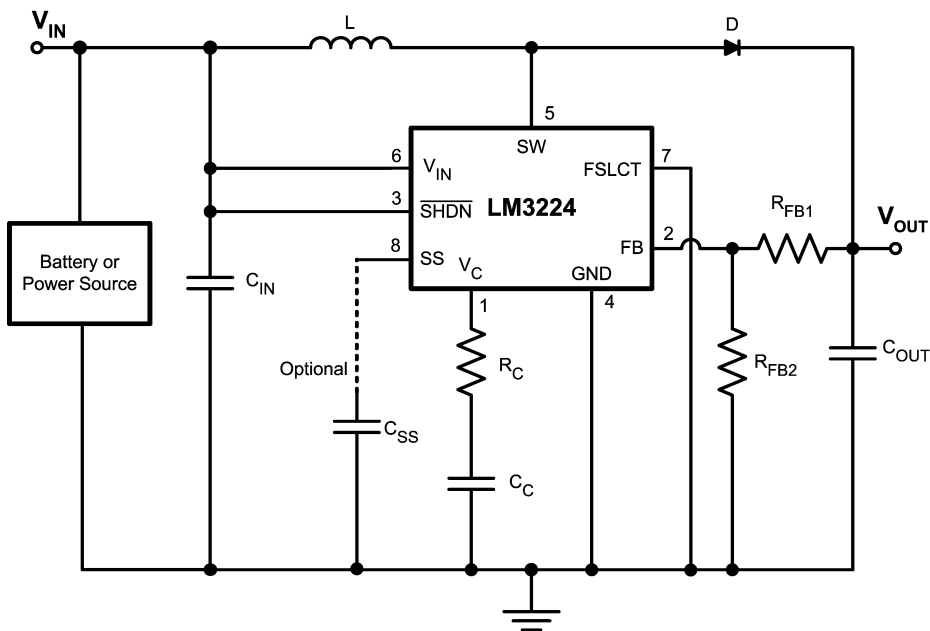
特長

- 動作電圧範囲 2.7V ~ 7V
- スイッチング周波数 615kHz または 1.25MHz をピンにより切り替え可能
- 過熱保護内蔵
- ソフトスタート機能
- 8 ピン MSOP パッケージ

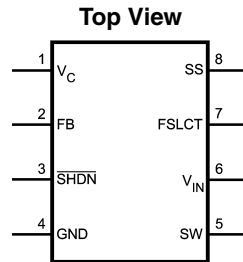
アプリケーション

- TFT バイアス電源
- ハンドヘルド機器
- 携帯型機器
- GSM/CDMA 携帯電話端末
- デジタル・カメラ
- 白色 LED 電流源

代表的なアプリケーション



ピン配置図



8-Lead Plastic MSOP
NS Package Number MUA08A

製品情報

Order Number	Spec.	Package Type	NSC Package Drawing	Supplied As	Package Top Mark
LM3224MM-ADJ		MSOP-8	MUA08A	1000 Units, Tape and Reel	SEKB
LM3224MMX-ADJ		MSOP-8	MUA08A	3500 Units, Tape and Reel	SEKB
LM3224MM-ADJ	NOPB	MSOP-8	MUA08A	1000 Units, Tape and Reel	SEKB
LM3224MMX-ADJ	NOPB	MSOP-8	MUA08A	3500 Units, Tape and Reel	SEKB

ピン説明

ピン番号	名称	機能
1	V_C	位相補償回路網の接続ピン。内部でエラー・アンプの出力に接続されています。
2	FB	出力電圧のフィードバック入力。
3	$\overline{\text{SHDN}}$	アクティブ Low のシャットダウン制御入力です。このピンには内部プルダウン抵抗があるため、デフォルト状態はオフです。本デバイスをオンにするには、このピンを High にする必要があります。
4	GND	アナログ回路とパワー回路のグラウンドです。
5	SW	FET パワー・スイッチ入力。スイッチは本ピンと GND 間に存在します。
6	V_{IN}	アナログ回路の電源です。
7	FSLCT	スイッチング周波数の切り替え入力です。 $V_{IN} = 1.25\text{MHz}$ 、 $GND = 615\text{kHz}$
8	SS	ソフトスタート・ピン。

絶対最大定格 (Note 1)

本データシートには軍用・航空宇宙用の規格は記載されていません。
関連する電気的信頼性試験方法の規格を参照ください。

電源電圧 V_{IN}	7.5V
SW 電圧	21V
FB 電圧	7V
V_C 電圧	$1.26V \pm 0.3V$
SHDN 電圧	7.5V
FSLCT	7.5V
最大接合部温度	150
消費電力 (Note 4)	内部制限

リード温度 (ハンダ付け)

300

ペーパ・フェーズ (60 秒)

215

赤外線 (15 秒)

220

ESD 定格 (Note 5)

人体モデル

2kV

マシン・モデル

200V

動作条件

動作接合部温度範囲 (Note 6)

- 40 ~ + 125

保存温度

- 65 ~ + 150

電源電圧

2.7V ~ 7V

最大出力電圧

20V

電気的特性

特記のない限り、標準字体で記載された仕様は $T_J = 25$ の場合であり、太字で記載された上限または下限値は「動作条件」に記載の「動作温度範囲」($T_J = -40 \sim +125$) に適用されます。特記のない限り、 $V_{IN} = 2.7V$ 、 $FSLCT = SHDN = V_{IN}$ および $I_L = 0A$ です。

Symbol	Parameter	Conditions	Min (Note 6)	Typ (Note 7)	Max (Note 6)	Units
I_Q	Quiescent Current	FB = 2V (Not Switching)		1.3	2.0	mA
		$V_{SHDN} = 0V$		0.1	2.0	μA
V_{FB}	Feedback Voltage		1.2285	1.26	1.2915	V
I_{CL} (Note 8)	Switch Current Limit	$V_{IN} = 2.7V$ (Note 9)	1.9	2.45	2.8	A
		$V_{IN} = 3V$, $V_{OUT} = 8V$		2.1		
		$V_{IN} = 3V$, $V_{OUT} = 5V$		2.2		
$\%V_{FB}/\Delta V_{IN}$	Feedback Voltage Line Regulation	$2.7V \leq V_{IN} \leq 7V$		0.085	0.15	$\%/V$
I_B	FB Pin Bias Current (Note 10)			35	250	nA
I_{SS}	SS Pin Current		7.5	11	13	μA
V_{SS}	SS Pin Voltage		1.2090	1.2430	1.2622	
V_{IN}	Input Voltage Range		2.7		7	V
g_m	Error Amp Transconductance	$\Delta I = 5\mu A$	40	87	135	μmho
A_V	Error Amp Voltage Gain			78		V/V
D_{MAX}	Maximum Duty Cycle		85	92.5		%
f_S	Switching Frequency	FSLCT = Ground	450	615	750	kHz
		FSLCT = V_{IN}	0.9	1.25	1.5	MHz
I_{SHDN}	Shutdown Pin Current	$V_{SHDN} = 2.7V$		2.4	5.0	μA
		$V_{SHDN} = 0.3V$		0.3	1.2	
I_L	Switch Leakage Current	$V_{SW} = 20V$		0.2	8.0	μA
R_{DSON}	Switch R_{DSON}	$V_{IN} = 2.7V$, $I_{SW} = 1A$		0.15	0.4	Ω
Th_{SHDN}	Shutdown Threshold	Output High	1.2	0.8		V
		Output Low		0.8	0.3	V
UVP	On Threshold		2.3	2.5		V
	Off Threshold			2.6	2.7	V

Note 1: 絶対最大定格とは、デバイスに破壊を生じさせる可能性があるリミット値のことです。動作定格はデバイスが機能する条件を示していますが、デバイスの仕様パラメータは保証されない場合があります。保証される仕様および試験条件については、「電気的特性」を参照してください。

Note 2: FB ピンはいかなる場合も V_{IN} を上回ってはなりません。

Note 3: 通常の動作条件下では、 V_C ピンはこの値を上回ります。この最大定格は V_C ピンに電圧が印加されることを想定したものです。ただし、 V_C ピンに直接電圧が印加されないようにする必要があります。

電気的特性 (つぎ)

Note 4: 最大許容消費電力は、最大接合部温度 $T_J(\text{MAX})$ 、接合部から周囲への熱抵抗 θ_{JA} 、および周囲温度 T_A の関数です。任意の周囲温度での最大許容消費電力は次式から求めます。 $P_D(\text{MAX}) = (T_J(\text{MAX}) - T_A) / \theta_{JA}$ 。最大許容消費電力を超えると、ダイ温度の上昇を招き、レギュレータはサーマル・シャットダウン状態になります。

Note 5: 人体モデルでは、100pFのコンデンサから1.5kΩの抵抗を介して各ピンへ放電させます。マシン・モデルは、200pFのコンデンサから直接各ピンに放電します。

Note 6: すべての上限値および下限値は、室温に対する保証 (標準字体)、もしくは「動作条件」の「接合部温度範囲」に対する保証 (太字体) です。室温のリミット値はすべて100%試験されています。「動作接合部温度範囲」保証に対する各項目は、統計的品質管理 (SQC: Statistical Quality Control) を用いた相関により保証されています。すべての上限値および下限値は、ナショナル セミコンダクターの AOQL (Average Outgoing Quality Level: 平均出荷品質レベル) の算出に使用しています。

Note 7: Typ 値は 25 °C の値であり、最も標準的な値を示しています。

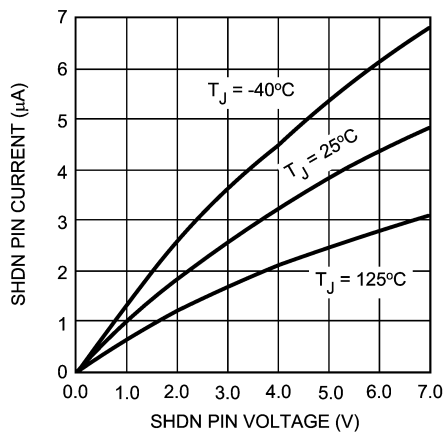
Note 8: ランプ・ジェネレータによって電流制限はデューティ比で変わります。

Note 9: デューティ比 0%における電流制限値です。スイッチの電流制限と電源電圧 V_{IN} の関係は、「代表的な性能特性」の "Switch Current Limit vs. V_{IN} " のグラフを参照してください。

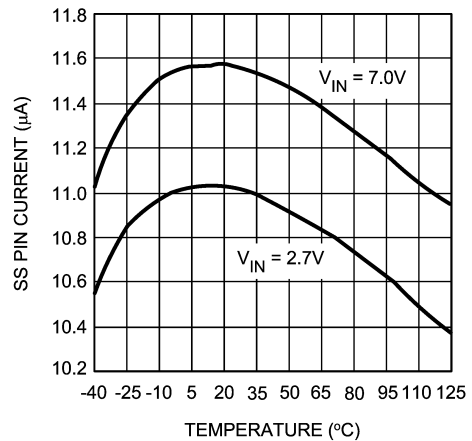
Note 10: バイアス電流はFBピンを流れます。

代表的な性能特性

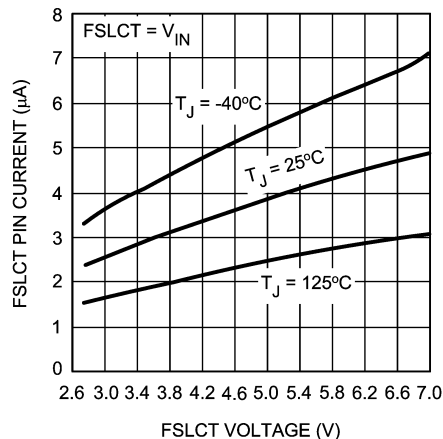
SHDN Pin Current vs. SHDN Pin Voltage



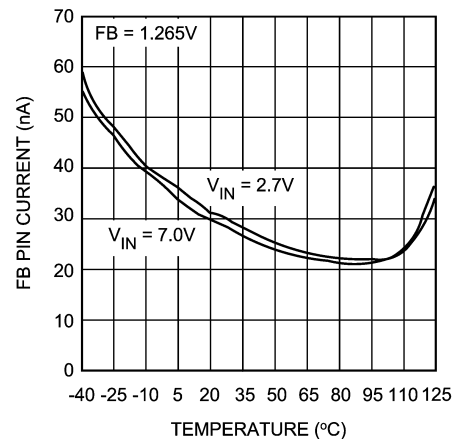
SS Pin Current vs. Temperature



FSLCT Pin Current vs. FSLCT Pin Voltage

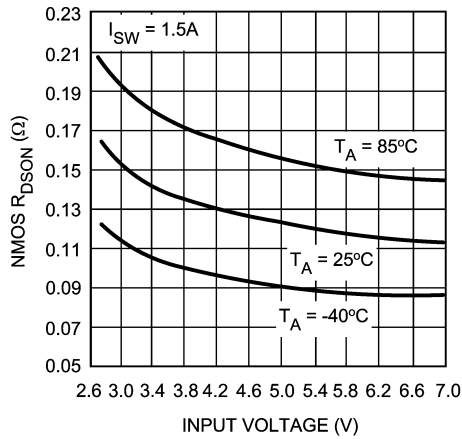


FB Pin Current vs. Temperature

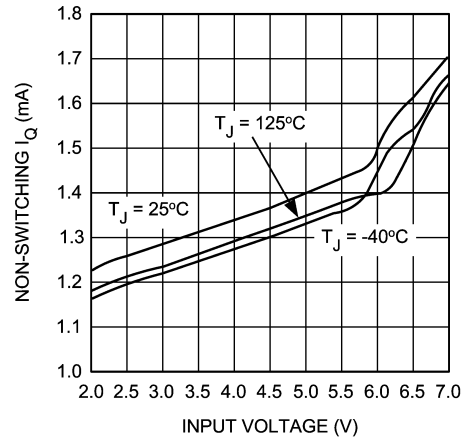


代表的な性能特性 (つづき)

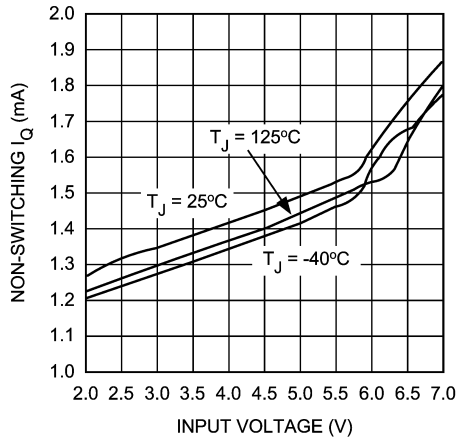
NMOS $R_{DS(ON)}$ vs. Input Voltage



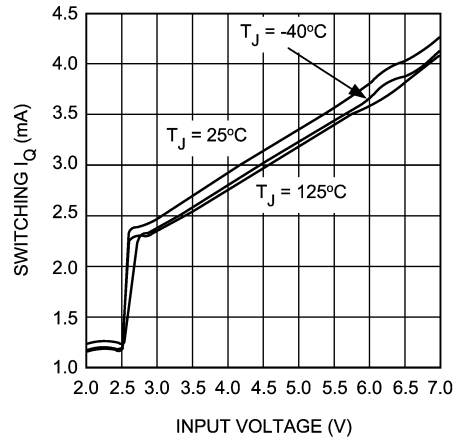
615kHz Non-switching I_Q vs. Input Voltage



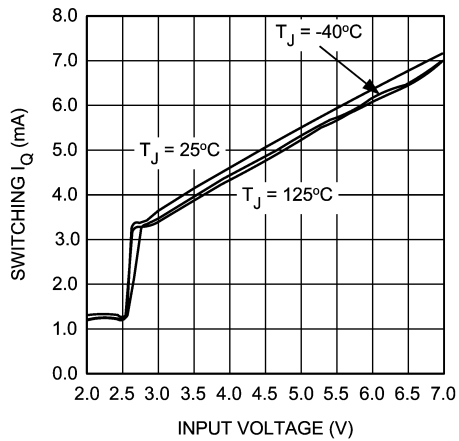
1.25MHz Non-switching I_Q vs. Input Voltage



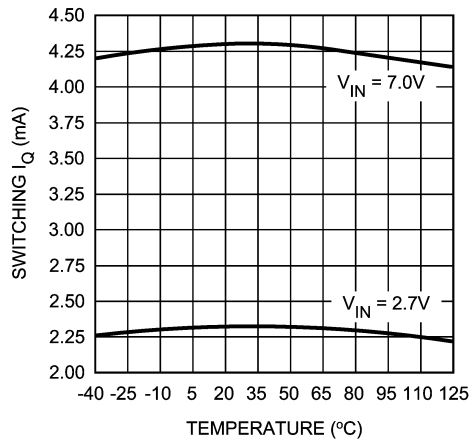
615kHz Switching I_Q vs. Input Voltage



1.25MHz Switching I_Q vs. Input Voltage

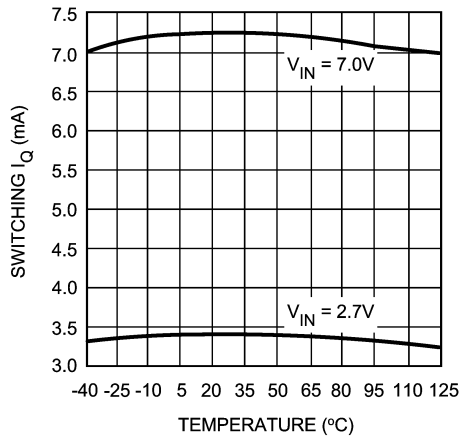


615kHz Switching I_Q vs. Temperature

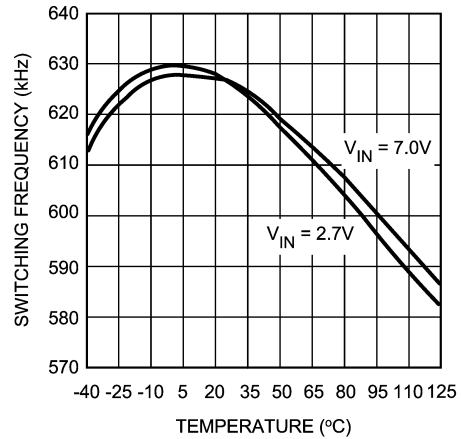


代表的な性能特性 (つづき)

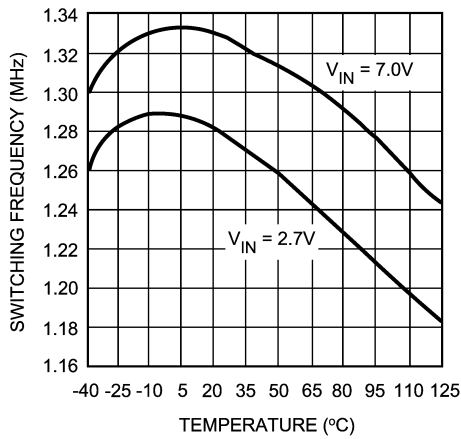
1.25MHz Switching I_Q vs. Temperature



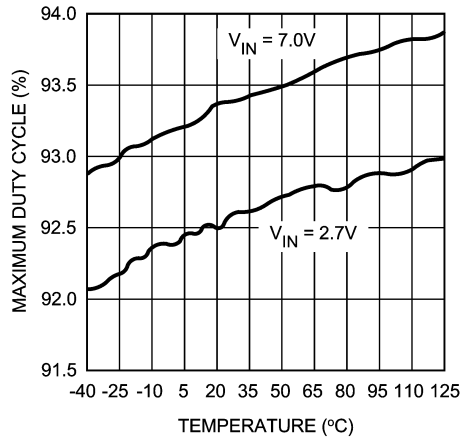
615kHz Switching Frequency vs. Temperature



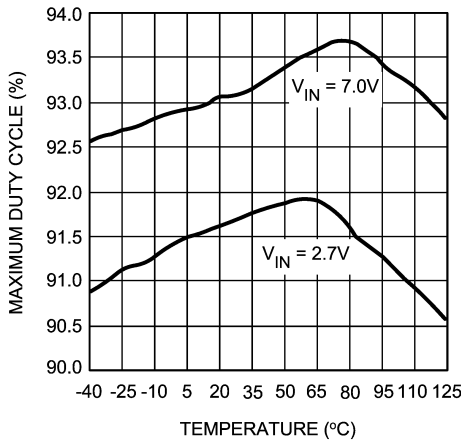
1.25MHz Switching Frequency vs. Temperature



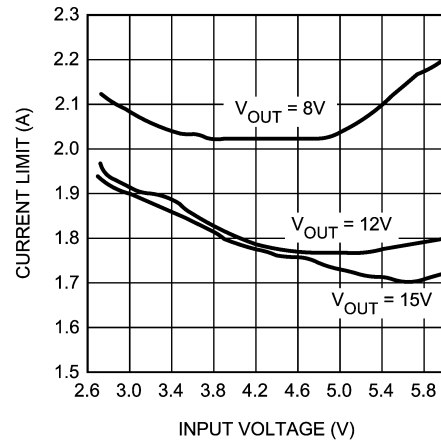
615kHz Maximum Duty Cycle vs. Temperature



1.25MHz Maximum Duty Cycle vs. Temperature

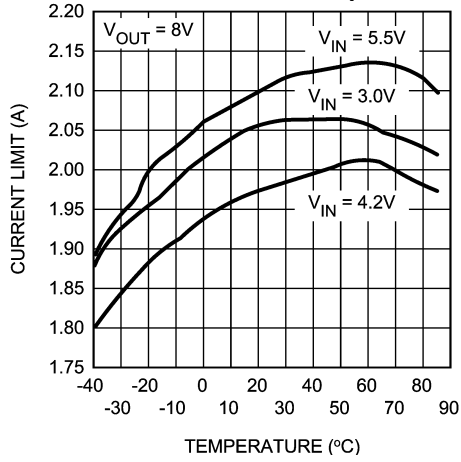


Switch Current Limit vs. V_{IN}

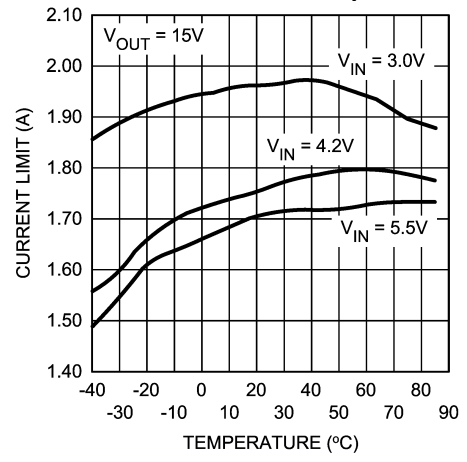


代表的な性能特性 (つづき)

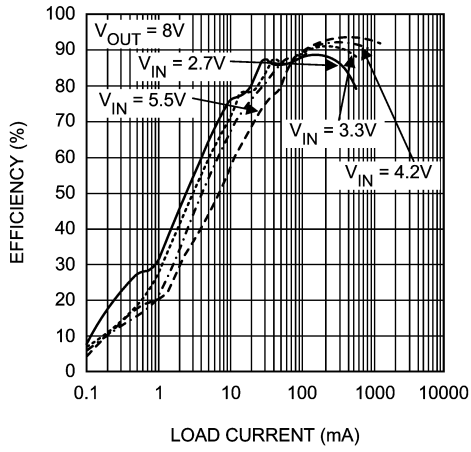
Switch Current Limit vs. Temperature



Switch Current Limit vs. Temperature



1.25MHz Efficiency vs. Load Current



動作

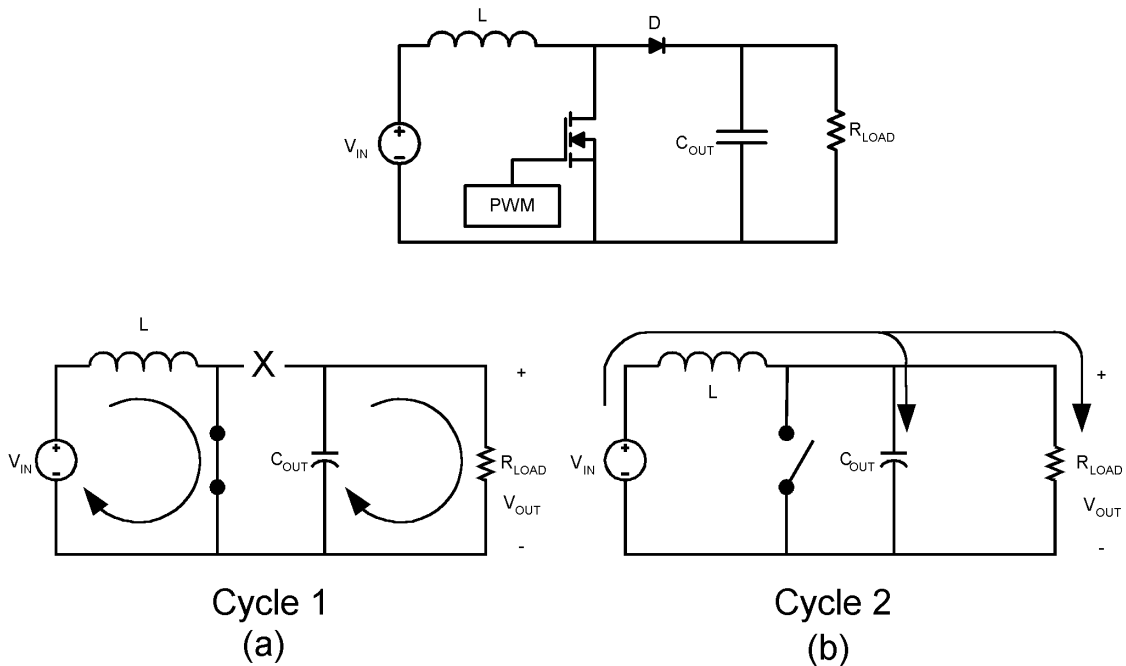


FIGURE 1. Simplified Boost Converter Diagram
(a) First Cycle of Operation (b) Second Cycle Of Operation

連続モード (CCM)

LM3224 は電流モードの PWM 制御昇圧コンバータです。昇圧コンバータは入力電圧をより高い電圧に変換します。連続導通モード（定常状態ではインダクタ電流がゼロにならない）の場合、昇圧レギュレータは 2 回のサイクルで作動します。

第 1 のサイクルでは、Figure 1 (a) に示すように、トランジスタはオンとなり、ダイオードは逆バイアスがかかります。エネルギーはインダクタに蓄積され、負荷電流は C_{OUT} から供給されます。

第 2 のサイクルを Figure 1 (b) に示します。このサイクルでは、トランジスタはオフとなり、ダイオードは順方向バイアスとなります。インダクタに蓄えられていたエネルギーが負荷と出力コンデンサに出されます。

この 2 つのサイクルの比により出力電圧が決まります。

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{1-D}, D' = (1-D) = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}$$

D はスイッチのデューティ比です。D と D' は後述する設計定数の算出で使用します。

出力電圧の設定

出力電圧は、「代表的なアプリケーション」の回路図に示されるように、出力電圧を抵抗で分圧し FB ピンへ帰還させて設定します。FB ピン電圧は 1.26V なので、出力電圧は帰還抵抗の比から次式で表されます。

$$R_{FB1} = R_{FB2} \times \frac{V_{OUT} - 1.26}{1.26} \Omega$$

ソフトスタート・コンデンサ

LM3224 は、スタートアップ時に発生するインダクタへの突入電流を制限するソフトスタート・ピンを採用しています。外部 SS ピンを使用して、特定のアプリケーションでソフトスタート時間を設定できます。しかし、どのアプリケーションにも必須ではないため、使用しないときは開放のままにしておくことができます。ソフトスタート時間は次式で計算できます。

$$T_{SS} = C_{SS} * 1.24V / I_{SS}$$

サーマル・シャットダウン

LM3224 は、サーマル・シャットダウン保護の各機能を備えています。ダイ温度が 140 を超えるとレギュレータはパワー・スイッチをシャットオフし、デバイスの消費電力を大幅に下げます。このスイッチはダイ温度が約 120 に低下するまでオフのままです。過熱の原因（過剰な周辺温度または過度の電力消費、あるいはその両方）が除去されるまで、デバイスはオン / オフを繰り返し、デバイスの損傷を防ぎます。

動作 (つづき)

補償についての序論

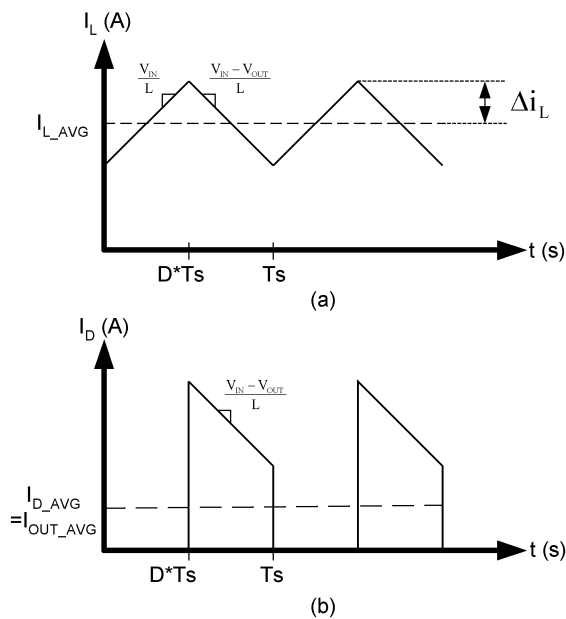


FIGURE 2. (a) Inductor current. (b) Diode current.

LM3224 は、電流モードの PWM 制御昇圧コンバータです。スイッチ電流センスと出力電圧センスの 2 つの帰還ループを持ちます。

電流モードで制御されているコンバータを、50%を超えるスイッチング・デューティ・サイクルでも安定させるには、インダクタが設計上の基準に適合している必要があります。インダクタを流れる電流の勾配は、インダクタンスおよび入出力電圧で決まります (Figure 2 (a) を参照)。インダクタを流れる電流勾配が大きすぎると、デューティ・サイクル 50% 以上のときに回路が不安定となるおそれがあります。そのため通常は、LM3224 を 615kHz で動作させるアプリケーションでは 10μH を、また 1.25MHz で動作させるアプリケーションでは 4.7μH を推奨します。ただし、デューティ・サイクルが最大 85% 程度まで達することが想定される場合は、インダクタンス値を 2 倍程度に増やす必要があります。インダクタ値の選択の詳細については、「インダクタとダイオードの選択」を参照してください。

LM3224 は、電圧帰還ループの位相補償を行うために補償ピン (V_C) を持っています。「代表的なアプリケーション回路」に示すように、補償ネットワークには R_C と C_C を直列で用いることを推奨します。どのようなアプリケーションでも、過渡応答に関して、LM3224 回路の性能を最適化する個別の R_C と C_C の組み合わせが存在します。 R_C と C_C を直列接続した場合、ポールをゼロにする R_C と C_C のペアが次の式から導かれます。

$$f_{zc} = \frac{1}{2\pi R_C C_C} \text{ Hz}$$

$$f_{pc} = \frac{1}{2\pi(R_C + R_O)C_C} \text{ Hz}$$

R_O はエラー・アンプの出力インピーダンスでおよそ 900k です。5k R_C 100k、680pF C_C 10nF の範囲で値を選択すれば、ほとんどのアプリケーションで最適な性能が得られます

(C_C を用いる場合は、 R_C は最大 200k まで選択可能です。「高 ESR 出力コンデンサの補償」を参照してください)。特定の回路および条件下での推奨値については、「アプリケーション情報」を参照してください。また、その他の設計上の要求仕様については「補償」を参照してください。

位相補償

このセクションでは、回路の安定性を高め、かつ正常な機能の維持に必要な一般的な設計手順を示します。本データシートの回路例は特定のアプリケーションに最適化されています。異なるアプリケーションに対するレギュレーションでは、安定度を高めるため、部品定数の変更が必要となる場合があります。以下は連続動作モードで安定性の高い回路を設計する上での一般的なガイドラインです。このガイドラインに従えば、不連続モードでもほとんどの場合で安定性が得られます。設計では、まず電源部品と効率を決定し、次に安定性を確保するために補償部品を選択します。

インダクタとダイオードの選択

「補償についての序論」で述べたインダクタの推奨値はほとんどのアプリケーションに適用可能ですが、より正確なインダクタンス値の算出について説明します。50%以上のスイッチング・デューティ・サイクルでも安定性を維持するためには、インダクタンス値は最小入力電圧と最大出力電圧から求められる値より大きくなければなりません。その算出式は次のようになります。

$$L > \frac{V_{IN} R_{DS(ON)}}{0.144 f_s} \left(\frac{D}{D'} - 1 \right) \text{ (in H)}$$

f_s はスイッチング周波数、 D はデューティ・サイクル、 $R_{DS(ON)}$ は内部スイッチのオン抵抗で、「代表的な性能特性」の “NMOS $R_{DS(ON)}$ vs. Input Voltage” のグラフから求めます。上式はスイッチング・デューティ比が 50% を超える ($D > 0.5$) 場合にのみ適用可能であり、デューティ比が 50% 以下の場合は前述の推奨値を使用してください。求めたインダクタンス値から、Figure 2 (a) に示されるインダクタのリプル電流は次式により与えられます。

$$\Delta i_L = \frac{V_{IN} D}{2L f_s} \text{ (in Amps)}$$

インダクタのリプル電流は次の理由により重要です。まず、スイッチ電流のピーク値は、平均インダクタ電流 (入力電流または I_{LOAD}/D') にリプル電流 i_L を加えたものとなるからです。もう 1 つの理由は、スイッチング・サイクル中にインダクタ電流がゼロに下がるか、またはリプル電流 i_L が平均インダクタ電流より大きくなり、不連続動作モードになってしまうためです。したがって、 i_L が平均インダクタ電流より小さくなければ連続モードにはなりません。通常動作時には、スイッチ電流が電流制限値に届かないよう十分な注意が必要です。したがって、インダクタもそれに応じてインダクタンス値を決めなければなりません。見込まれるピーク・インダクタ電流より大きな飽和電流定格を持つインダクタを選択します。全体のリプル電流は出力リプル電圧にも影響します。

昇圧レギュレータにおける出力ダイオードは、出力電圧と出力電流に応じて適切に選択する必要があります。連続モードにおけるダイオードの代表的な電流波形を Figure 2 (b) に示します。ダイオードの逆方向電圧定格は、出力電圧より同じか大きくなければなりません。また、平均電流定格は見込まれる最大負荷電流より大きくなければならず、ピーク電流定格はピーク・インダクタ電流より大きくなければなりません。出力短絡試験時またはアプリケーションで出力短絡が起こり得る場合は、ダイオードの電流定格はスイッチの電流制限値を上回っている必要があります。消費電力を低減し効率を向上させるために、順方向電圧降下の小さいショットキ・ダイオードを使用してください。

動作 (つづき)

DC ゲインと開ループ・ゲイン

コンバータ制御段は外付け部品との組み合わせで完全な帰還ループを構成しますが、正帰還となって動作が不安定にならないよう、構成される開ループは安定でなければなりません。開ループ DC ゲインは、クロスオーバー周波数と位相マージンを決めるポールとゼロを用いて、計算またはグラフを使用して求められます。高い安定性と良好な遷移応答性を得るためには 45 度より大きな位相マージンが必要です。LM3224 を安定させるとい目的に対して、右半平面 (RHP) ゼロの位置の下にクロスオーバー点を上手に設定すれば、十分な位相マージンが得られます。

検証では、RHP ゼロの周波数に比べ帯域が 1/2 以下であることを確認します。開ループ DC ゲイン A_{DC} を求めます。開ループ・ゲインがわかれば、 -20dB/dec のスロープを各ポールに引き、 $+20\text{dB/dec}$ のスロープを各ゼロに引いてクロスオーバー周波数を視覚的に求められます。ユニティ・ゲインすなわちゲイン 0dB の点でスロープは交差するので、そこがクロスオーバー周波数になります。クロスオーバー周波数が RHP ゼロ周波数の 1/2 以下であれば、安定動作に必要な十分な位相マージンを持っていることを意味します。次に述べるように、 C_{C2} を追加することによって位相マージンを改善できます。 A_{DC} の算出式と計算に必要な式を次に示します。

$$A_{DC(\text{dB})} = 20 \log_{10} \left(\left(\frac{R_{FB2}}{R_{FB1} + R_{FB2}} \right) \frac{g_m R_o D'}{R_{DSON}} \left\{ \frac{1}{(1 + \omega_c L / R_L)} \right\} \right) \text{ (in dB)}$$

$$\omega_c \cong \frac{2f_s}{nD'} \text{ (in rad/s)}$$

$$L_{\text{eff}} = \frac{L}{(D')^2}$$

$$n = 1 + \frac{2m_c}{m_1} \text{ (no unit)}$$

$$m_c = 0.072f_s \text{ (in V/s)}$$

$$m_1 \cong \frac{V_{IN} R_{DSON}}{L} \text{ (in V/s)}$$

R_L は最小負荷抵抗、 V_{IN} は最小入力電圧、 g_m はエラー・アンプの相互コンダクタンスで「電気的特性」の表に記載されています。また、 R_{DSON} は内部スイッチのオン抵抗で「代表的な性能特性」の“NMOS R_{DSON} vs. Input Voltage”のグラフから求めます。

入出力コンデンサの選択

昇圧レギュレータでは、スイッチング動作によって入力に三角波の電圧が発生します。レギュレータを正しく機能させるには、入力コンデンサを設けて入力リップル電圧とノイズを吸収させる必要があります。その容量はアプリケーションと基板レイアウトに依存します。レギュレータの負荷が一定で負荷変動が少なく、かつ出力電流が小さい場合は、入力コンデンサ容量は小さくて済みます。また、レギュレータが電圧源に極めて近い場合も小さな容量で対応できます。しかし、レギュレータが最大出力定格に近い電力供給を行う場合、または負荷変動が大きい場合、入力コンデンサは一般的に大きな容量を必要とします。負荷が軽い条件では $10\mu\text{F}$ 以上、高出力または負荷変動が大きい場合は $22\mu\text{F} \sim 47\mu\text{F}$ のコンデンサを使用してください。また、入力リップル電圧を小さく

抑えなければならないアプリケーションでは、大容量で低 ESR のコンデンサを選定するとよいでしょう。

出力コンデンサの容量は出力リップル電圧に対する設計要件に依存し、加えて入力コンデンサの選択と同様に、設計者の裁量を加味して選択します。出力コンデンサにはセラミック・コンデンサ、導電性高分子電解コンデンサ、または低 ESR のタンタル・コンデンサなど、低 ESR (等価直列抵抗、 R_{ESR} で示す) 特性を持つコンデンサを推奨します。ESR が高いコンデンサも使用できますが、後述するように追加補償が必要となります。ESR は、次式で概算されるように出力リップル電圧のピーク・ツー・ピーク値を決める点からも重要です。

$$V_{OUT} \cong 2 i_L R_{ESR} \text{ (V 単位)}$$

出力コンデンサの推奨値は $10\mu\text{F}$ 以上です。出力コンデンサの容量が決まったら、制御ループに適用されるポールとゼロのペアを次式によって求めます。

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi(R_{ESR} + R_L)C_{OUT}} \text{ (in Hz)}$$

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi R_{ESR} C_{OUT}} \text{ (in Hz)}$$

R_L は負荷電流が最大となる最小負荷抵抗です。ゼロの算出式の分母には出力コンデンサの ESR が含まれているため、ESR が低いほどゼロの周波数は高くなります。低 ESR のコンデンサの場合は無視することもできます。ただし、高 ESR のコンデンサを使用する場合は、「高 ESR 出力コンデンサの補償」を参照してください。推奨コンデンサのメーカーとしては、Vishay、太陽誘電、TDK などがあります。

右半平面ゼロ

電流モード制御の昇圧レギュレータは、固有の右半平面ゼロ (RHP ゼロ: 実部が正のゼロ) を持ちます。このゼロは、ゲイン・グラフではゼロの働きを持ち、ロールオフで $+20\text{dB/dec}$ (デケード) の特性を生じさせますが、位相ではポールの働きを持ち、位相グラフからさらに 90 度を引いたものになります。このゼロが制御ループに作用すると、好ましくない結果を引き起こします。RHP ゼロによる不安定動作を防ぐには、制御ループの帯域を RHP ゼロの周波数の 1/2 以下にしなければなりません。RHP ゼロは次の周波数となります。

$$f_{\text{RHPzero}} = \frac{V_{OUT}(D')^2}{2\pi I_{LOAD} L} \text{ (in Hz)}$$

I_{LOAD} は最大負荷電流です。

補償部品の選択

補償部品 R_C と C_C の選択では、まず制御ループの低周波ポールを設定します。「補償についての序論」で説明した R_C および C_C の範囲で単純に値を選び、ポールを $10\text{Hz} \sim 500\text{Hz}$ の範囲に設定します。生成されるポール周波数は次式によって求められます。

$$f_{pc} = \frac{1}{2\pi(R_C + R_o)C_C} \text{ (in Hz)}$$

動作 (つづき)

ここで、 R_O はエラー・アンプの出力インピーダンスでおよそ 900k です。 R_C は一般に R_O に比べてかなり小さいため、上式でそれほどの影響は与えず、 f_{ZC} の算出では無視してかまいません。 f_{ZC} は出力コンデンサによって作られるポール f_{p1} をキャンセルするために生成します。 f_{p1} の算出式に示されるように、出力コンデンサのポール f_{p1} は負荷電流 R_L に伴って変わるので、ゼロは正確に設定できません。見込まれる負荷電流の変化に応じて f_{p1} の周波数範囲を求め、その中央付近に f_{ZC} を設定します。このゼロの周波数は次式から求められます。

$$f_{ZC} = \frac{1}{2\pi C_C R_C} \text{ (in Hz)}$$

R_C の値は C_C で選択した値に応じて選びます。ポール f_{pC} が 10Hz ~ 500Hz の範囲に収まるよう、必要に応じて推奨値の範囲で両素子の各定数を変更します。

高 ESR 出力コンデンサの補償

使用する出力コンデンサの ESR が高い場合、または制御ループ全体の位相マージンを改善したい場合は、ESR が作り出すゼロをキャンセルするポールを新しく生成します。 R_C と C_C の直列ペアに対して並列となるように、もう 1 つのコンデンサ C_{C2} を補償ピン V_C とグラウンド間に接続します。これによって作り出されるポールの周波数が、ESR 項を含むゼロ f_{Z1} の周波数と同じになるように C_{C2} を決めます。ポールの周波数は次式で与えられます。

$$f_{pC2} = \frac{1}{2\pi C_{C2} (R_C // R_O)} \text{ (in Hz)}$$

f_{pC2} が f_{ZC} の 10 倍以上の周波数でないとは式は有効とはならず、また R_C と C_{C2} の効果にも影響を与えてしまいます。

設計の検証

ポールとゼロをすべて計算した上で、クロスオーバー周波数を「DC ゲインと開ループ・ゲイン」の説明に従ってチェックするこ

とができます。必要に応じて補償値を若干変更して性能を最適化することができます。負荷変動時に出力電圧に現れるリングングとオーバーシュートが最小になるように、試作ハードウェアに対して定数を変えて負荷変動に対する遷移応答を調べれば最適な定数が得られます。このような実験によって、安定でかつ高性能な回路を設計するようにしてください。過渡応答を改善するには R_C の値を大きくします。これにより、全体の周波数帯域が改善され、過渡に対するレギュレータの応答性がより高速になります。より詳しい内容やさらなる最適化が必要な場合は、電流モード DC/DC スイッチング・レギュレータの電流補償に関してより深い検討を行ってください。

消費電力

LM3224 の出力電力は最大消費電力で制限されます。最大消費電力は次式で定義されます。

$$P_D = (T_{jmax} - T_A) / J_A$$

T_{jmax} は最大接合部温度 (125 °C)、 T_A は周囲温度、 J_A はパッケージで規定されている接合部から周囲への熱抵抗です。

基板レイアウトの考慮事項

「代表的なアプリケーション」の回路に示される入力バイパス・コンデンサ C_{IN} は、レギュレータ IC の近くに配置しなければなりません。レギュレータ IC の入力リップル電圧の要因となる配線パターンによる抵抗成分を小さくするためです。さらに入力電圧の平滑化が必要な場合は、高周波ノイズをグラウンドにバイパスするため、 C_{IN} と並列に 100nF のバイパス・コンデンサを V_{IN} の近くに追加します。同様に、出力コンデンサ C_{OUT} もレギュレータ IC の近くに配置しなければなりません。 C_{OUT} の配線パターンは直列抵抗を増加させ、出力リップル電圧に直接影響します。帰還ネットワーク抵抗 R_{FB1} と R_{FB2} は、FB ピンの近くに配置する一方、帰還信号の配線パターンに対するノイズ・カップリングを最小に抑えるためインダクタからは離して置きます。インダクタとショットキ・ダイオード間の配線は、消費電力の低減と全体の効率向上のために短くします。スイッチング電源のレイアウト問題の詳細については、アプリケーション・ノート AN-1149 「スイッチング電源のレイアウト・ガイドライン」を参照してください。

アプリケーション情報

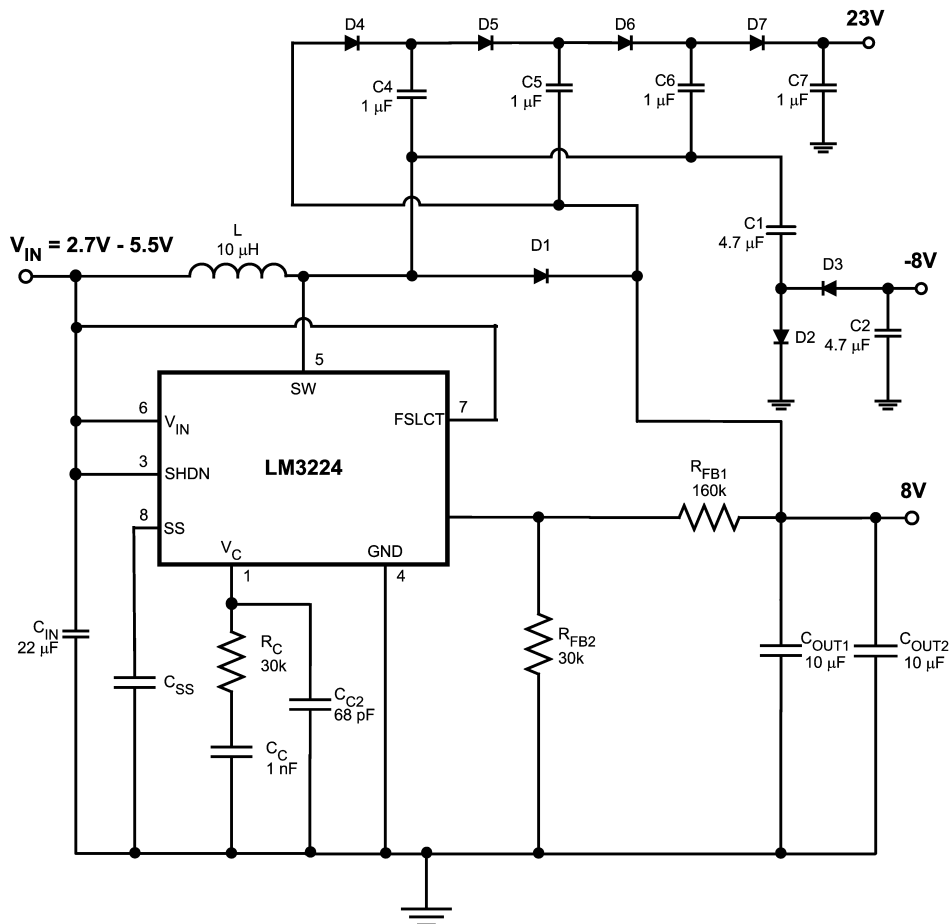


FIGURE 3. Triple Output TFT Bias (615 kHz operation)

TFT バイアス用 3 電圧出力

Figure 3 に、TFT ディスプレイのバイアスに最適な $\pm 8\text{V}$ と 23V を出力する LM3224 の回路構成例を示します。ここで、 8V 出力は安定化されていますが、 -8V と 23V 出力は安定化されていません。

8V 出力は一般的な昇圧回路によって生成されます。昇圧コンバータの基本動作は「動作説明」で記述したとおりです。出力電圧は、 R_{FB1} と R_{FB2} の分圧により次式で決まります。

$$R_{FB1} = R_{FB2} \frac{V_{OUT} - 1.26}{1.26} \Omega$$

R_C と C_C による補償ネットワークは、コンバータを安定させるように定数を選びます。また、インダクタも安定性に影響します。615kHz 動作においてデューティ比 50% 以上でもコンバータを安定させる推奨値は $10\mu\text{H}$ です。詳細については、「補償」を参照してください。

-8V はダイオード反転器で得ます。昇圧コンバータの第 2 のサイクルにおいて、トランジスタが OFF のとき D_2 は導通し、 C_1 にはダイオードの順方向電圧降下 D_2 がショットキ・タイプの場合は約 0.4V を 8V から引いた電圧が印加されます。次に、第 1 のサイクルに進みトランジスタが ON になると、 D_3 が導通し C_1 の極性は C_2 の出力から見て反転するので -8V が得られます。

23V 出力は、コンデンサに直列接続したチャージポンプ回路によって作られます。この回路の動作は 4 つのステップで構成されます。第 1 のステップでは C_4 、 D_4 、およびのスイッチ、第 2 のステップでは C_5 、 D_5 、および D_1 、第 3 のステップでは C_6 、 D_6 、およびのスイッチ、第 4 のステップで C_7 および D_7 が、それぞれ役割を担います。第 1 のステップにおいてのスイッチが ON のとき C_4 は 8V に充電され、これによって次にスイッチが OFF となったときに D_5 は導通状態となります。第 2 のステップにおいてスイッチが OFF となったとき、 C_5 の両端の電圧は $V_{C4} + V_{D1} - V_{D5} = V_{C4}$

8V となります。ただし、この 8V とは $+8\text{V}$ 出力を基準にした電圧ですので、GND を基準に考えれば C_5 の電圧は 16V になります。第 3 のステップにおいて、スイッチが ON になると C_5 の 16V は C_6 に印加されます。次にスイッチが OFF になると、 C_6 の電圧基準は $+8\text{V}$ 出力からダイオード電圧降下を引いたところになりますから、GND を基準に考えれば C_6 の電圧は約 24V になります。そして、第 4 のステップにおいて、スイッチが OFF になると、 C_7 は 24V で充電されます。ただし、正確には、回路の初段から最終段までに存在する 3 個のダイオード電圧降下分を引かなければならないので約 $24 - 3 \times V_{DIODE}$ となり、ショットキの順方向降下を 0.4V とすれば 22.8V が得られることとなります。

アプリケーション情報 (つづき)

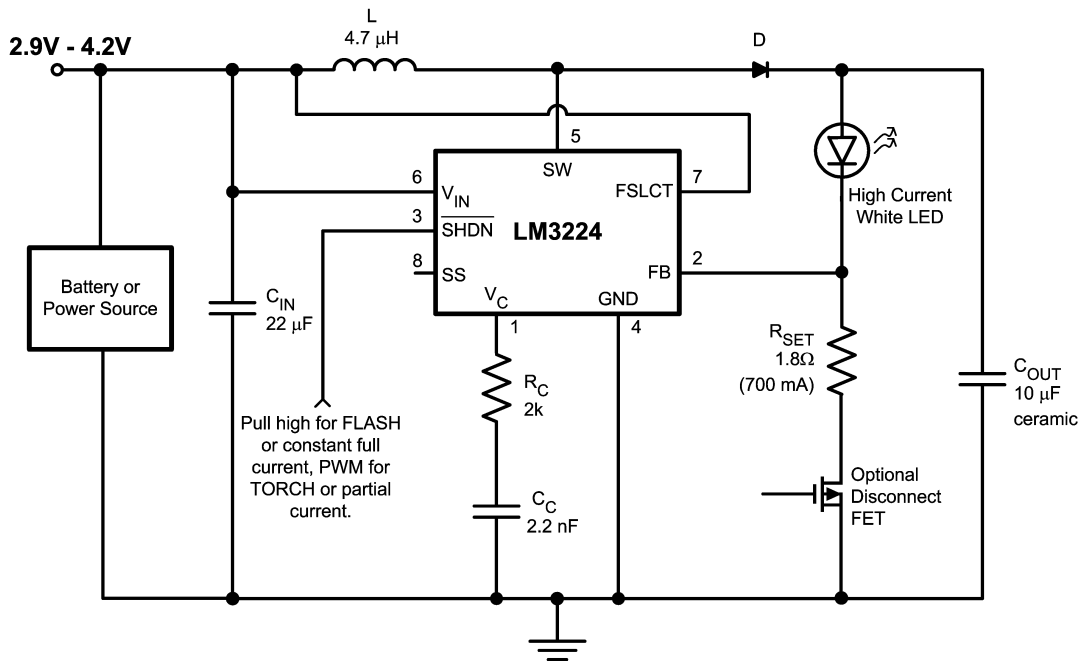


FIGURE 4. PWM White LED Flash/Torch Driver

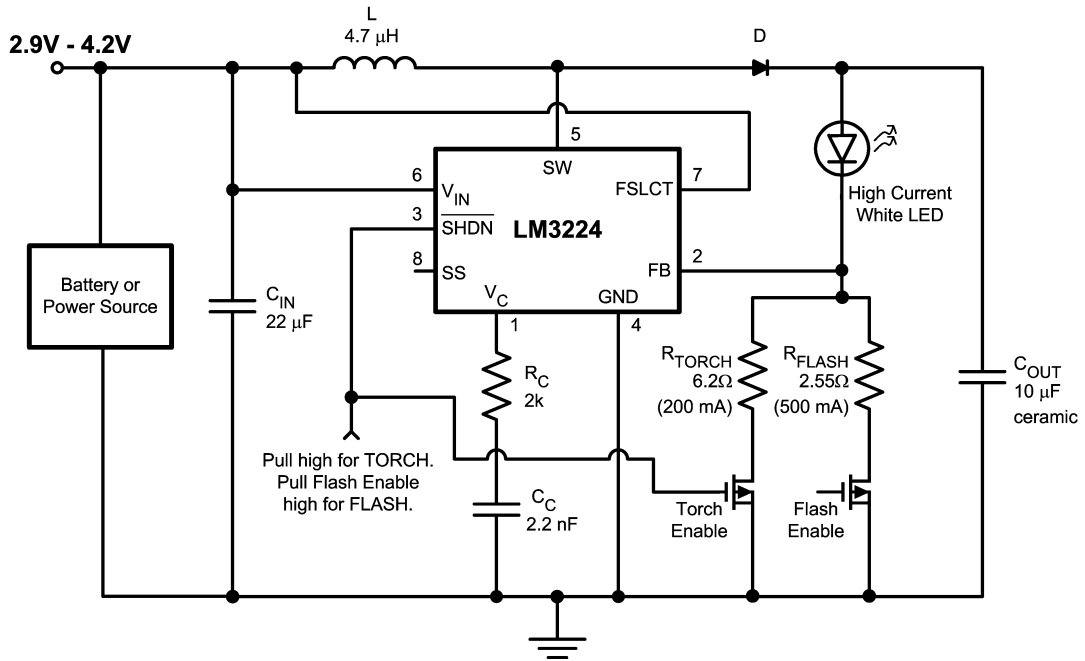


FIGURE 5. Continuously Operating White LED Flash/Torch Driver

アプリケーション情報 (つづき)

デジカメ、カメラ付き携帯電話などのフラッシュや懐中電灯などの光源として大電流白色 LED の駆動に LM3224 を使用することができます。フラッシュ / トーチ・モードは、Figure 4 の回路で設定することができます。LED を通過する電流量は下記の数式の抵抗 R_{SET} によって決まります。

$$I_{LED} = V_{FB}/R_{SET}$$

フラッシュ・モードとトーチ・モードの両方を使用するときは、大電流を必要とするフラッシュ用には抵抗 R_{SET} を使用します。回路をフラッシュ用にするには、フラッシュの点滅に必要な時間だけ \overline{SHDN} を High にします。低電流のトーチ・モードにするには、PWM 信号を \overline{SHDN} ピンに印加することができます。それによって、トーチ電流は、PWM 信号にフラッシュ (または最大) 電流を乗算したパーセント ON タイムの近似値となります。オプションの切断 FET を使用することによって LED がオフ時の LED の漏れ電流を除去したり、入力電圧が LED の順方向電圧降下を上回ったときに LED の接続をオフにしたりします。この状態で LM3224 が供給可能な最大電流を Table 1 に示します。

大電流白色 LED を駆動するもう 1 つの方法を Figure 5 に示します。この回路では、構成部品の点数は増えますが、トーチ・モードのままに継続して使用できるため、電源へのストレスを軽減することができます。ここでも上記と同様に 2 つの FET が切断機能を果たします。この回路では、LED デバイスとトーチ・イネーブル FET がオン状態となり、LED を通過する低電流を設定します。フラッシュが必要なときは、フラッシュ・イネーブル FET がオンとなり、

必要な時間だけ電流を増大させます。この回路で最小限保証される最大出力電流値は、Figure 4 と同様です。

TABLE 1. Maximum LED Drive current
($F_{SW}=1.25\text{MHz}$, $L=4.7\mu\text{H}$, LED $V_{FMAX}=4\text{V}$
($V_{OUT}=5.26\text{V}$)

V_{IN}	LED Drive Current (mA)
4.2	1077
4.1	1047
4.0	1017
3.9	987
3.8	958
3.7	929
3.6	900
3.5	871
3.4	842
3.3	814
3.2	785
3.1	757
3.0	729
2.9	701
2.8	673
2.7	646

Some Recommended Inductors (Others May Be Used)

Manufacturer	Inductor	Contact Information
Coilcraft	DO3316 and DT3316 series	www.coilcraft.com 800-3222645
TDK	SLF10145 series	www.component.tdk.com 847-803-6100
Pulse	P0751 and P0762 series	www.pulseeng.com
Sumida	CDRH8D28 and CDRH8D43 series	www.sumida.com

Some Recommended Input And Output Capacitors (Others May Be Used)

Manufacturer	Capacitor	Contact Information
Vishay Sprague	293D, 592D, and 595D series tantalum	www.vishay.com 407-324-4140
Taiyo Yuden	High capacitance MLCC ceramic	www.t-yuden.com 408-573-4150
Cornell Dubilier	ESRD series Polymer Aluminum Electrolytic SPV and AFK series V-chip series	www.cde.com
MuRata	High capacitance MLCC ceramic	www.murata.com

アプリケーション情報 (つづき)

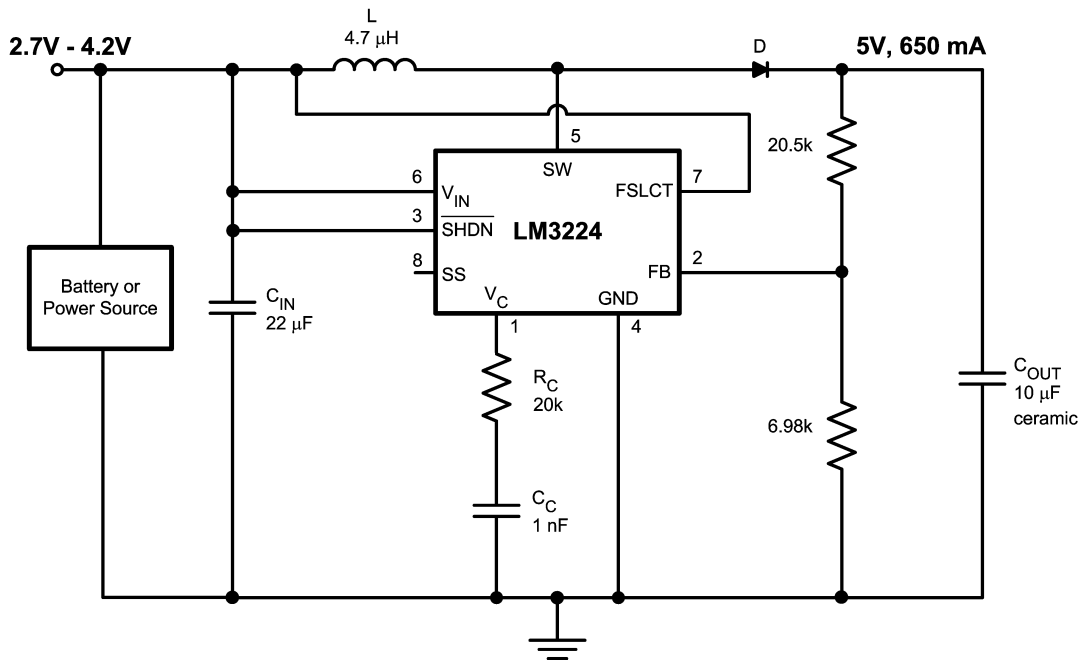


FIGURE 6. 1.25MHz, 5V Output

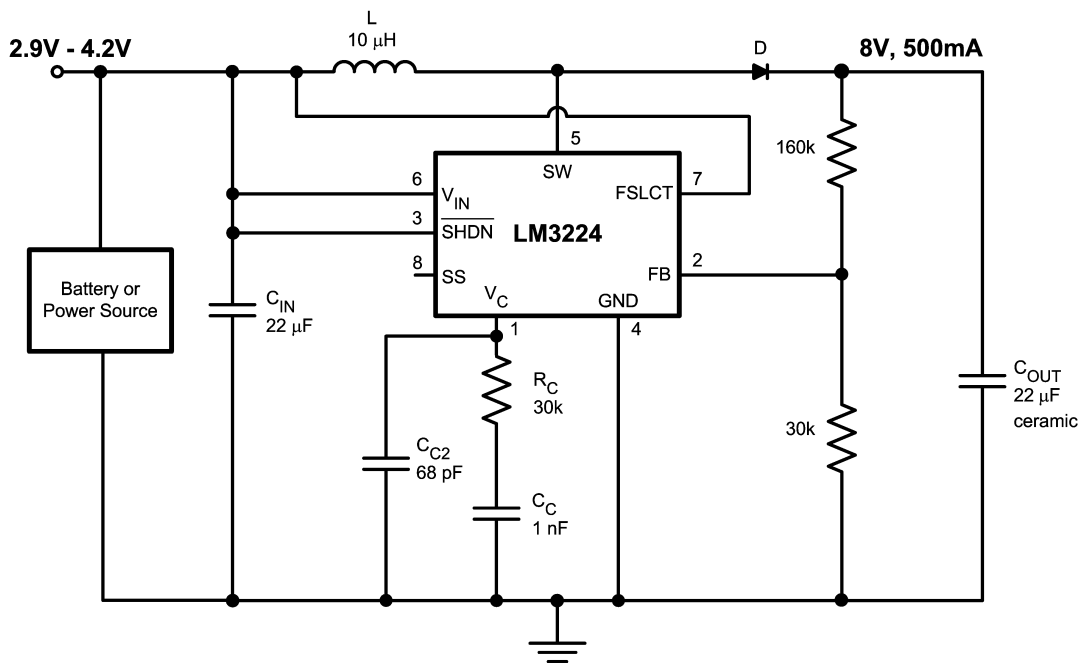


FIGURE 7. 1.25MHz, 8V Output

アプリケーション情報 (つぎ)

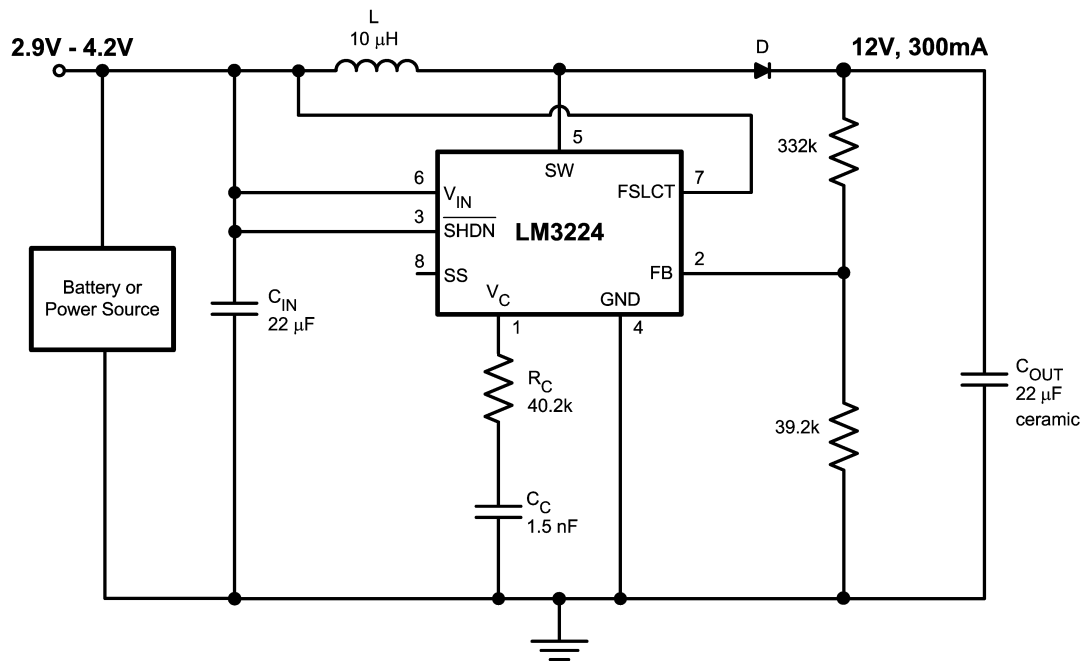


FIGURE 8. 1.25MHz, 12V Output

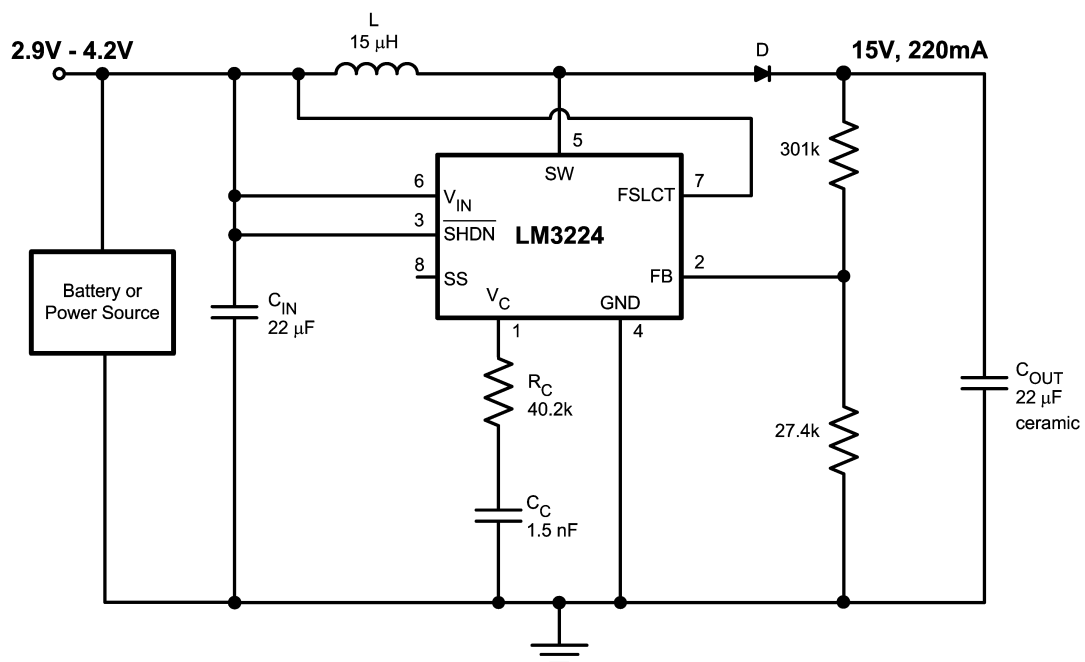
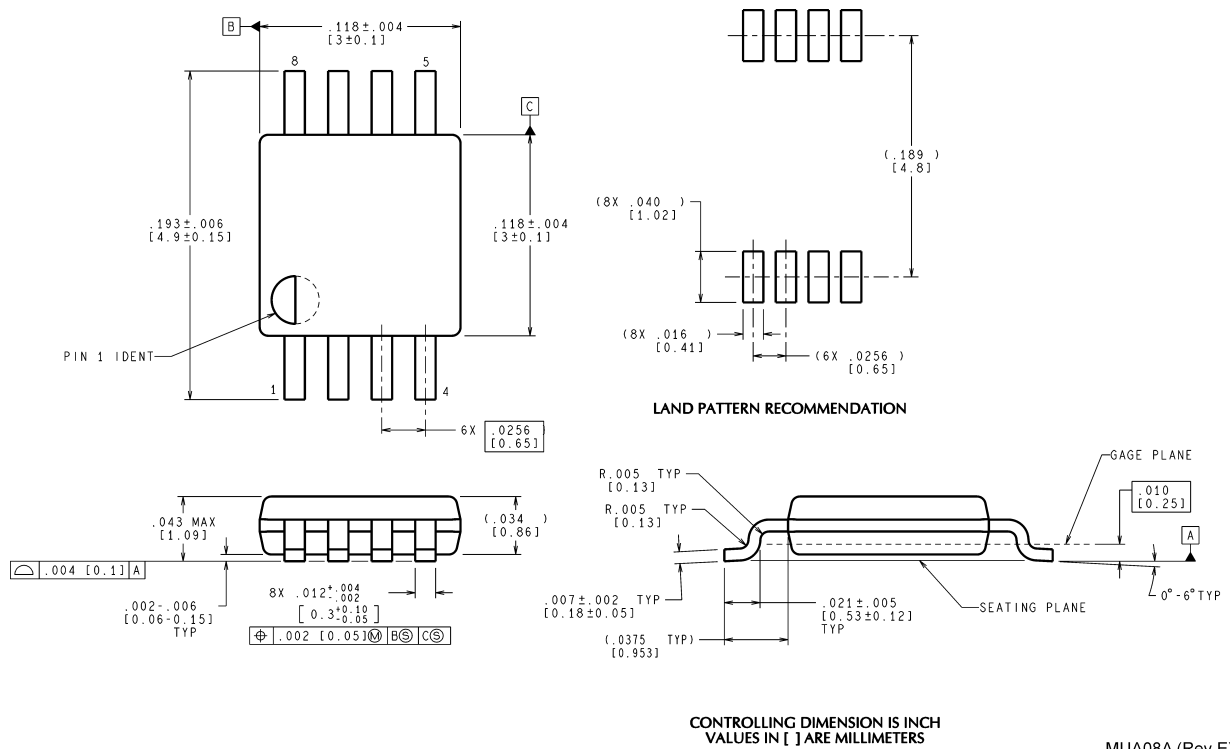


FIGURE 9. 1.25MHz, 15V Output

外形寸法図 特記のない限り inches (millimeters)



このドキュメントの内容はナショナル セミコンダクター社 (以下ナショナル) 製品の関連情報として提供されます。ナショナルは、この発行物の内容の正確性または完全性について、いかなる表明または保証もいたしません。また、仕様と製品説明を予告なく変更する権利を有します。このドキュメントはいかなる知的財産権に対するライセンスも、明示的、黙示的、禁反言による惹起、またはその他を問わず、付与するものではありません。

試験や品質管理は、ナショナルがナショナルの製品保証を維持するために必要と考える範囲に用いられます。政府が課す要件によって指定される場合を除き、各製品のすべてのパラメータの試験を必ずしも実施するわけではありません。ナショナルは製品適用の援助や購入者の製品設計に対する義務を負いかねます。ナショナルの部品を使用した製品および製品適用の責任は購入者にあります。ナショナルの製品を用いたいかなる製品の使用または供給に先立ち、購入者は、適切な設計、試験、および動作上の安全手段を講じなければなりません。

それら製品の販売に関するナショナルとの取引条件で規定される場合を除き、ナショナルは一切の義務を負わないものとし、また、ナショナルの製品の販売が使用、またはその両方に関連する特定目的への適合性、商品の機能性、ないしは特許、著作権、または他の知的財産権の侵害に関連した義務または保証を含むいかなる表明または黙示的保証も行いません。

生命維持装置への使用について

ナショナルの製品は、ナショナル セミコンダクター社の最高経営責任者 (CEO) および法務部門 (GENERAL COUNSEL) の事前の書面による承諾がない限り、生命維持装置または生命維持システム内のきわめて重要な部品に使用することは認められていません。ここで、

生命維持用の装置またはシステムとは (a) 体内に外科的に使用されることを意図されたもの、または (b) 生命を維持あるいは支持するものをいい、ラベルにより表示される使用方法に従って適切に使用された場合に、これの不具合が使用者に身体的障害を与えると予想されるものをいいます。重要な部品とは、生命維持にかかわる装置またはシステム内のすべての部品をいい、これの不具合が生命維持用の装置またはシステムの不具合の原因となりそれらの安全性や機能に影響を及ぼすことが予想されるものをいいます。

National Semiconductor とナショナル セミコンダクターのロゴはナショナル セミコンダクター社の商標または登録商標です。一部のブランドや製品名は各権利所有者の商標または登録商標です。

Copyright © 2007 National Semiconductor Corporation
製品の最新情報については www.national.com をご覧ください。

ナショナル セミコンダクター ジャパン株式会社

本社 / 〒 135-0042 東京都江東区木場 2-17-16 TEL.(03)5639-7300

技術資料 (日本語 / 英語) はホームページより入手可能です。

www.national.com/jpn/

ご注意

日本テキサス・インスツルメンツ株式会社（以下TIJといいます）及びTexas Instruments Incorporated（TIJの親会社、以下TIJないしTexas Instruments Incorporatedを総称してTIといいます）は、その製品及びサービスを任意に修正し、改善、改良、その他の変更をし、もしくは製品の製造中止またはサービスの提供を中止する権利を留保します。従いまして、お客様は、発注される前に、関連する最新の情報を取得して頂き、その情報が現在有効かつ完全なものであるかどうかをご確認下さい。全ての製品は、お客様とTIJとの間取引契約が締結されている場合は、当該契約条件に基づき、また当該取引契約が締結されていない場合は、ご注文の受諾の際に提示されるTIJの標準販売契約約款に従って販売されます。

TIは、そのハードウェア製品が、TIの標準保証条件に従い販売時の仕様に対応した性能を有していること、またはお客様とTIJとの間で合意された保証条件に従い合意された仕様に対応した性能を有していることを保証します。検査およびその他の品質管理技法は、TIが当該保証を支援するのに必要とみなす範囲で行なわれております。各デバイスの全てのパラメーターに関する固有の検査は、政府がそれ等の実行を義務づけている場合を除き、必ずしも行なわれておりません。

TIは、製品のアプリケーションに関する支援もしくはお客様の製品の設計について責任を負うことはありません。TI製部品を使用しているお客様の製品及びそのアプリケーションについての責任はお客様にあります。TI製部品を使用したお客様の製品及びアプリケーションについて想定される危険を最小のものとするため、適切な設計上および操作上の安全対策は、必ずお客様にてお取り下さい。

TIは、TIの製品もしくはサービスが使用されている組み合わせ、機械装置、もしくは方法に関連しているTIの特許権、著作権、回路配置利用権、その他のTIの知的財産権に基づいて何らかのライセンスを許諾するということは明示的にも黙示的にも保証も表明もしておりません。TIが第三者の製品もしくはサービスについて情報を提供することは、TIが当該製品もしくはサービスを使用することについてライセンスを与えたり、保証もしくは承認するということを意味しません。そのような情報を使用するには第三者の特許その他の知的財産権に基づき当該第三者からライセンスを得なければならない場合もあり、またTIの特許その他の知的財産権に基づきTIからライセンスを得て頂かなければならない場合もあります。

TIのデータ・ブックもしくはデータ・シートの中にある情報を複製することは、その情報に一切の変更を加えること無く、かつその情報と結び付けられた全ての保証、条件、制限及び通知と共に複製がなされる限りにおいて許されるものとします。当該情報に変更を加えて複製することは不正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような変更された情報や複製については何の義務も責任も負いません。

TIの製品もしくはサービスについてTIにより示された数値、特性、条件その他のパラメーターと異なる、あるいは、それを超えてなされた説明で当該TI製品もしくはサービスを再販売することは、当該TI製品もしくはサービスに対する全ての明示的保証、及び何らかの黙示的保証を無効にし、かつ不正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような説明については何の義務も責任もありません。

TIは、TIの製品が、安全でないことが致命的となる用途ないしアプリケーション（例えば、生命維持装置のように、TI製品に不良があった場合に、その不良により相当な確率で死傷等の重篤な事故が発生するようなもの）に使用されることを認めておりません。但し、お客様とTIの双方の権限有る役員が書面でそのような使用について明確に合意した場合は除きます。たとえTIがアプリケーションに関連した情報やサポートを提供したとしても、お客様は、そのようなアプリケーションの安全面及び規制面から見た諸問題を解決するために必要とされる専門的知識及び技術を持ち、かつ、お客様の製品について、またTI製品をそのような安全でないことが致命的となる用途に使用することについて、お客様が全ての法的責任、規制を遵守する責任、及び安全に関する要求事項を満足させる責任を負っていることを認め、かつそのことに同意します。さらに、もし万一、TIの製品がそのような安全でないことが致命的となる用途に使用されたことによって損害が発生し、TIないしその代表者がその損害を賠償した場合は、お客様がTIないしその代表者にその全額の補償をするものとします。

TI製品は、軍事的用途もしくは宇宙航空アプリケーションないし軍事的環境、航空宇宙環境にて使用されるようには設計もされていませんし、使用されることを意図されてもいません。但し、当該TI製品が、軍需対応グレード品、若しくは「強化プラスチック」製品としてTIが特別に指定した製品である場合は除きます。TIが軍需対応グレード品として指定した製品のみが軍需品の仕様書に合致いたします。お客様は、TIが軍需対応グレード品として指定していない製品を、軍事的用途もしくは軍事的環境下で使用することは、もっぱらお客様の危険負担においてなされるということ、及び、お客様がもっぱら責任をもって、そのような使用に関して必要とされる全ての法的要求事項及び規制上の要求事項を満足させなければならないことを認め、かつ同意します。

TI製品は、自動車用アプリケーションないし自動車の環境において使用されるようには設計されていませんし、また使用されることを意図されてもいません。但し、TIがISO/TS 16949の要求事項を満たしていると特別に指定したTI製品は除きます。お客様は、お客様が当該TI指定品以外のTI製品を自動車用アプリケーションに使用しても、TIは当該要求事項を満たしていなかったことについて、いかなる責任も負わないことを認め、かつ同意します。

Copyright © 2011, Texas Instruments Incorporated
日本語版 日本テキサス・インスツルメンツ株式会社

弊社半導体製品の取り扱い・保管について

半導体製品は、取り扱い、保管・輸送環境、基板実装条件によっては、お客様での実装前後に破壊/劣化、または故障を起こすことがあります。

弊社半導体製品のお取り扱い、ご使用にあたっては下記の点を遵守して下さい。

1. 静電気

- 素手で半導体製品単体を触らないこと。どうしても触る必要がある場合は、リストストラップ等で人体からアースをとり、導電性手袋等をして取り扱うこと。
- 弊社出荷梱包単位（外装から取り出された内装及び個装）又は製品単品で取り扱いを行う場合は、接地された導電性のテーブル上で（導電性マットにアースをとったもの等）、アースをした作業者が行うこと。また、コンテナ等も、導電性のものを使うこと。
- マウンタやんだ付け設備等、半導体の実装に関わる全ての装置類は、静電気の帯電を防止する措置を施すこと。
- 前記のリストストラップ・導電性手袋・テーブル表面及び実装装置類の接地等の静電気帯電防止措置は、常に管理されその機能が確認されていること。

2. 温・湿度環境

- 温度：0～40℃、相対湿度：40～85%で保管・輸送及び取り扱いを行うこと。（但し、結露しないこと。）

- 直射日光が当たる状態で保管・輸送しないこと。
3. 防湿梱包
 - 防湿梱包品は、開封後は個別推奨保管環境及び期間に従い基板実装すること。
 4. 機械的衝撃
 - 梱包品（外装、内装、個装）及び製品単品を落下させたり、衝撃を与えないこと。
 5. 熱衝撃
 - はんだ付け時は、最低限260℃以上の高温状態に、10秒以上さらさないこと。（個別推奨条件がある時はそれに従うこと。）
 6. 汚染
 - はんだ付け性を損なう、又はアルミ配線腐食の原因となるような汚染物質（硫黄、塩素等ハロゲン）のある環境で保管・輸送しないこと。
 - はんだ付け後は十分にフラックスの洗浄を行うこと。（不純物含有率が一定以下に保証された無洗浄タイプのフラックスは除く。）

以上