

LM2735

520kHz/1.6MHz 実装効率のよい昇圧および SEPIC DC-DC レギュレータ

概要

LM2735 は、昇圧および SEPIC DC-DC レギュレーションに最適な、使いやすく実装効率のよい 2.1A ローサイド・スイッチ・レギュレータです。局所的な DC/DC 変換に必要な能動機能をすべて内蔵し、高速過渡応答と正確なレギュレーションを、可能な限り小さな PCB 面積に実現します。スイッチング周波数は 520kHz または 1.6MHz にチップ内部で設定され、最大 90% の効率で、非常に小型の表面実装インダクタとチップ・コンデンサを使用できます。また電流モード制御と内部補償を備えているため使いやすく、素子数を最低限に抑えて幅広い動作条件で高性能レギュレーションを実現します。シャットダウン機能を用いることで 80nA の極めて小さいスタンバイ電流に外部から制御でき、携帯アプリケーションに最適です。小型の SOT23-5、LLP-6、eMSOP-8 パッケージによって実装面積が節約できます。このほか、ソフトスタート、突入電流低減、バリスごとの電流制限、サーマル・シャットダウンを内蔵しています。

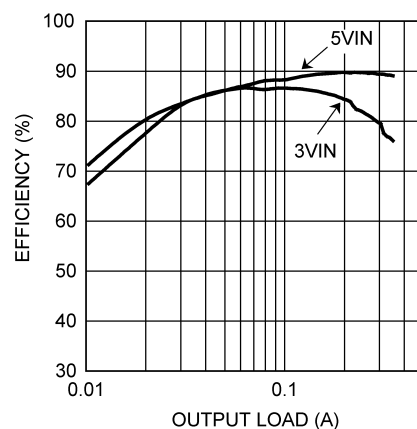
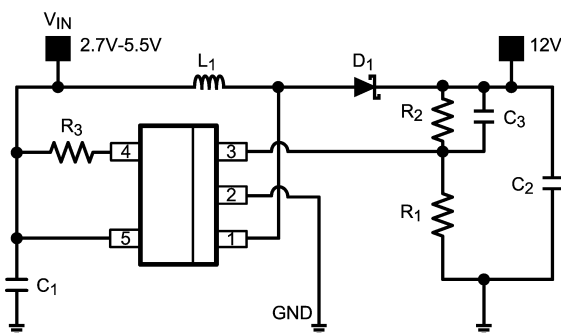
特長

- 入力電圧範囲：2.7V ~ 5.5V
- 出力電圧範囲：3V ~ 24V
- 全温度範囲でのスイッチング電流：2.1A
- 電流モード制御
- 論理 High のイネーブル・ピン
- シャットダウン時の極めて低いスタンバイ電流 80nA
- 170m NMOS スイッチ内蔵
- 基準電圧精度 ± 2%
- 容易な使用法とソリューション全体のサイズの低減
- 内部ソフトスタート
- 補償回路内蔵
- 2 つのスイッチング周波数
- 520kHz (LM2735-Y)
- 1.6MHz (LM2735-X)
- 小型の表面実装インダクタおよびチップ・コンデンサの使用可能
- 小型の SOT23-5、LLP-6、eMSOP-8 パッケージ

アプリケーション

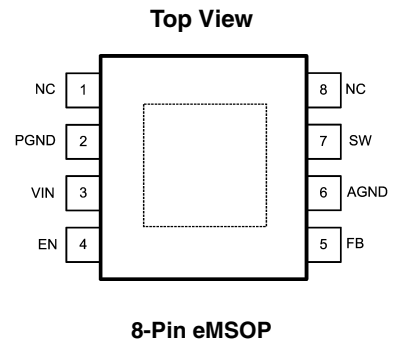
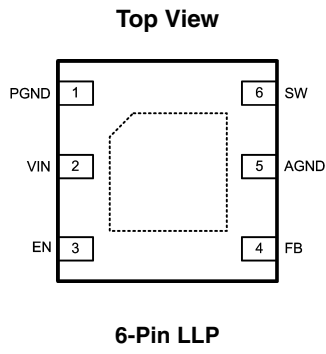
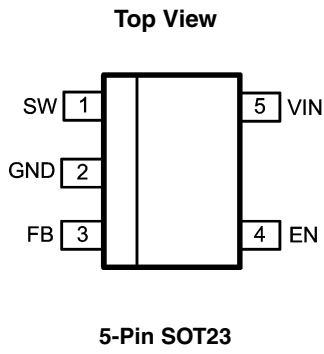
- 携帯アプリケーション用 LCD のバックライト
- OLED パネル用電源
- USB 給電機器
- デジタル・スチル・カメラおよびデジタル・ビデオ・カメラ
- 白色 LED 用電流源

代表的な昇圧アプリケーション回路



Efficiency vs Load Current $V_O = 12V$

配置図



製品情報

Order Number	Description	Package Type	Package Drawing	Supplied As
LM2735YMF	520kHz	SOT23-5	MF05A	1000 units tape & reel
LM2735YMFY				3000 units tape & reel
LM2735YSD		LLP-6	SDE06A	1000 units tape & reel
LM2735YSDX				4500 units tape & reel
LM2735YMY		eMSOP-8	MUY08A	1000 units tape & reel
LM2735YMYX				3500 units tape & reel
LM2735XMF	1.6MHz	SOT23-5	MF05A	1000 units tape & reel
LM2735XMFY				3000 units tape & reel
LM2735XSD		LLP-6	SDE06A	1000 units tape & reel
LM2735XSDX				4500 units tape & reel
LM2735XMY		eMSOP-8	MUY08A	1000 units tape & reel
LM2735XMYX				3500 units tape & reel

ピン説明 - 5ピン SOT23

ピン番号	ピン名	機能
1	SW	出力スイッチ信号。インダクタ、出力ダイオードに接続。
2	GND	信号と電源のグラウンド・ピン。帰還回路の下側抵抗はこのピンのできるだけ近くに配置してください。
3	FB	帰還ピン。FBを外付けの抵抗分圧回路に接続して出力電圧を設定します。
4	EN	シャットダウン制御入力。Highにするとデバイスの動作がオンになります。開放のまま使用しないでください。またVIN + 0.3Vを超える電圧を与えてはなりません。
5	VIN	パワー段および入力の電源電圧

ピン説明 - 6ピン LLP

ピン番号	ピン名	機能
1	PGND	電源グラウンド・ピン。PGNDと出力コンデンサのGNDは近くに配置してください。
2	VIN	パワー段および入力の電源電圧
3	EN	シャットダウン制御入力。Highにするとデバイスの動作がオンになります。開放のまま使用しないでください。またVIN + 0.3Vを超える電圧を与えてはなりません。
4	FB	帰還ピン。FBを外付けの抵抗分圧回路に接続して出力電圧を設定します。
5	AGND	信号グラウンド・ピン。帰還回路の下側抵抗はこのピンおよびピン4のできるだけ近くに配置してください。
6	SW	スイッチ出力。インダクタ、出力ダイオードに接続します。
DAP	GND	信号グラウンドおよび電源グラウンド。PCBの部品実装面でピン1およびピン5に接続します。DAPはPCB裏面のグラウンド・プレーンに4～6個のビアで接続します。

ピン説明 - 8ピン eMSOP

ピン番号	ピン名	機能
1		未接続
2	PGND	電源グラウンド・ピン。PGNDと出力コンデンサのGNDは近くに配置してください。
3	VIN	パワー段および入力の電源電圧
4	EN	シャットダウン制御入力。Highにするとデバイスの動作がオンになります。開放のまま使用しないでください。またVIN + 0.3Vを超える電圧を与えてはなりません。
5	FB	帰還ピンです。FBを外付けの抵抗分圧回路に接続して出力電圧を設定します。
6	AGND	信号グラウンド・ピン。帰還回路の下側抵抗はこのピンおよびピン5のできるだけ近くに配置してください。
7	SW	スイッチ出力。インダクタ、出力ダイオードに接続します。
8		未接続
DAP	GND	信号グラウンドおよび電源グラウンド。PCBの部品実装面でピン2およびピン6に接続します。DAPはPCB裏面のグラウンド・プレーンに4～6個のビアで接続します。

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。

V_{IN} 電圧	- 0.5V ~ 7V
SW 電圧	- 0.5V ~ 26.5V
FB 電圧	- 0.5V ~ 3.0V
EN 電圧	- 0.5V ~ 7.0V
ESD 定格 (Note 4)	2kV
接合部温度 (Note 2)	150
保存温度範囲	- 65 ~ + 150

ハンダ付け温度

赤外線または対流リフロー (15 秒)

220

動作定格 (Note 1)

V_{IN} 電圧	2.7V ~ 5.5V
V_{SW}	3V ~ 24V
V_{EN} (Note 5)	0V ~ V_{IN}
接合部温度範囲	- 40 ~ + 125
消費電力 (内部) SOT23-5	400mW

電気的特性

標準字体で記載されたリミット値は $T_J = 25$ の場合に限り、太字で記載されたリミット値は - 40 ~ + 125 の接合部温度 (T_J) 範囲で適用されます。最小リミット値および最大リミット値は、試験、設計、または統計上の相関関係により保証されています。代表値 (Typ) は $T_J = 25$ での最良標準的なパラメータ値を表しますが、参考として示す以外の目的はありません。「Conditions」の欄に特記のない限り、 $V_{IN} = 5V$ を条件としています。

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V_{FB}	Feedback Voltage	-40°C ≤ to T_J ≤ +125°C (SOT23-5)	1.230	1.255	1.280	V
		0°C ≤ to T_J ≤ +125°C (SOT23-5)	1.236	1.255	1.274	
		-40°C ≤ to T_J ≤ +125°C (LLP-6)	1.225	1.255	1.285	
		-0°C ≤ to T_J ≤ +125°C (LLP-6)	1.229	1.255	1.281	
		-40°C ≤ to T_J ≤ +125°C (eMSOP-8)	1.220	1.255	1.290	
		0°C ≤ to T_J ≤ +125°C (eMSOP-8)	1.230	1.255	1.280	
$\Delta V_{FB}/V_{IN}$	Feedback Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 2.7V$ to 5.5V		0.06		%/V
I_{FB}	Feedback Input Bias Current			0.1	1	μA
F_{SW}	Switching Frequency	LM2735-X	1200	1600	2000	kHz
		LM2735-Y	360	520	680	
D_{MAX}	Maximum Duty Cycle	LM2735-X	88	96		%
		LM2735-Y	91	99		
D_{MIN}	Minimum Duty Cycle	LM2735-X		5		%
		LM2735-Y		2		
$R_{DS(ON)}$	Switch On Resistance	SOT23-5 and eMSOP-8		170	330	mΩ
		LLP-6		190	350	
I_{CL}	Switch Current Limit		2.1	3		A
SS	Soft Start			4		ms
I_Q	Quiescent Current (switching)	LM2735-X		7.0	11	mA
		LM2735-Y		3.4	7	
	Quiescent Current (shutdown)	All Options $V_{EN} = 0V$		80		nA
UVLO	Undervoltage Lockout	VIN Rising		2.3	2.65	V
		VIN Falling	1.7	1.9		
V_{EN_TH}	Shutdown Threshold Voltage	(Note 5)			0.4	V
	Enable Threshold Voltage	(Note 5)	1.8			
I_{SW}	Switch Leakage	$V_{SW} = 24V$		1.0		μA
I_{EN}	Enable Pin Current	Sink/Source		100		nA

電気的特性

標準字体で記載されたリミット値は $T_J = 25$ の場合に限ります。太字で記載されたリミット値は $-40 \sim +125$ の接合部温度 (T_J) 範囲で適用されます。最小リミット値および最大リミット値は、試験、設計、または統計上の相関関係により保証されています。代表値 (Typ) は $T_J = 25$ での最も標準的なパラメータ値を表しますが、参考として示す以外の目的はありません。「Conditions」の欄に特記のない限り、 $V_{IN} = 5V$ を条件としています。(つづき)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
θ_{JA}	Junction to Ambient 0 LFPM Air Flow (Note 3)	LLP-6 and eMSOP-8 Package		80		°C/W
		SOT23-5 Package		118		
θ_{JC}	Junction to Case (Note 3)	LLP-6 and eMSOP-8 Package		18		°C/W
		SOT23-5 Package		60		
T_{SD}	Thermal Shutdown Temperature (Note 2)			160		°C
	Thermal Shutdown Hysteresis			10		

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上限または下限値のことです。動作定格とは、デバイスが正常に機能する条件をいいますが、性能のリミット値を保証するものではありません。保証された仕様とそのテスト条件については「電気的特性」を参照してください。

Note 2: サーマル・シャットダウン回路は、接合部温度がデバイスの最大接合部温度を超えると動作します。

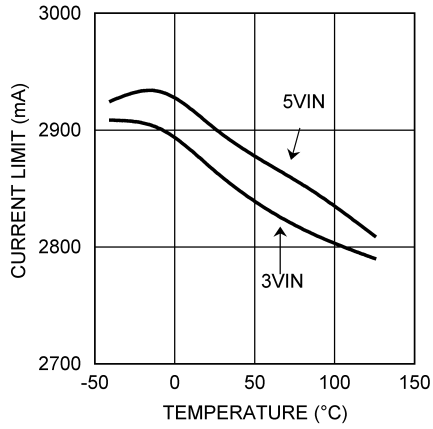
Note 3: 2オンス(70 μ m厚)銅箔で4層構成にした3インチ(約75mm)平方の基板に直接ハンダ付けし、周囲が無風状態に置かれたパッケージに適用されます。

Note 4: 人体モデルでは、100pFのコンデンサから直列抵抗1.5k Ω を介して各ピンに放電させます。

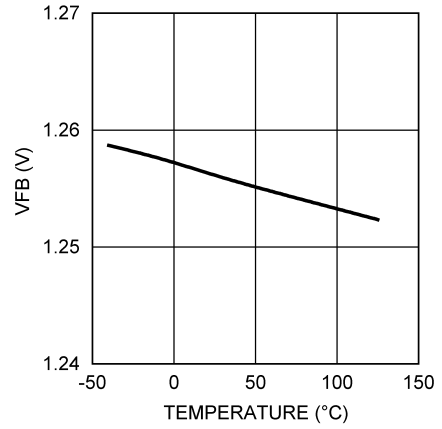
Note 5: 開放のまま使用しないでください。また $V_{IN} + 0.3V$ を超える電圧を与えてはなりません。

代表的な性能特性

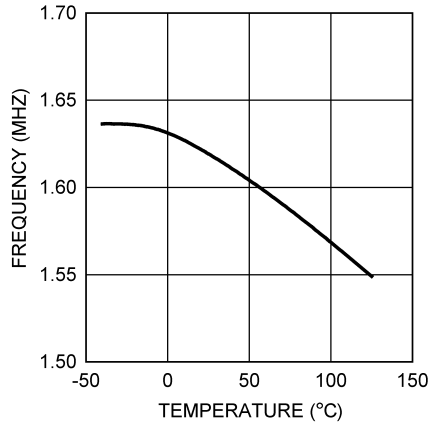
Current Limit vs Temperature



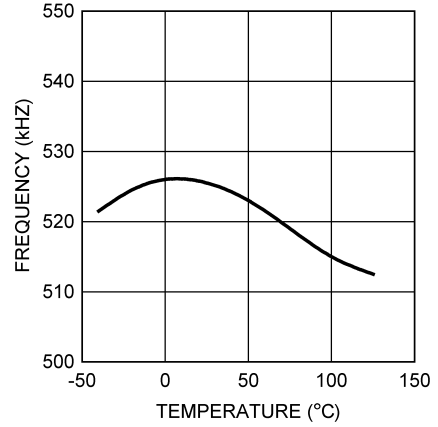
FB Pin Voltage vs Temperature



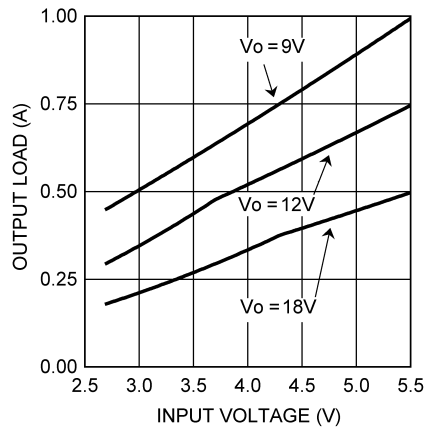
Oscillator Frequency vs Temperature - "X"



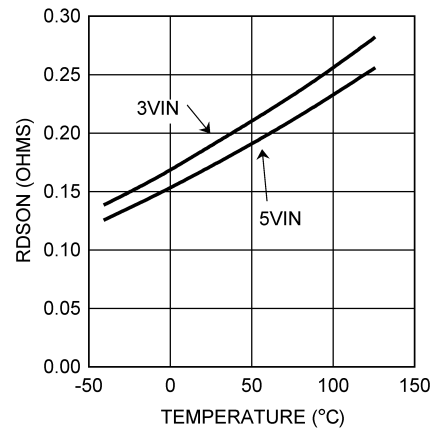
Oscillator Frequency vs Temperature - "Y"



Typical Maximum Output Current vs VIN

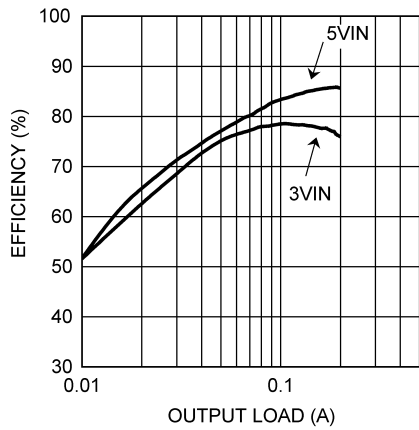


R_{DS(on)} vs Temperature

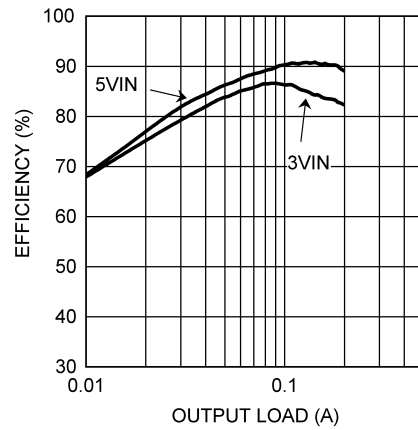


代表的な性能特性 (つづき)

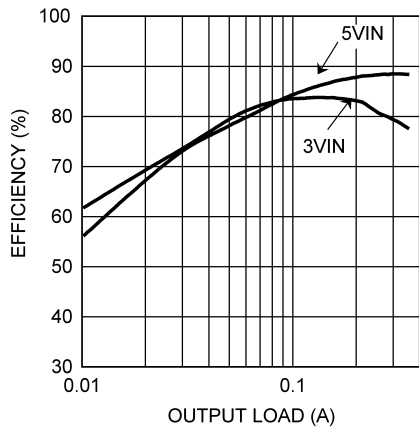
LM2735X Efficiency vs Load Current, $V_o = 20V$



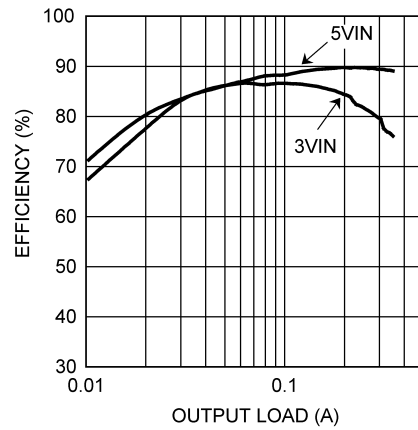
LM2735Y Efficiency vs Load Current, $V_o = 20V$



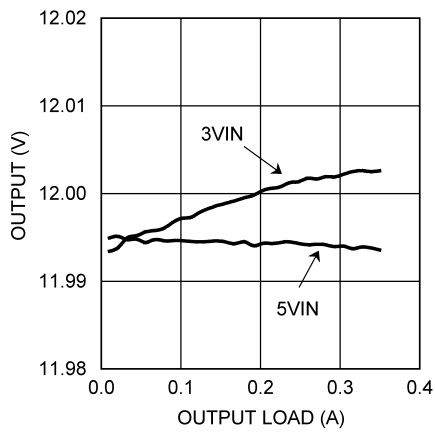
LM2735X Efficiency vs Load Current, $V_o = 12V$



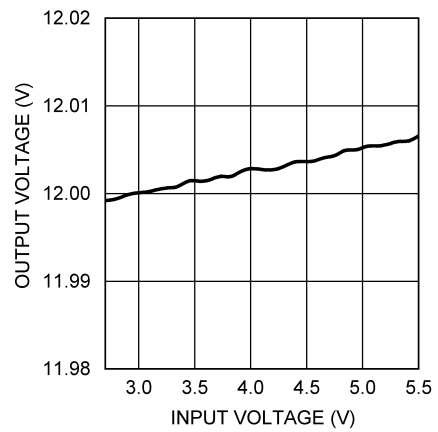
LM2735Y Efficiency vs Load Current, $V_o = 12V$



Output Voltage Load Regulation



Output Voltage Line Regulation



概略内部ブロック図

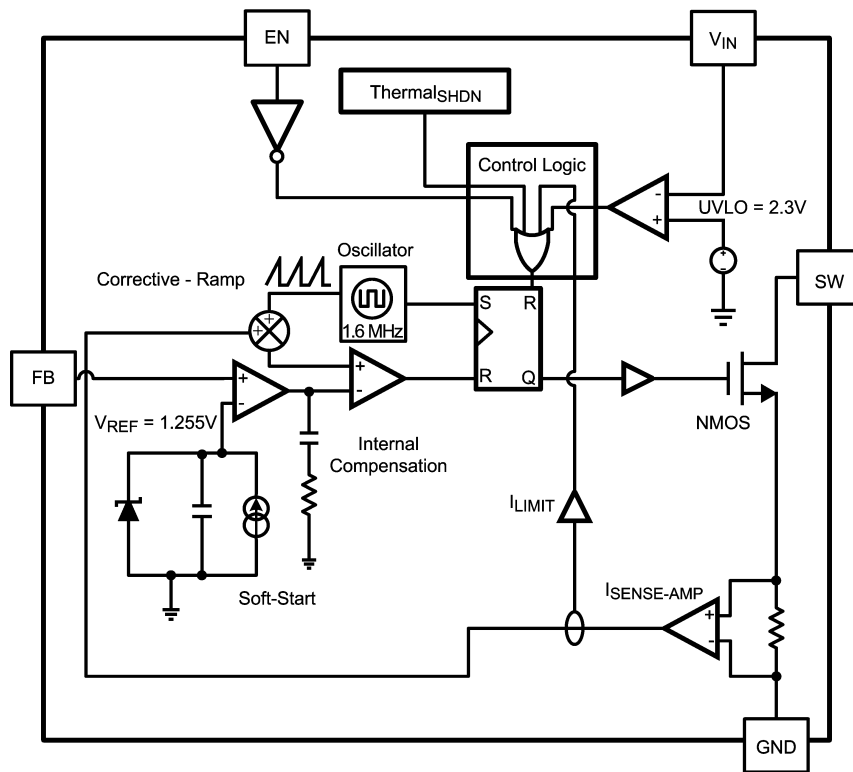


FIGURE 1. Simplified Block Diagram

アプリケーション情報

動作原理

LM2735 は 2.1A 以上のピーク・スイッチング電流を供給する一定周波数動作の PWM 昇圧型レギュレータ IC です。レギュレータのスイッチング周波数は、520 kHz または 1.60 MHz のいずれかにあらかじめ設定されています。このような高いスイッチング周波数を採用したことにより、LM2735 は小型表面実装のコンデンサとインダクタで動作し、その結果最小の基板面積の DC/DC コンバータを実現できます。LM2735 は補償回路を内蔵しているため、使用方法は簡単であり、ほとんど外付け部品を必要としません。LM2735 は出力電圧のレギュレーションに電流モード制御を採用しています。以下に述べる LM2735 の動作説明では、単純化したブロック図 (Figure 1)、概略回路図 (Figure 2)、および対応する波形 (Figure 3) を参照します。LM2735 は、一定の周波数でデューティ・サイクルを変化させて内蔵 NMOS 制御スイッチをスイッチングして、レギュレートされた出力電圧を外部に供給します。スイッチング・サイクルは内部発振器が生成するリセット・パルスの立ち下がりエッジで始まります。このパルスが Low になると出力制御論理が内蔵 NMOS 制御スイッチをオンにします。オンの間、SW ピン電圧 (V_{SW}) は、ほぼ GND にまで低下し、またインダクタ電流 (I_L) は線形に増加します。 I_L は、スイッチ電流に比例した出力を発生する電流センス・アンプによって計測されます。センス信号にはレギュレータの補償ランプ信号が重畳され、帰還電圧と V_{REF} 電圧の差に比例したエラー・アンプ出力と比較されます。PWM コンバータ出力が High になると、次のスイッチング・サイクルが始まるまで出力スイッチはオフになります。スイッチがオフの期間、インダクタ電流はダイオード D_1 を介して放電し、このため SW ピンは、出力電圧にダイオードの順方向電圧 (V_D) を加えた値に強制されます。レギュレータ・ループはデューティ・サイクル (D) を調整して一定の出力電圧を維持します。

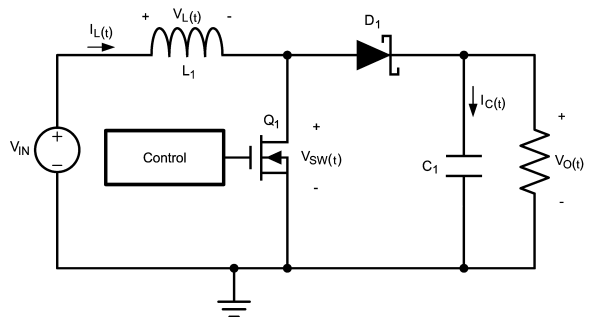


FIGURE 2. Simplified Schematic

アプリケーション情報 (つづき)

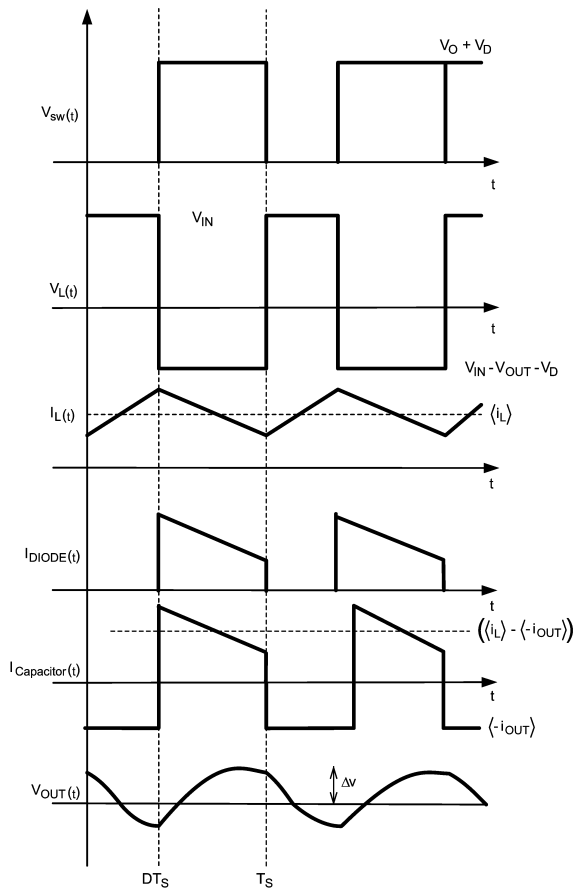


FIGURE 3. Typical Waveforms

電流制限

LM2735はサイクルごとに電流を制限しチップ内部のNMOSスイッチを保護します。この電流制限は、出力が短絡された場合に過剰電流にならないよう出力を保護する機能はないことに注意が必要です。入力電源はインダクタとダイオードの直列接続を介して出力につながっています。したがって出力が短絡すれば、過剰電流によってインダクタとダイオードの双方が損傷するおそれがあります。

設計ガイドライン

イネーブル・ピン / シャットダウン・モード

LM2735 はシャットダウン・モードを備えており、イネーブル・ピン (EN) で制御します。EN ピンを論理 Low にするとデバイスはシャットダウン・モードに移行し、待機時電流は代表値で 80nA まで下がります。ただし、スイッチの漏れ電流として、さらに電源入力から 1 μ A が加わります。イネーブル・ピンの電圧は $V_{IN} + 0.3V$ を超えてはなりません。

サーマル・シャットダウン

IC 接合部温度が 160 を超えるとサーマル・シャットダウンによって出力スイッチはオフにされ、全体の消費電力が制限されます。サーマル・シャットダウンが発生したあとは、接合部温度がおおよそ 150 に下がるまで、出力スイッチはオンになりません。

ソフトスタート

ソフトスタートとは、スタートアップ時に V_{OUT} を制御したレートで上昇させる機能です。ソフトスタート時には、エラー・アンプの基準電圧が公称値 1.255V までおよそ 4.0ms かけて徐々に上昇します。これによって、レギュレータの出力も線形性がよく制御されたレートで立ち上がるため、突入電流が低減されます。

インダクタの選択

デューティ・サイクル (D) の概算値は出力電圧 (V_O) と入力電圧 (V_{IN}) の比から簡単に求められます。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(\frac{1}{1-D} \right) = \frac{1}{D}$$

したがって、

$$D = \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT}}$$

より正確なデューティ・サイクルを求めるには、ダイオード (D1) の順方向電圧降下、内部 NMOS スwitch の電圧降下、インダクタ抵抗 (R_{DCR}) の電圧降下、ならびにスイッチング損失を加味した計算を行う必要があります (詳細な説明は「効率および接合部温度の計算」を参照してください。) 変換比を計算する、より厳密な式は次のようになります。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{\eta}{D}$$

は LM2735 アプリケーションの効率です。

インダクタ値によって入力リップル電流が決まります。インダクタンスを小さくすればインダクタのサイズは小さくなりますが、入力リップル電流は増加します。インダクタンスを大きくすると入力リップル電流は減少します。

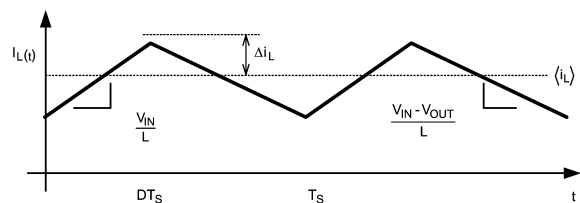


FIGURE 4. Inductor Current

$$\frac{2\Delta i_L}{DT_S} = \left(\frac{V_{IN}}{L} \right)$$

$$\Delta i_L = \left(\frac{V_{IN}}{2L} \right) \times DT_S$$

設計の指針として、最大負荷の 10% ~ 30% のリップルとなるインダクタ値を選定するとよいでしょう。前述の式から、インダクタ値を求めます。

$$L = \left(\frac{V_{IN}}{2 \times \Delta i_L} \right) \times DT_S$$

設計ガイドライン (つづき)

各項の詳細は次のとおりです。 $1/T_S = F_{SW}$ = スイッチング周波数
このとき電流限界仕様の最小値 (2.1A) を超えないことを保証しなければなりません。そのためインダクタのピーク電流を求める必要があります。インダクタのピーク電流 (I_{Lpk}) は次のように求められます。

$$I_{Lpk} = I_{IN} + I_L$$

または

$$I_{Lpk} = I_{OUT}/D' + I_L$$

インダクタの選定時には、飽和せずにピーク電流を流せることを確認してください。インダクタが飽和すると、インダクタンス値が突然低下するだけでなく、レギュレータの適切な動作を妨げます。内部電流制限の速度には限界があるため、インダクタのピーク電流は所要の最大入力電流に対するピーク値のみを規定する必要があります。例えば、設計上の最大入力電流が 1.5A でピーク電流が 1.75A の場合、インダクタの飽和電流上限は 1.75A を超える仕様としなければなりません。スイッチ電流制限の代表値である 3A でインダクタの飽和電流またはピーク電流を規定する必要はありません。

LM2735 の動作周波数では、コア損失を最小限に抑えるためにフェライト系のインダクタを推奨します。フェライトを使ったインダクタは多岐にわたるため選定の際には多少の制約があります。最後に、直列抵抗 (DCR) が小さいインダクタほど高い動作効率が得られます。推奨インダクタに関しては回路例を参照してください。

入力コンデンサ

入力コンデンサはスイッチング過渡時に V_{IN} の過度な低下を防ぐために必要です。入力コンデンサの選定にあたって考慮すべき主な仕様は、容量、電圧、RMS 電流定格、そして ESL (等価直列インダクタンス) です。推奨入力容量は、アプリケーションによりますが $10\mu\text{F} \sim 44\mu\text{F}$ です。コンデンサのメーカーは入力電圧定格を明記しています。推奨デレーティングが存在しないか、また動作時の入力電圧条件と温度条件で容量に大きな変化がないか、必ず確認してください。入力コンデンサの ESL は、通常、電流経路の実効断面積で決まります。コンデンサによっては ESL が大きすぎて、LM2735 の動作周波数でのインピーダンス (2 fL) が安定動作に必要な値より大きくなってしまいます。以上から面実装コンデンサの使用を強く推奨します。ESL が非常に小さい多層セラミック・コンデンサ (MLCC) を入出力両方のコンデンサとして推奨します。MLCC の場合は X7R か X5R 特性の誘電体を推奨します。動作条件における定格容量の変動については、コンデンサ・メーカーが提供しているデータシートを参照してください。

出力コンデンサ

LM2735 の動作周波数では、過渡応答を犠牲にせずに、セラミック出力コンデンサを使用できます。セラミック・コンデンサを採用すると、大きなインダクタ・リップルを許容しても出力リップルが大幅に増えることはありません。出力コンデンサは必要とする出力リップル量と過渡応答にもとづいて選択します。負荷変動が発生した場合、最初の電流は主に出力コンデンサが供給します。したがって最大電圧変動は出力インピーダンスによって決まります。コンバータの出力リップルは、コンデンサのリアクタンスと等価直列抵抗 (ESR) の関数です。

$$\Delta V_{OUT} = \Delta I_L \times R_{ESR} + \left(\frac{V_{OUT} \times D}{2 \times F_{SW} \times R_{LOAD} \times C_{OUT}} \right)$$

MLCC を使用する場合、ESR は通常きわめて小さいため、容量性のリップルが支配的となる場合があります。この場合、出力リップルはスイッチング動作から 90 位相がずれた、ほぼ正弦波になります。

適切な品質の MLCC を入手でき、かつ、LM2735 を使った設計で期待する出力電圧が得られるのであれば、その他の種類のコンデンサを検討する必要はありません。セラミック・コンデンサが持つ別のメリットは高周波ノイズをバイパスする能力です。スイッチング・エッジ・ノイズの一部はインダクタの寄生容量を介して出力に重畳します。このノイズをセラミック・コンデンサはバイパスしますがタンタル・コンデンサはバイパスしません。出力コンデンサはレギュレータ制御ループの安定性を握る 2 つの外付け部品のうちの 1 つです。そのため、ほとんどのアプリケーションは出力コンデンサに最低でも $4.7\mu\text{F}$ を必要とします。多層セラミック・コンデンサは、入力コンデンサと同様に、X7R 品または X5R 品を推奨します。繰り返しますが、設計上の動作電圧と温度条件における実効容量を確認してください。

出力電圧の設定

出力電圧は次の式を用いて設定します。ここで R_1 は FB ピンとグラウンド間、 R_2 は V_{OUT} ピンと FB ピン間に接続された抵抗です。

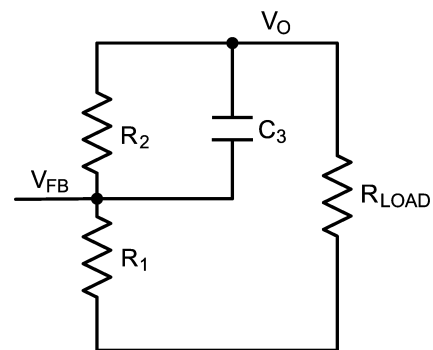


FIGURE 5. Setting Vout

R_1 の推奨値は 10k です。

$$R_2 = \left(\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1 \right) \times R_1$$

位相補償

LM2735 は、一定周波数のピーク電流モード制御を行います。この制御モードを使用することにより、外部位相補償を容易に、かつアプリケーションごとに最適化して行えます。複雑な数学的な解析によって、LM2735 の内部および外部位相補償について詳細に説明することもできますが、簡単のため単純な式とグラフによる解法を用います。次に示すのは、5V の入力から 12V を出力する LM2735 の利得と位相のプロットです。ボード線図には外部補償を行わない場合のループの総利得と位相を示しております。

設計ガイドライン (つづき)

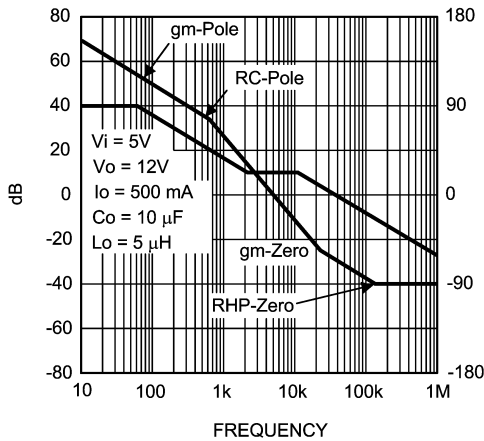


FIGURE 6. LM2735 Without External Compensation

この図からクロスオーバー周波数に問題はないものの、0dBにおける位相余裕が非常に小さい(22°)ことがわかります。クロスオーバー周波数のすぐ上にゼロ点を置けば、位相余裕を最小値の45°にまで上げることができます。次の図は、同じアプリケーションで8kHzにゼロ点を加えたものです。

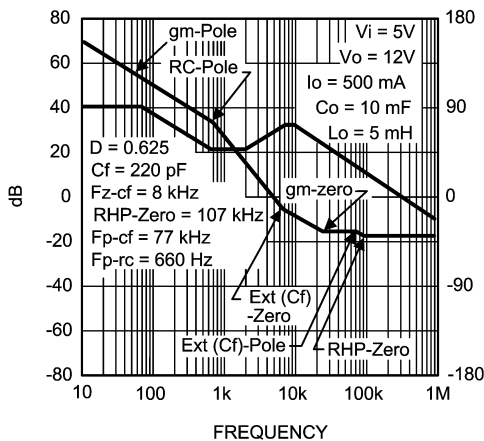


FIGURE 7. LM2735 With External Compensation

補償素子の値を求める最も簡単な方法は次のとおりです。
次の式によって出力電圧を設定します。

$$R_2 = \left(\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1 \right) \times R_1$$

R1は下側の抵抗、R2は出力電圧に接続された抵抗です。次にC3の値を計算します。内部補償回路は、5kHz ~ 10kHzにゼロ点を置くと、あらゆる入力および出力電圧の組み合わせに対して、コンバータが位相余裕を十分に保ったまま良好な過渡応答特性を示すように設計されています。

$$F_{ZERO-CF} = \frac{1}{2\pi(R_2 \times C_f)} = 5 \text{ kHz} \rightarrow 10 \text{ kHz}$$

通常、出力電圧が低ければゼロ点は10kHz付近に、高ければ5kHz付近にします。常に、実際のアプリケーションについて利得 / 位相プロットを作成してみることを推奨します。実際に動作するアプリケーションの例、および関連する素子の値は、「代表的なアプリケーション」を参照してください。

内部の gm アンプによる原点のポールは次のとおりです。

$$F_{P-ORIGIN}$$

出力負荷およびコンデンサによるポールは次のとおりです。

$$F_{P-RC} = \frac{1}{2\pi(R_{LOAD}C_{OUT})}$$

この式では、完全な電流モード制御に対するポール周波数しか求められません。すなわち、安定性を得るために内部で意図的に生成し電流信号に重畳したランプについては考慮していません。ランプを重畳すると、CMC動作から電圧モード制御(VMC)に近づきます。その結果、出力負荷および出力コンデンサによるポールが実際には計算より若干高い位置に現れます。この例の場合、計算値は650Hzですが、実際には約1kHzになります。

コンデンサ C3 および抵抗 R2 によって形成されるゼロは、次式で計算できます。

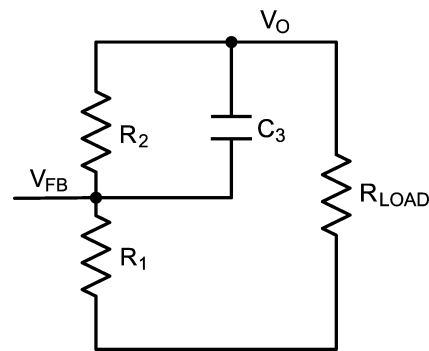


FIGURE 8. Setting External Pole-Zero

$$F_{ZERO-CF} = \frac{1}{2\pi(R_2 \times C_3)}$$

この式で計算されるゼロには、ポールが伴います。

$$F_{POLE-CF} = \frac{1}{2\pi((R_1 \parallel R_2) \times C_3)}$$

その周波数は、常にゼロ周波数より高くなります。

すべての昇圧型コンバータには、本質的に右半平面ゼロ (RHPZ) があります。右半平面ゼロについては、利得が20dB/デケードで増加するのに対し位相は45°デケードで減少することに注意が必要です。ほとんどのアプリケーションにおいて RHPZ についてはさほど懸念する必要はありません。このゼロが現れる周波数がクロスオーバー周波数よりずっと高いため、ループの安定性にはほとんど影響を与えないためです。RHPZ について注意が必要なのは、インダクタの値が大きく、出力電流が大きい場合です。

設計ガイドライン (つづき)

$$RHP_{ZERO} = \frac{(D)^2 R_{Load}}{2\pi \times L}$$

LM2735 の内部、外付け素子、PCB による寄生成分による多数のポールやゼロが発生します。しかしながら、これらの周波数はクロスオーバー周波数より著しく高いため、ここでは簡単にするため説明を割愛します。

基板レイアウトの考慮事項

クリーンでレギュレートされた出力を得るにはレイアウト設計時にいくつかの事項を考慮しなければなりません。昇圧型コンバータのレイアウトを行う場合に最も重要となる検討事項は、コンデンサ C_{OUT} と LM2735 の PGND ピンを近接して GND に接続することです。これらの GND 端は互いに近接させ、また、2 個以上のスルーホールを介してグラウンド・プレーンに接続してください。スイッチング・ノード下の分割パターン (アイランド・パターン) を除いて、2 層基板の下側の層には連続したグラウンド面がなければなりません。FB ピンはハイ・インピーダンス・ノードであることから、ノイズの重畳を防ぎ不適切なレギュレーションを生じさせないように、FB の配線は短くしなければなりません。帰還抵抗は IC のできるだけ近くに配置し、また $R1$ の AGND 端は IC の GND (LLP の場合ピン 5) のできるだけ近くに配置してください。 $R2$ への V_{OUT} 配線は、インダクタやその他のスイッチング配線から離してルーティングしてください。 V_{IN} 、SW、 V_{OUT} 配線には大きな AC 電流が流れるため、できるだけ短く、かつ、幅を広くしてください。ただし配線幅を広くすると放射ノイズが増えるため、両者のトレードオフを考慮して設計する必要があります。シールド付きインダクタを使用すれば放射ノイズを抑えられます。残りの部品も IC のできるだけ近くに配置してください。詳細はアプリケーション・ノート AN-1229、および 4 層レイアウトの例として LM2735 の評価ボードを参照してください。

以下に熱的、電気的 PCB 設計の良い実例を示します。この設計は、LM2735 の評価ボードと非常によく似ています。評価ボードはナショナルのウェブ・サイトから入手できます。評価ボードは一般的な入出力電圧アプリケーションの 2 層 PCB から構成されています。配線の大半は基板表面にあり、裏面は大きなグラウンド・プレーンになっています。外付け素子の配置は、電気的な考慮事項を満たしており、サーマル・ピアと基板表面の「ドッグボーン」によって熱性能を向上しています。

適切な PCB レイアウト例

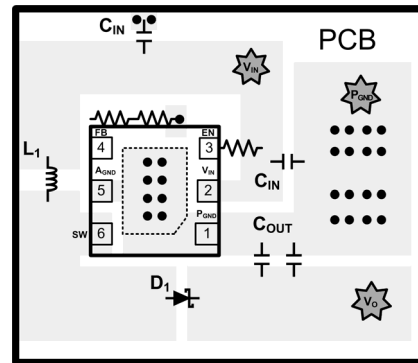


FIGURE 9. Boost PCB Layout Guidelines

熱設計

熱性能の設計においては、多くの変数を考慮する必要があります。

周囲温度：周囲温度の最大値は比較的説明が容易です。温度が上昇すると、接合部温度も上がります。ただし、線形に増加するとは限りません。周囲温度が上昇すると半導体、ワイヤ、配線パターンの抵抗が増加します。これによってアプリケーションの効率が落ち、電力のより多くが熱に変換されるため、シリコンの接合部温度がさらに上昇します。

強制空冷：強制空冷によってデバイスの接合部温度は著しく低下します。空気の流れによって設計で生じるホットスポットを減らすことができます。温度の低い静止状態の空気より、温度が若干高くても流れのある空気の方が熱性能向上に大きな効果があります。

外付け素子：効率のよい素子を選定することにより、デバイス間の相互的な加熱を低減できます。

熱性能を考慮した PCB 設計

PCB 設計は、熱設計手順の中でも特に重要なステップです。LM2735には3つのパッケージ・オプションがあります(5ピン SOT23、8ピン eMSOP、6ピン LLP)。これらのオプションは電気的には同じですが、パッケージにサイズと熱性能上の違いがあります。LLP および eMSOP にはパッケージ裏面に放熱用のダイ・アタッチ・パッド(DAP)が設けられており、SOT23 パッケージは先多くの熱を放熱できます。アプリケーションに適したパッケージを選択することが重要です。本データシートには、詳細な熱設計の手順が記載されています。この手順により、適切なパッケージの選定方法がわかります。また、一般的なアプリケーションについての分析も行っています。

PCB レイアウト設計において、熱的に重要な考慮事項と、電気的に適切な特性を得るための考慮事項が矛盾する点が 1 つあります。この矛盾は熱を発する外付け素子の配置です。最も大きな発熱源は外付けのショットキ・ダイオードです。LM2735 とショットキ・ダイオードを距離的に離すことができれば、相互加熱効果が低減されて熱的に良好な設計になります。しかしながら、この設計は電気的性能に問題を生じます。LM2735、出力コンデンサ、ショットキ・ダイオードを互いに物理的に近接させることが重要です。(「基板レイアウトの考慮事項」を参照してください。)電気的な設計の考慮事項の方が、熱的な考慮事項より先重要です。熱性能に影響を与えるその他の要素には、サーマル・ピア、銅箔の重量、基板の層数などがあります。

定義

熱エネルギーは、高温の領域から低温の領域に、次の3つの基本的なメカニズムによって移動します。すなわち、放射、伝導、対流です。

放射：温度が異なる質量間の、電磁的な熱の移動です。

伝導：固体の媒体を通した熱の移動です。

対流：流体の媒体、通常は空気を通した熱の移動です。

大半のアプリケーションでは、おもに伝導と対流が熱移動のメカニズムとして支配的です。

R_{JA} : シリコンの接合部から周囲の空気温度への熱インピーダンス。

R_{JC} : シリコンの接合部からデバイスのパッケージ温度への熱インピーダンス。

C_{JC} : シリコンの接合部からデバイスのパッケージ温度への熱遅延。

C_{CA} : デバイスのパッケージから周囲の空気温度への熱遅延。

R_{JA} と R_{JC} : これら2つの記号は熱インピーダンスを表し、ほとんどのデータシートにこれら2つの記号に対応する値が記載されています。測定単位は $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ です。

R_{JA} は、より細かい熱インピーダンスの合計です。(後述の単純化された熱モデルを参照してください。) コンデンサは電力およびこれに伴う熱によって、ある媒体の温度が定常状態から変化してから、この変化が他の媒体に伝わりその温度が変化して定まるまでの遅延を表しています。

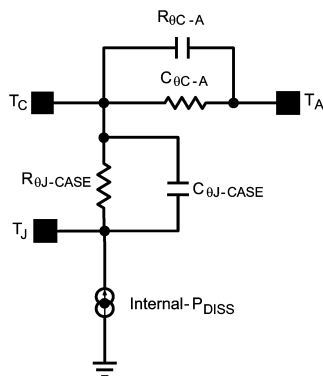


FIGURE 10. Simplified Thermal Impedance Model

これらの記号に対する値はデータシートに記載されているため、パッケージ間の熱性能を比較することができます。パッケージ間の比較を行うには、他の変数はすべて一定に保つ必要があります。(PCBのサイズ、銅箔の重量、サーマル・ビア、消費電力、 V_{IN} 、 V_{OUT} 、負荷電流など。)このような比較によってパッケージ性能は明らかになるものの、使用するアプリケーションにおける実際の接合部温度を計算するためにこれらの値を使用するのは誤りです。

$$R_{\theta JA} = \frac{T_J - T_A}{P_{\text{Dissipation}}}$$

この式に含まれる変数の計算の詳細と、比較的精度のよい接合温度を適切に求める方法については後述します。ここでは、接合温度の計算プロセスを定義し、よくある誤解について明らかにしておく必要があります。

R_{JA} [可変要素]:

- 入力電圧、出力電圧、出力電流、 R_{DSon} 。
- 周囲温度と空気の流れ。
- 内部および外付け素子の消費電力。
- パッケージの熱的境界。
- PCBの可変要素(銅箔の重量、サーマル・ビア、各層、素子配置)。

R_{JC} の値を計算する場合、パッケージ上面の温度が正確な値であると見なすのは誤りです。 R_{JC} の値は、パッケージの上面だけでなく6面すべての熱インピーダンスを表しています。本書では、 R_{JC} と呼ばれる熱インピーダンスを使用します。

R_{JC} は、パッケージの上面の温度にのみ関連する熱インピーダンスを表しています。これによって、パッケージ上面に接続した熱センサによって得られる温度から接合部温度を計算できます。

LM2735 の熱モデル

熱は LM2735 および他のデバイスから発生します。チップ外部の損失には、ショットキ・ダイオード、インダクタ、負荷などによるもの

があります。これらの損失によって PCB 上でデバイスが相互に加熱し合い、デバイスの温度が上昇します。

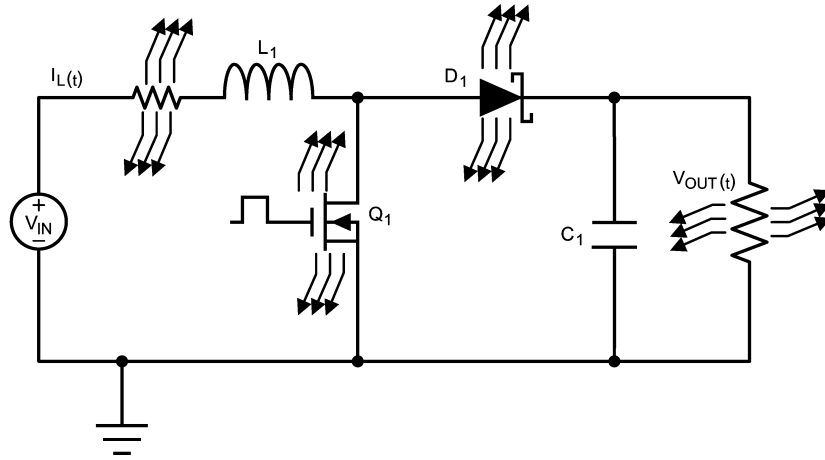


FIGURE 11. Thermal Schematic

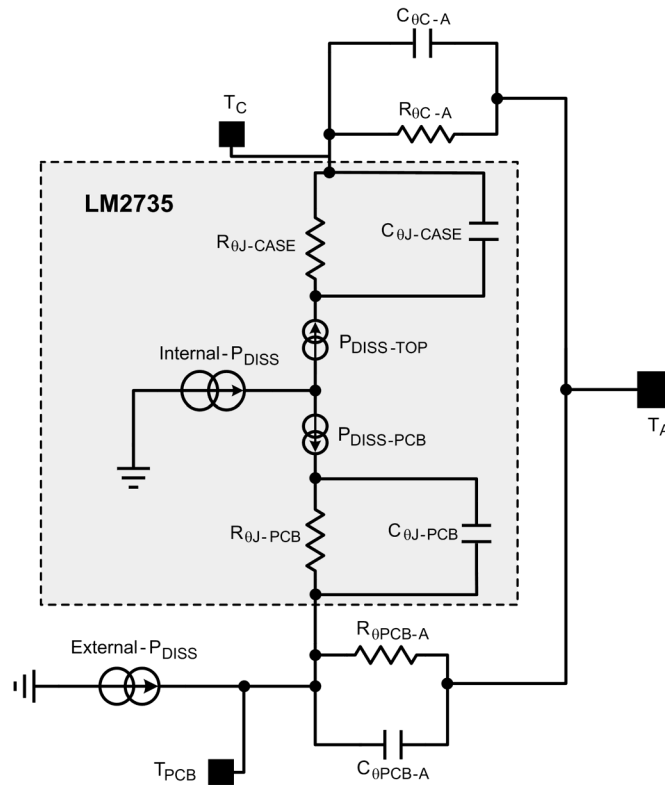


FIGURE 12. Associated Thermal Model

効率および接合部温度の計算

LM2735 DC/DC コンバータの総合効率 () は、以下に述べる方法で計算できます。

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}}$$

or

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{OUT} + P_{LOSS}}$$

電力損失 (P_{LOSS}) は、コンバータによる 2 種類の損失、スイッチング損失と導通損失の合計になります。通常、導通損失は出力負荷が大きい場合に支配的になります。スイッチング損失は比較的一定であるため出力負荷が小さいときにその影響が大きくなります。

LM2735 デバイスにおける損失は、次のとおりです。

$$P_{LOSS} = P_{COND} + P_{SW} + P_Q$$

導通損失の項を含めた昇圧コンバータの変換比は、次のように表されます。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{D'} \left(1 - \frac{D' \times V_D}{V_{IN}} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{R_{DCR} + (D \times R_{DSON})}{D'^2 R_{OUT}}} \right)$$

この式から、導通損失をゼロにすると、変換比が次のように簡単化できるのがわかります。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{D'}$$

また、次の式も成り立ちます。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{\eta}{D'}$$

したがって、は次のように表せます。

$$\eta = D' \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(\frac{1 - \frac{D' \times V_D}{V_{IN}}}{1 + \frac{R_{DCR} + (D \times R_{DSON})}{D'^2 R_{OUT}}} \right)$$

以下に、最も大きな電力損失を求める計算法を示します。他の損失は合計しても 2% 未満であり、説明を割愛します。

導通損失を考慮した簡単な効率計算を示します。

$$\eta \approx \left(\frac{1 - \frac{D' \times V_D}{V_{IN}}}{1 + \frac{R_{DCR} + (D \times R_{DSON})}{D'^2 R_{OUT}}} \right)$$

この計算には、ダイオード、NMOS スイッチ、インダクタの DCR 損失が含まれます。損失項のいずれかをゼロに設定すると式を簡単化できます。

V_D は肖トキ・ダイオードの順方向電圧降下です。この値は、メーカーのデータシートの「電気的特性」の項に記載されています。

ダイオードの導通損失は、次式で計算できます。

$$P_{DIODE} = V_D \times I_O$$

デューティ・サイクルによっては、この項が回路内の電力損失の唯一の支配的な項となる場合もあります。順方向電圧降下が小さいダイオードを選択する必要があるということです。ダイオード選定で、もう 1 つ考慮すべきパラメータは逆方向漏れ電流です。周囲温度およびダイオードにかかる逆方向電圧によっては、期間 D に出力から NMOS スイッチに流れ込む電流が大きくなり、LM2735 内部の損失が増大してアプリケーション全体の効率が落ちる可能性があります。逆方向漏れ電流の仕様については肖トキ・ダイオード・メーカーのデータシートを、ダイオードの選定については本データシートに記載された代表的アプリケーションを参照してください。

もう 1 つの主要な外部電力損失として、入力インダクタにおける導通損失があります。インダクタ内の電力損失は、次のように簡単化できます。

$$P_{IND} = I_{IN}^2 R_{DCR}$$

$$P_{IND} = \left(\frac{I_O^2 R_{DCR}}{D'} \right)$$

LM2735 の導通損失は主に内部の NFET によるものです。

$$P_{COND-NFET} = I_{SW-rms}^2 \times R_{DSON} \times D$$

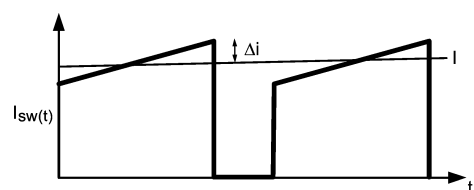


FIGURE 13. LM2735 Switch Current

$$I_{sw-rms} = I_{IND} \sqrt{D} \times \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta i}{I_{IND}} \right)^2} \approx I_{IND} \sqrt{D}$$

$$P_{IND} = I_{IN}^2 \times R_{IND-DCR}$$

(リップルが小さい場合の近似)

$$P_{COND-NFET} = I_{IN}^2 \times R_{DSON} \times D$$

$$P_{COND-NFET} = \left(\frac{I_O}{D'} \right)^2 \times R_{DSON} \times D$$

効率および接合部温度の計算 (つづき)

$R_{\text{DS(on)}}$ の値は、解析する接合部温度における抵抗値とします。例えば、125、 $V_{\text{IN}} = 5\text{V}$ における $R_{\text{DS(on)}}$ は 250mΩ です。(値は代表値のグラフを参照してください。)

スイッチング損失も内部の NMOS スイッチによって発生します。これは、スイッチのオン、オフ遷移時に電圧と電流が同時に存在するために発生する損失です。

この損失を求める最も簡単な方法は、スイッチ・ノードのスイッチングの立ち上がり、立ち下がり時間 (10% から 90%) を実験的に求める方法です。

$$P_{\text{SWR}} = 1/2(V_{\text{OUT}} \times I_{\text{IN}} \times F_{\text{SW}} \times T_{\text{RISE}})$$

$$P_{\text{SWF}} = 1/2(V_{\text{OUT}} \times I_{\text{IN}} \times F_{\text{SW}} \times T_{\text{FALL}})$$

$$P_{\text{SW}} = P_{\text{SWR}} + P_{\text{SWF}}$$

スイッチング・ノードの立ち上がり、立ち下がり時間の代表値

V_{IN}	V_{OUT}	T_{RISE}	T_{FALL}
3V	5V	6ns	4ns
5V	12V	6ns	5ns
3V	12V	7ns	5ns
5V	18V	7ns	5ns

待機時電力損失

I_{Q} は待機時動作電流であり、通常は約 4mA です。

$$P_{\text{Q}} = I_{\text{Q}} \times V_{\text{IN}}$$

効率計算の例

TABLE 1. Operating Conditions

V_{IN}	5V
V_{OUT}	12V
I_{OUT}	500mA
V_{D}	0.4V
F_{SW}	1.60MHz
I_{Q}	4mA
T_{RISE}	6ns
T_{FALL}	5ns
$R_{\text{DS(on)}}$	250mΩ
R_{DCR}	50mΩ
D	0.64
I_{IN}	1.4A

$$P_{\text{COND}} + P_{\text{SW}} + P_{\text{DIODE}} + P_{\text{IND}} + P_{\text{Q}} = P_{\text{LOSS}}$$

待機時電力損失

$$P_{\text{Q}} = I_{\text{Q}} \times V_{\text{IN}} = 20\text{mW}$$

スイッチング電力損失

$$P_{\text{SWR}} = 1/2(V_{\text{OUT}} \times I_{\text{IN}} \times F_{\text{SW}} \times T_{\text{RISE}} \quad 6\text{ns}) \quad 80\text{mW}$$

$$P_{\text{SWF}} = 1/2(V_{\text{OUT}} \times I_{\text{IN}} \times F_{\text{SW}} \times T_{\text{FALL}} \quad 5\text{ns}) \quad 70\text{mW}$$

$$P_{\text{SW}} = P_{\text{SWR}} + P_{\text{SWF}} = 150\text{mW}$$

内部 NFET 電力損失

$$R_{\text{DS(on)}} = 250\text{m}\Omega$$

$$P_{\text{CONDUCTION}} = I_{\text{IN}}^2 \times D \times R_{\text{DS(on)}} = 305\text{mW}$$

ダイオード損失

$$V_{\text{D}} = 0.45\text{V}$$

$$P_{\text{DIODE}} = V_{\text{D}} \times I_{\text{IN}}(1 - D) = 236\text{mW}$$

インダクタ電力損失

$$R_{\text{DCR}} = 75\text{m}\Omega$$

$$P_{\text{IND}} = I_{\text{IN}}^2 \times R_{\text{DCR}} = 145\text{mW}$$

以上より、総電力損失は次のとおりです。

TABLE 2. Power Loss Tabulation

V_{IN}	5V		
V_{OUT}	12V		
I_{OUT}	500mA	POUT	6W
V_{D}	0.4V	PDIODE	236mW
F_{SW}	1.6MHz		
T_{RISE}	6ns	PSWR	80mW
T_{FALL}	5ns	PSWF	70mW
I_{Q}	4mA	PQ	20mW
$R_{\text{DS(on)}}$	250mΩ	PCOND	305mW
R_{DCR}	75mΩ	PIND	145mW
D	0.623		
η	86%	PLOSS	856mW

$$P_{\text{INTERNAL}} = P_{\text{COND}} + P_{\text{SW}} = 475\text{mW}$$

R_{JA} と R_{JC} の計算

$$R_{\theta\text{JA}} = \frac{T_{\text{J}} - T_{\text{A}}}{P_{\text{Dissipation}}}$$

and

$$R_{\psi\text{JC}} = \frac{T_{\text{J}} - T_{\text{CASE}}}{P_{\text{Dissipation}}}$$

チップ内部の消費電力は計算できました。目標は接合部温度を 125 以下に保つことです。次のステップでは R_{JA} または R_{JC} (あるいは両方) の値を計算します。実際には、この計算は容易に答えが得られるもので、熱性能的にマージンが少ないと思われる場合や、いずれのパッケージ・オプションを選択すればよいかを決定する際に必要になります。

LM2735 にはサーマル・シャットダウン・コンパレータが内蔵されています。シリコンの温度が 160 に達すると、デバイスは温度が 150 に下がるまでシャットダウンされます。この動作を前提に、特定のアプリケーションに対する R_{JA} または R_{JC} を計算します。接合部からパッケージ表面までの熱インピーダンスは、接合部から周囲大気までの熱インピーダンスより先圧倒的に小さいため、計算の誤差は R_{JA} の方が R_{JC} より先小さくなります。ただし、 R_{JC} の値を得るには LM2735 パッケージの上面に小型の熱電対を取り付ける必要があります。

デバイスがシャットダウンするときの温度が既知であるため、4 つの変数のうち 3 つの値がわかります。熱インピーダンスを計算すれば、接合部温度を 125 に設定して逆算することにより、シリコンの温度を 125 より先低く保つために許される周囲大気温度の最大値が求められます。

R_{JA}とR_{JC}の計算(つづき)

計算手順

アプリケーションを熱チャンバ内に置きます。適切な熱インピーダンスの値を得るには、デバイスに十分な電力を消費させる必要があります。

デバイスがサーマル・シャットダウンになるまで、周囲温度を上昇させます。その時の周囲温度と LM2735 パッケージ上面の温度(または、そのいずれか)を記録します。熱インピーダンスを計算します。

前記の計算例より:

P_{diss} = 475mW

シャットダウン時の T_a = 139

シャットダウン時の T_c = 155

$$R_{\theta JA} = \frac{T_J - T_A}{P_{Dissipation}} : R_{\Psi JC} = \frac{T_J - T_{Case-Top}}{P_{Dissipation}}$$

R_{JA} LLP = 55 /W

R_{JC} LLP = 21 /W

LLP および eMOSF の代表的なアプリケーションの R_{JA} は 50 /W ~ 65 /W の値になります。一方、R_{JC} の値は 18 /W ~ 28 /W の間で変化します。これらは、0.5 オンス銅箔の 2 層および 4 層 PCB を使用し、DAP 下の裏面グラウンド・プレーンに 4 ~ 6 個のサーマル・ビアを設けた場合の値です。

5 ピン SOT23 の代表的なアプリケーションの R_{JA} は 80 /W ~ 110 /W の値になります。一方、R_{JC} の値は 50 /W ~ 65 /W の間で変化します。これらは、0.5 オンス銅箔の 2 層および 4 層 PCB を使用し、GND ピンから裏面グラウンド・プレーンに 2 ~ 4 個のサーマル・ビアを設けた場合の値です。

最大周囲温度 75 の場合の、一般的なサーマル・インピーダンスに対して、次のような経験則があります。消費電力の設計が、LM2735 内部で 400mW を超える場合、またはアプリケーション全体で 750mW を超える場合は、6 ピン LLP または 8 ピン eMOSF パッケージを推奨します。

Note: 以上の手順を実行する場合、正しい熱インピーダンスの値を得るには、デバイス内で十分な電力を消費させることが重要です。チップ内部の消費電力値が極端に小さいと、計算で得られる熱インピーダンスが異常に大きくなり誤った結果に導かれます。次の図は、チップ内部の消費電力対 R_{JA} の非線形的な関係を示したものです。

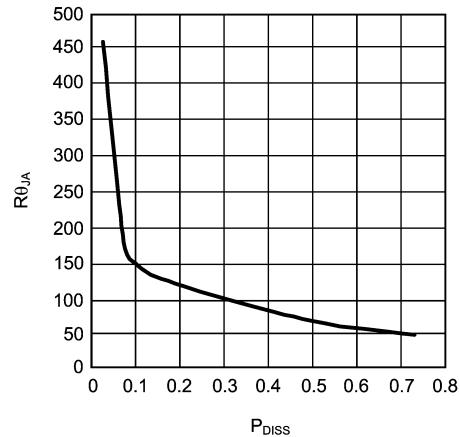


FIGURE 14. R_{JA} vs Internal Dissipation for the LLP-6 and eMOSF-8 Package

SEPIC コンバータ

LM2735 は簡単に SEPIC コンバータに組み替えることができます。SEPIC コンバータには入力電圧が大きいか、または小さい出力電圧の両方をレギュレートできます。同じような機能は他のコンバータ(CUK およびバック・ブースト型)にもありますが、通常、生成される出力電圧は入力電圧と極性が反転します。このトポロジーは単一セルのリチウム・イオン電池からの入力電圧が 3V ~ 4.5V の範囲で変化し、出力電圧はこれらの電圧範囲内のある値になるリチウム・イオン電池のアプリケーションには最適です。LM2735 昇圧型コンバータに対する解析のほとんどが、LM2735 SEPIC コンバータにも当てはまります。

SEPIC 設計ガイドライン:

損失項を含まない SEPIC 変換比:

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{D}{D'}$$

したがって、

$$D = \frac{V_O}{V_O + V_{IN}}$$

リップルが小さい場合の近似:

適切な設計の SEPIC コンバータの場合、出力電圧および入力電圧のリップル、インダクタのリップルは DC 電圧の大きさに比べて小さくなります。したがって、これらの素子について DC の値を前提とした近似を行っても問題ありません。定常状態解析の主目的は定常状態のデューティ・サイクル、すべての素子に対する電圧および電流ストレス、およびすべての素子に対する適正な値を決定することです。

定常状態のコンバータでは、1 周期が経過すればインダクタのボルト・秒の正味値はゼロになります。また、1 周期にコンデンサに流れ込む電荷は、コンデンサから流れ出る電荷と等しくなります。

したがって、

SEPIC コンバータ (つぎ)

$$I_{L2} = \left(\frac{D}{D'}\right) \times I_{L1}$$

and

$$I_{L1} = \left(\frac{D}{D'}\right) \times \left(\frac{V_O}{R}\right)$$

I_{L2} の式に I_{L1} を代入して、

$$I_{L2} = \frac{V_O}{R}$$

$L2$ の平均インダクタ電流は平均出力負荷になります。

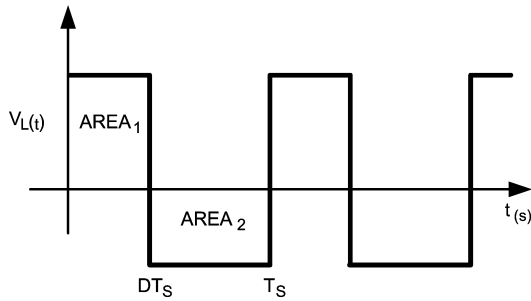


FIGURE 15. Inductor Volt-Sec Balance Waveform

$C1$ の電荷バランスを適用して、

$$V_{C1} = \frac{D'(V_O)}{D}$$

いずれのインダクタにも DC 電圧は印加されておらず、コンデンサ $C6$ の 1 端が $L1$ を介して V_{in} に、他端が $L2$ を介してグラウンドに接続されているため、次の式が成り立ちます。

$$V_{C1} = V_{IN}$$

したがって、

$$V_{IN} = \frac{D'(V_O)}{D}$$

これによって、元の変換比の式を検証できます。

期間 D における内部のスイッチング電流が、 I_{L1} と I_{L2} に等しいことに注目する必要があります。ピーク・スイッチング電流の保証値 (2.1A) を超えないようにコンバータを設計してください。

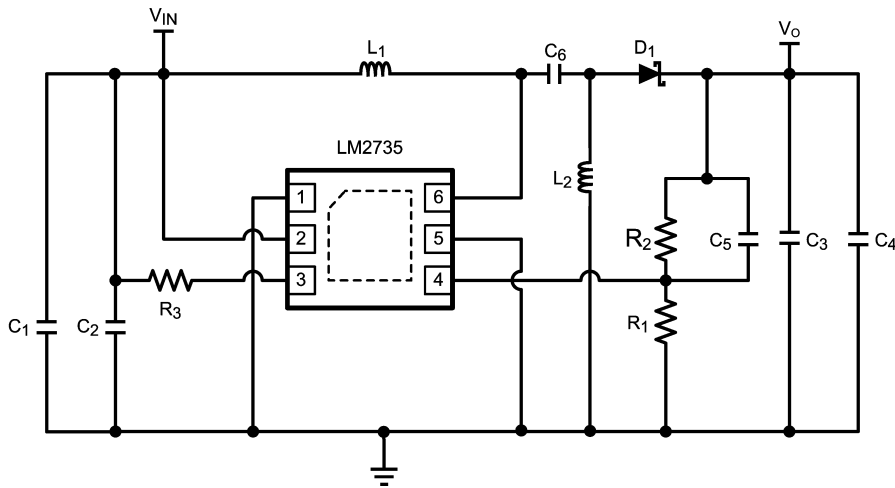
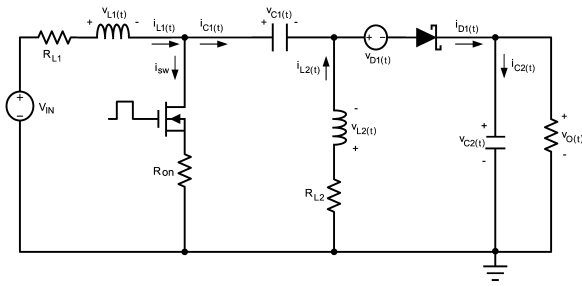


FIGURE 16. SEPIC CONVERTER Schematic

損失項を含む定常状態解析



インダクタのボルト・秒およびコンデンサの電荷のバランスから、以下の式が得られます。

$$I_{L2} = \left(\frac{V_O}{R} \right)$$

and

$$I_{L1} = \left(\frac{V_O}{R} \right) \times \left(\frac{D}{D'} \right)$$

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \left(\frac{D}{D'} \right) \left(\frac{1}{\left(1 + \frac{V_D}{V_O} + \frac{R_{L2}}{R} \right) + \left(\frac{D}{D'} \right)^2 \left(\frac{R_{ON}}{R} \right) + \left(\frac{D^2}{D'^2} \right) \left(\frac{R_{L1}}{R} \right)} \right)$$

したがって、

$$\eta = \left(\frac{1}{\left(1 + \frac{V_D}{V_O} + \frac{R_{L2}}{R} \right) + \left(\frac{D}{D'} \right)^2 \left(\frac{R_{ON}}{R} \right) + \left(\frac{D^2}{D'^2} \right) \left(\frac{R_{L1}}{R} \right)} \right)$$

デューティ・サイクル (D) 以外の値はすべて知ることができることがわかります。D を得るには 2 次方程式を解く必要があります。精度が落ちるものの、効率を仮定してデューティ・サイクルを計算する方法もあります。

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \left(\frac{D}{1-D} \right) \times \eta$$

$$D = \left(\frac{V_O}{(V_{IN} \times \eta) + V_O} \right)$$

V _{in}	2.7V	V _{in}	3.3V	V _{in}	5V
V _o	3.1V	V _o	3.1V	V _o	3.1V
I _{lin}	770 mA	I _{lin}	600 mA	I _{lin}	375 mA
I _{lo}	500 mA	I _{lo}	500 mA	I _{lo}	500 mA
η	75%	η	80%	η	83%

Efficiencies for Typical SEPIC Application

SEPIC コンバータの PCB レイアウト

LM2735 昇圧型コンバータのレイアウト・ガイドラインは、SEPIC コンバータにも適用できます。以下に SEPIC コンバータの適切な PCB レイアウトを示します。

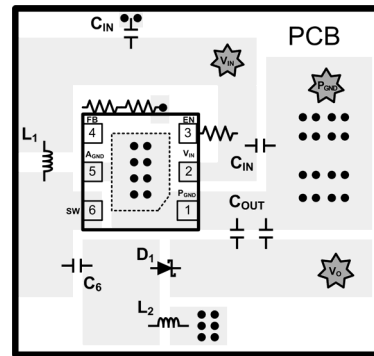


FIGURE 17. SEPIC PCB Layout

LLP パッケージ

6ピン LLP に封止された LM2735:

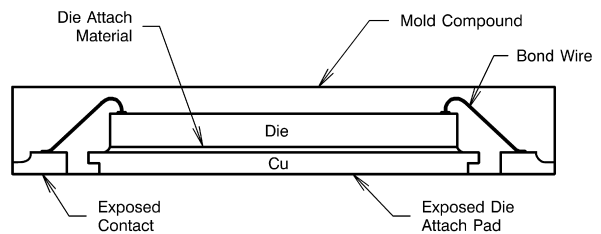


FIGURE 18. Internal LLP Connection

一部の電力アプリケーションの場合、PCB のランドを「ドッグボーン」に変更する場合があります (Figure 19 参照)。グラウンド・プレーンの面積を大きくし、サーマル・ヒートを増やすことによりアプリケーションの R_{JA} を低減できます。

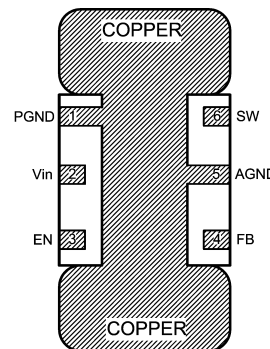
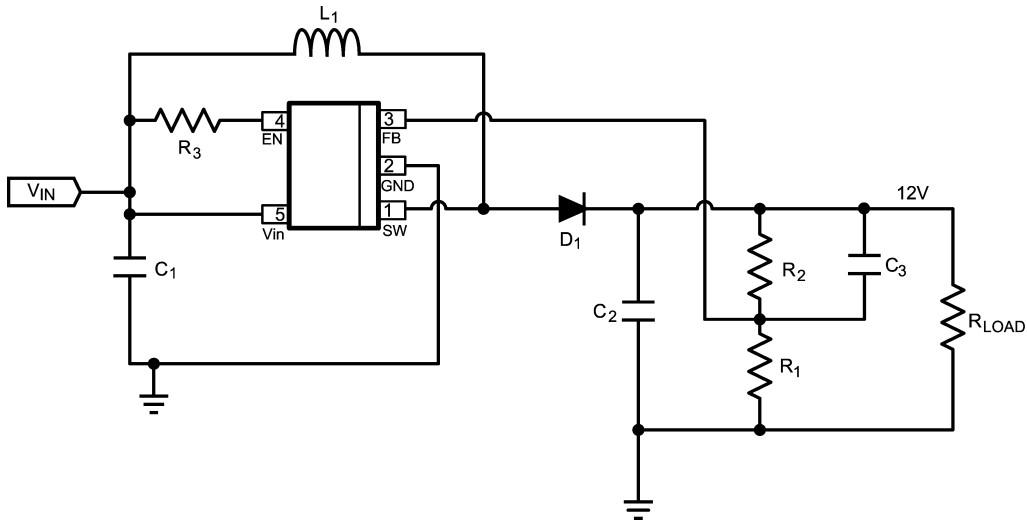


FIGURE 19. PCB Dog Bone Layout

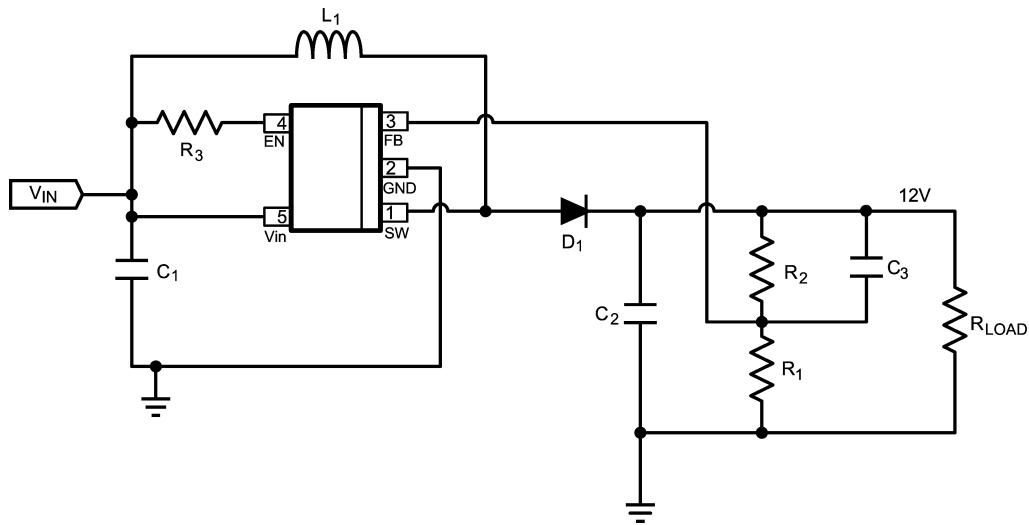
設計例 1 LM2735X SOT23-5



LM2735X (1.6MHz): $V_{in} = 5V$, $V_{out} = 12V @ 350mA$

Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
U1	2.1A Boost Regulator	NSC	LM2735XMF
C1, Input Cap	22 μ F, 6.3V, X5R	TDK	C2012X5R0J226M
C2 Output Cap	10 μ F, 25V, X5R	TDK	C3216X5R1E106M
C3 Comp Cap	330pF	TDK	C1608X5R1H331K
D1, Catch Diode	0.4V _f Schottky 1A, 20V _R	ST	STPS120M
L1	15 μ H 1.5A	Coilcraft	MSS5131-153ML
R1	10.2k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031022F
R2	86.6k Ω , 1%	Vishay	CRCW06038662F
R3	100k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031003F

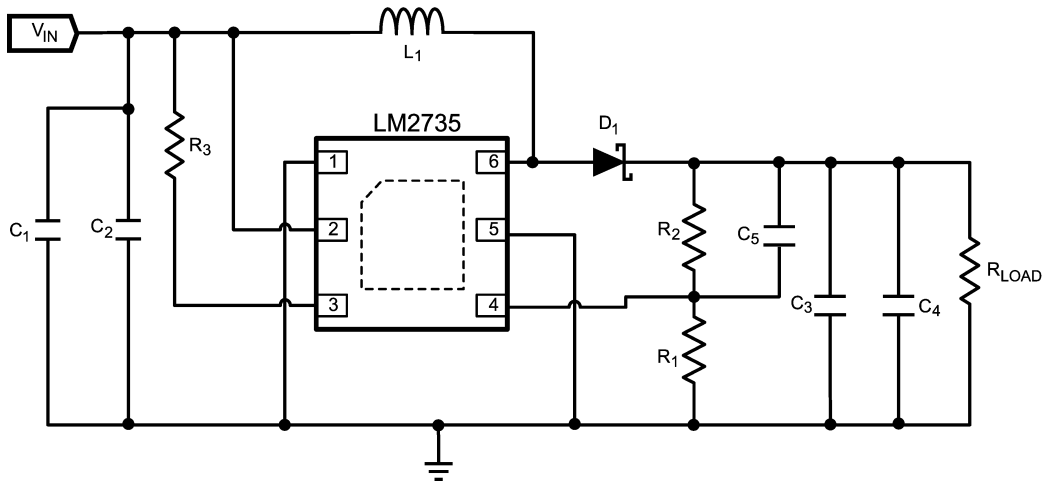
設計例 2 LM2735Y SOT23-5



LM2735Y (520kHz): $V_{in} = 5V$, $V_{out} = 12V @ 350mA$

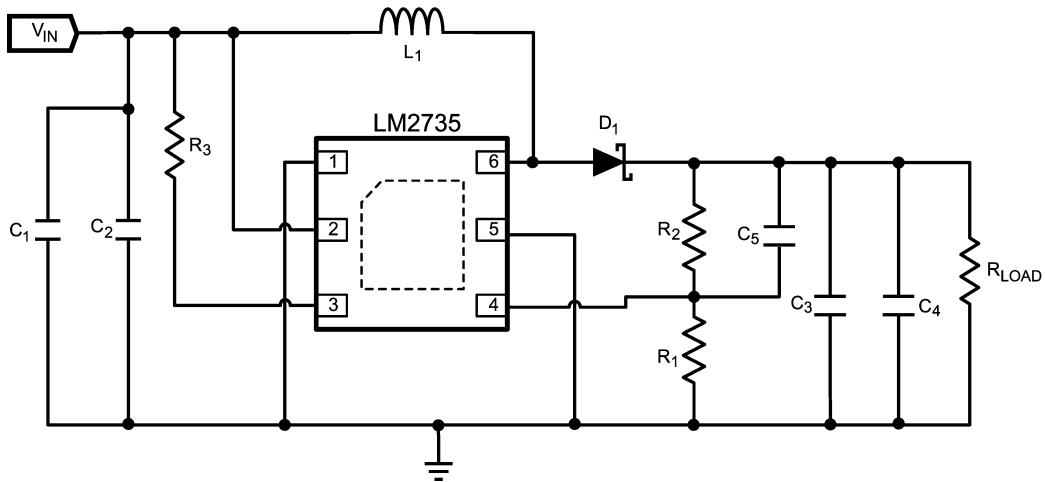
Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
U1	2.1A Boost Regulator	NSC	LM2735YMF
C1, Input Cap	22 μ F, 6.3V, X5R	TDK	C2012X5R0J226M
C2 Output Cap	10 μ F, 25V, X5R	TDK	C3216X5R1E106M
C3 Comp Cap	330pF	TDK	C1608X5R1H331K
D1, Catch Diode	0.4V _f Schottky 1A, 20V _R	ST	STPS120M
L1	33 μ H 1.5A	Coilcraft	DS3316P-333ML
R1	10.2k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031022F
R2	86.6k Ω , 1%	Vishay	CRCW06038662F
R3	100k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031003F

設計例 3 LM2735X LLP-6

LM2735X (1.6MHz): $V_{in} = 3.3V$, $V_{out} = 12V @ 350mA$

Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
U1	2.1A Boost Regulator	NSC	LM2735XSD
C1 Input Cap	22 μ F, 6.3V, X5R	TDK	C2012X5R0J226M
C2 Input Cap	No Load		
C3 Output Cap	10 μ F, 25V, X5R	TDK	C3216X5R1E106M
C4 Output Cap	No Load		
C5 Comp Cap	330pF	TDK	C1608X5R1H331K
D1, Catch Diode	0.4V _f Schottky 1A, 20V _R	ST	STPS120M
L1	6.8 μ H 2A	Coilcraft	DO1813H-682ML
R1	10.2k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031022F
R2	86.6k Ω , 1%	Vishay	CRCW06038662F
R3	100k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031003F

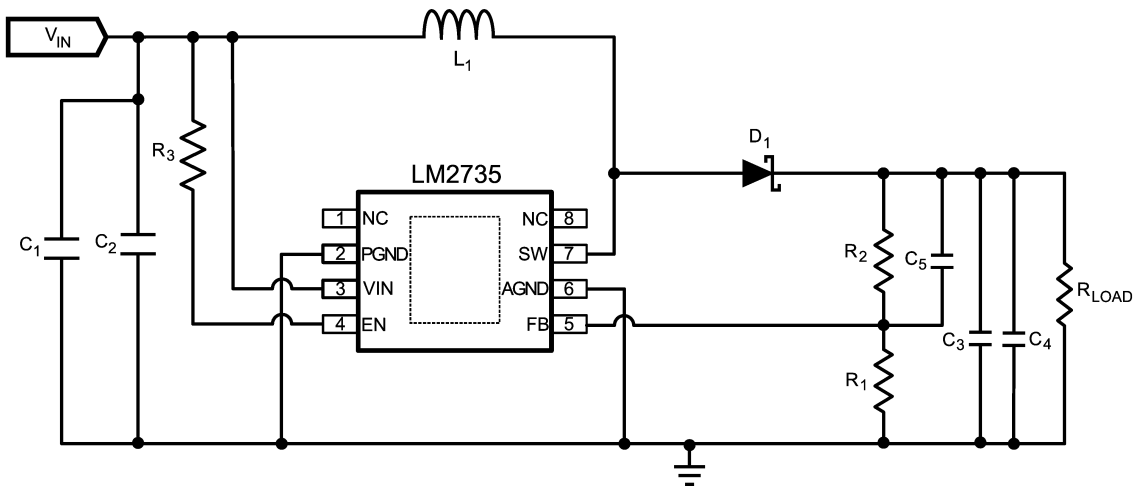
設計例 4 LM2735Y LLP-6



LM2735Y (520kHz): $V_{in} = 3.3V$, $V_{out} = 12V @ 350mA$

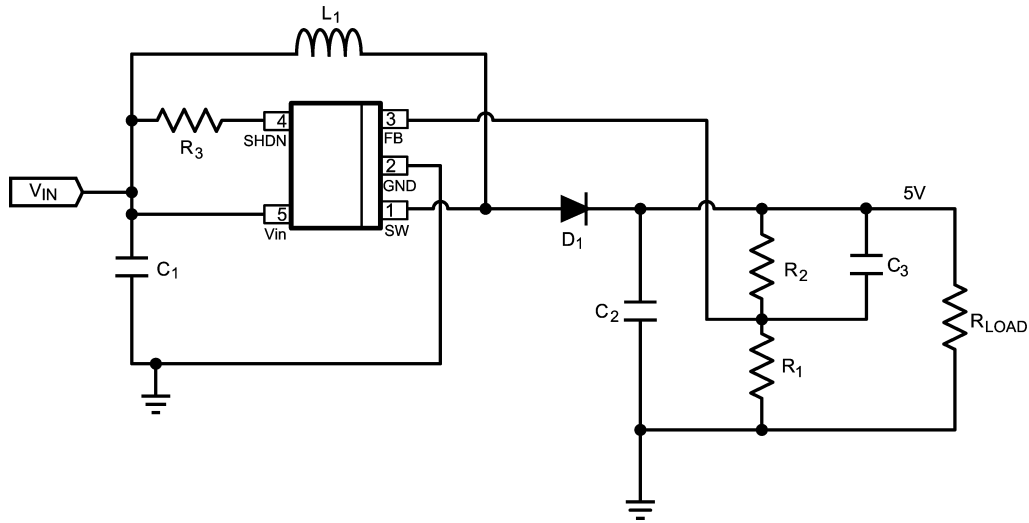
Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
U1	2.1A Boost Regulator	NSC	LM2735YSD
C1 Input Cap	22 μ F, 6.3V, X5R	TDK	C2012X5R0J226M
C2 Input Cap	No Load		
C3 Output Cap	10 μ F, 25V, X5R	TDK	C3216X5R1E106M
C4 Output Cap	No Load		
C5 Comp Cap	330pF	TDK	C1608X5R1H331K
D1, Catch Diode	0.4V _f Schottky 1A, 20V _R	ST	STPS120M
L1	15 μ H 2A	Coilcraft	MSS5131-153ML
R1	10.2k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031022F
R2	86.6k Ω , 1%	Vishay	CRCW06038662F
R3	100k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031003F

設計例 5 LM2735Y eMSOP-8

LM2735Y (520kHz): $V_{in} = 3.3V$, $V_{out} = 12V @ 350mA$

Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
U1	2.1A Boost Regulator	NSC	LM2735YMY
C1 Input Cap	22 μ F, 6.3V, X5R	TDK	C2012X5R0J226M
C2 Input Cap	No Load		
C3 Output Cap	10 μ F, 25V, X5R	TDK	C3216X5R1E106M
C4 Output Cap	No Load		
C5 Comp Cap	330pF	TDK	C1608X5R1H331K
D1, Catch Diode	0.4V _f Schottky 1A, 20V _R	ST	STPS120M
L1	15 μ H 1.5A	Coilcraft	MSS5131-153ML
R1	10.2k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031022F
R2	86.6k Ω , 1%	Vishay	CRCW06038662F
R3	100k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031003F

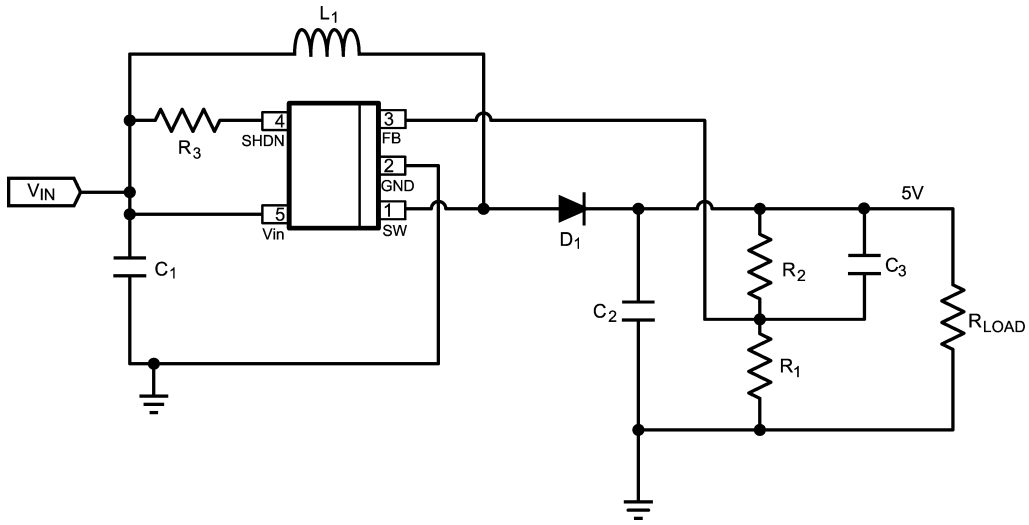
設計例 6 LM2735X SOT23-5



LM2735X (1.6MHz): $V_{in} = 3V$, $V_{out} = 5V @ 500mA$

Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
U1	2.1A Boost Regulator	NSC	LM2735XMF
C1, Input Cap	10 μ F, 6.3V, X5R	TDK	C2012X5R0J106K
C2, Output Cap	10 μ F, 6.3V, X5R	TDK	C2012X5R0J106K
C3 Comp Cap	1000pF	TDK	C1608X5R1H102K
D1, Catch Diode	0.4V _f Schottky 1A, 20V _R	ST	STPS120M
L1	10 μ H 1.2A	Coilcraft	DO1608C-103ML
R1	10.0k Ω , 1%	Vishay	CRCW08051002F
R2	30.1k Ω , 1%	Vishay	CRCW08053012F
R3	100k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031003F

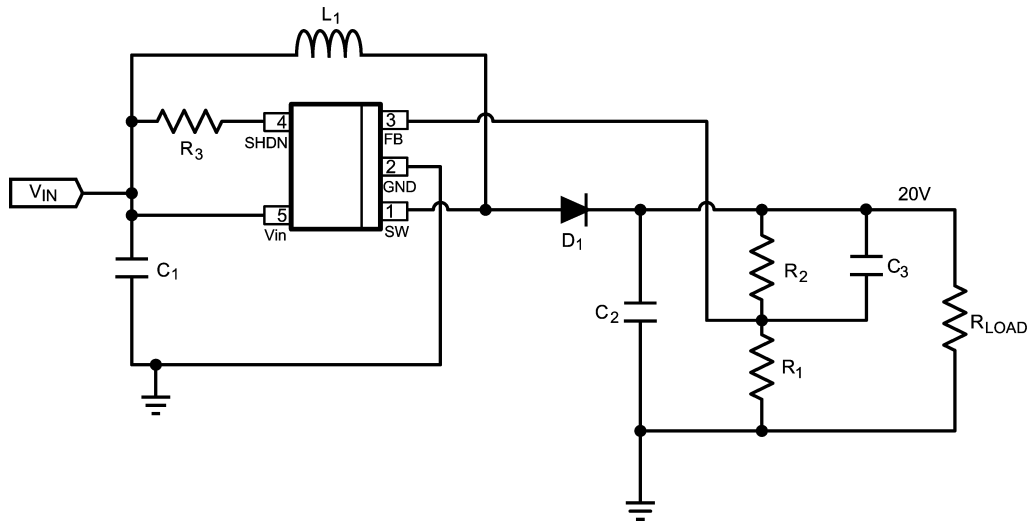
設計例 7 LM2735Y SOT23-5



LM2735Y (520kHz): Vin = 3V, Vout = 5V @ 750mA

Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
U1	2.1A Boost Regulator	NSC	LM2735YMF
C1 Input Cap	22 μ F, 6.3V, X5R	TDK	C2012X5R0J226M
C2 Output Cap	22 μ F, 6.3V, X5R	TDK	C2012X5R0J226M
C3 Comp Cap	1000pF	TDK	C1608X5R1H102K
D1, Catch Diode	0.4V _f Schottky 1A, 20V _R	ST	STPS120M
L1	22 μ H 1.2A	Coilcraft	MSS5131-223ML
R1	10.0k Ω , 1%	Vishay	CRCW08051002F
R2	30.1k Ω , 1%	Vishay	CRCW08053012F
R3	100k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031003F

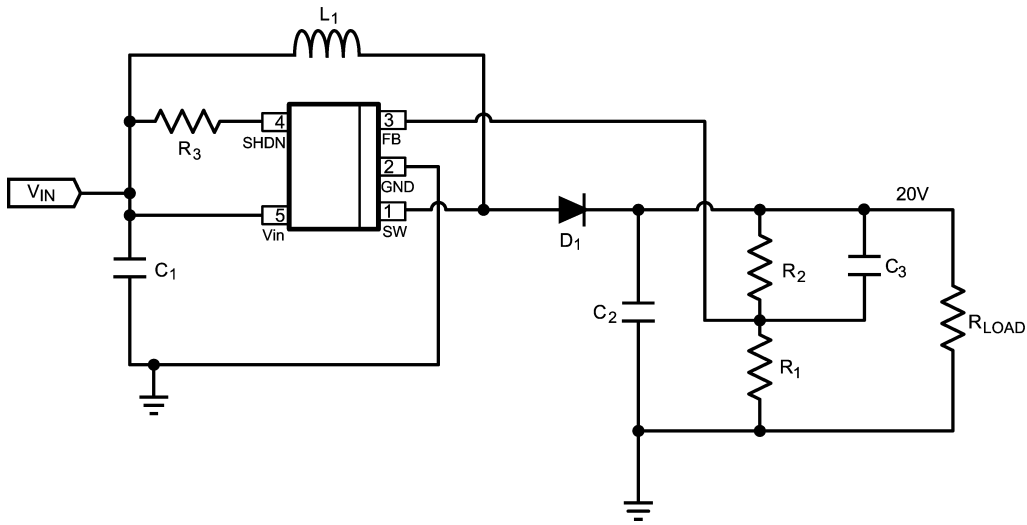
設計例 8 LM2735X SOT23-5



LM2735X (1.6MHz): $V_{in} = 3.3V$, $V_{out} = 20V @ 100mA$

Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
U1	2.1A Boost Regulator	NSC	LM2735XMF
C1, Input Cap	22 μ F, 6.3V, X5R	TDK	C2012X5R0J226M
C2, Output Cap	4.7 μ F, 25V, X5R	TDK	C3216X5R1E475K
C3 Comp Cap	470pF	TDK	C1608X5R1H471K
D1, Catch Diode	0.4V _f Schottky 500mA, 30V _R	Vishay	MBR0530
L1	10 μ H 1.2A	Coilcraft	DO1608C-103ML
R1	10.0k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031002F
R2	150k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031503F
R3	100k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031003F

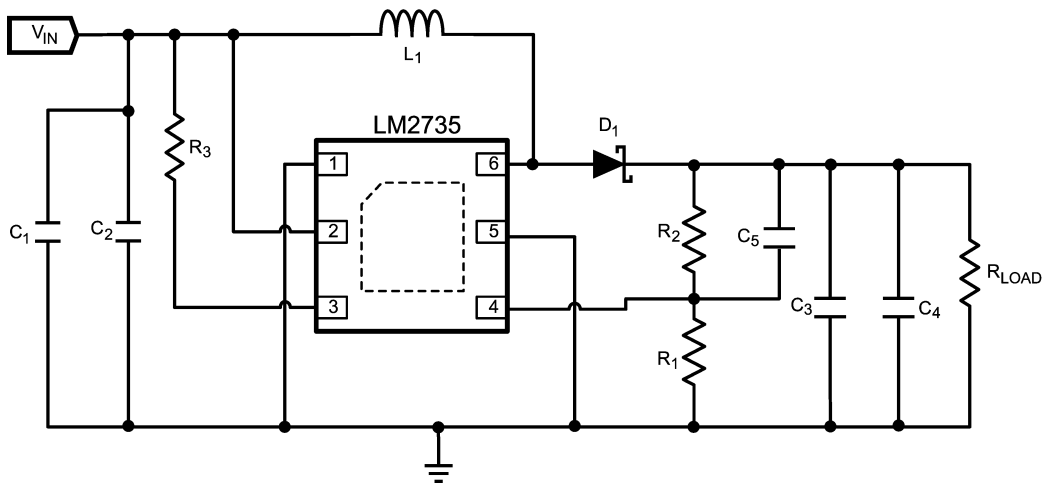
設計例 9 LM2735Y SOT23-5



LM2735Y (520kHz): $V_{in} = 3.3V$, $V_{out} = 20V @ 100mA$

Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
U1	2.1A Boost Regulator	NSC	LM2735YMF
C1 Input Cap	22 μ F, 6.3V, X5R	TDK	C2012X5R0J226M
C2 Output Cap	10 μ F, 25V, X5R	TDK	C3216X5R1E106M
C3 Comp Cap	470pF	TDK	C1608X5R1H471K
D1, Catch Diode	0.4V _f Schottky 500mA, 30V _R	Vishay	MBR0530
L1	33 μ H 1.5A	Coilcraft	DS3316P-333ML
R1	10.0k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031002F
R2	150.0k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031503F
R3	100k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031003F

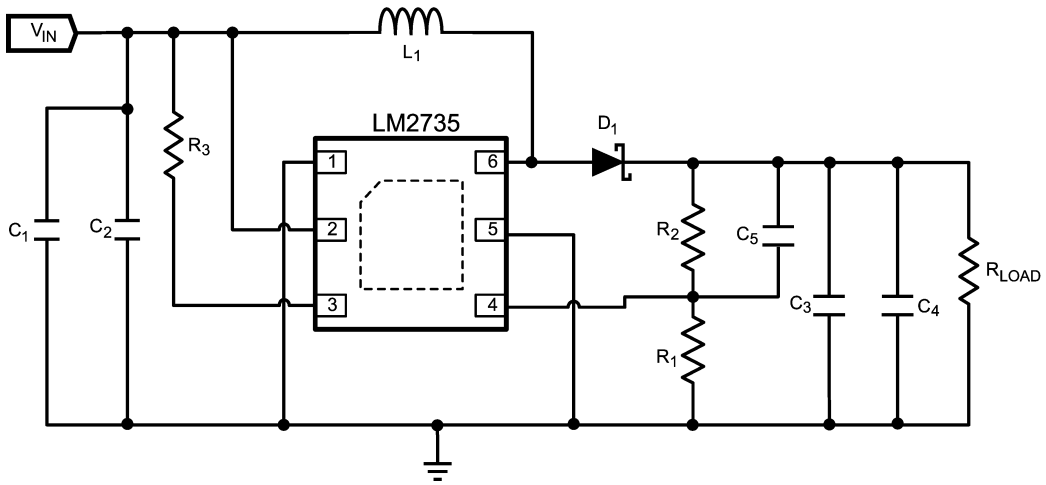
設計例 10 LM2735X LLP-6



LM2735X (1.6MHz): $V_{in} = 3.3V$, $V_{out} = 20V @ 150mA$

Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
U1	2.1A Boost Regulator	NSC	LM2735XSD
C1 Input Cap	22 μ F, 6.3V, X5R	TDK	C2012X5R0J226M
C2 Input Cap	22 μ F, 6.3V, X5R	TDK	C2012X5R0J226M
C3 Output Cap	10 μ F, 25V, X5R	TDK	C3216X5R1E106M
C4 Output Cap	No Load		
C5 Comp Cap	470pF	TDK	C1608X5R1H471K
D1, Catch Diode	0.4V _f Schottky 500mA, 30V _R	Vishay	MBR0530
L1	8.2 μ H 2A	Coilcraft	DO1813H-822ML
R1	10.0k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031002F
R2	150k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031503F
R3	100k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031003F

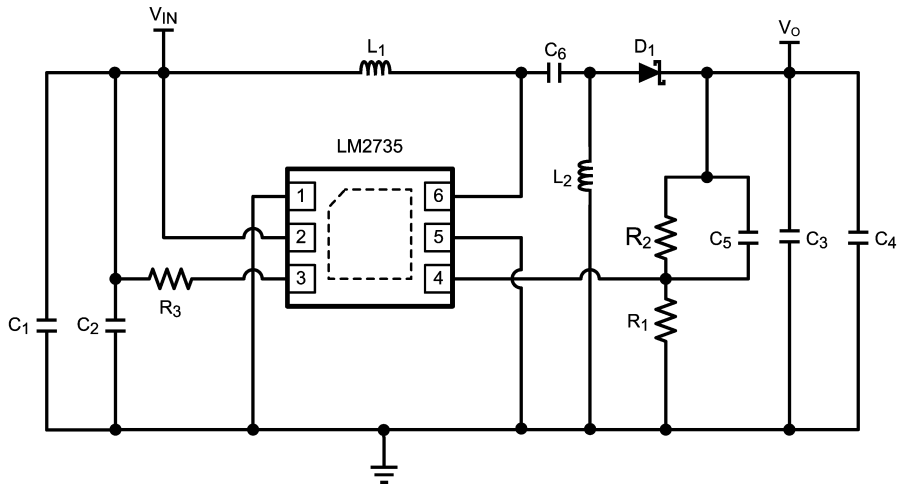
設計例 11 LM2735Y LLP-6



LM2735Y (520kHz): $V_{in} = 3.3V$, $V_{out} = 20V @ 150mA$

Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
U1	2.1A Boost Regulator	NSC	LM2735YSD
C1 Input Cap	10 μ F, 6.3V, X5R	TDK	C2012X5R0J106K
C2 Input Cap	10 μ F, 6.3V, X5R	TDK	C2012X5R0J106K
C3 Output Cap	10 μ F, 25V, X5R	TDK	C3216X5R1E106M
C4 Output Cap	No Load		
C5 Comp Cap	470pF	TDK	C1608X5R1H471K
D1, Catch Diode	0.4V _f Schottky 500mA, 30V _R	Vishay	MBR0530
L1	22 μ H 1.5A	Coilcraft	DS3316P-223ML
R1	10.0k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031002F
R2	150k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031503F
R3	100k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031003F

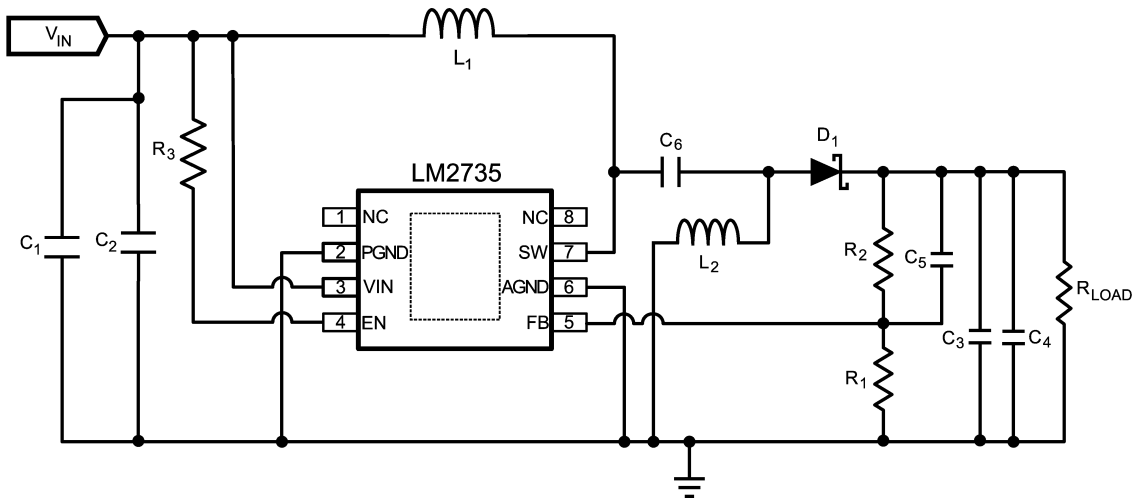
設計例 12 LM2735X LLP-6 SEPIC



LM2735X (1.6MHz): $V_{in} = 2.7V - 5V$, $V_{out} = 3.3V @ 500mA$

Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
U1	2.1A Boost Regulator	NSC	LM2735XSD
C1 Input Cap	22 μ F, 6.3V, X5R	TDK	C2012X5R0J226M
C2 Input Cap	No Load		
C3 Output Cap	10 μ F, 25V, X5R	TDK	C3216X5R1E106M
C4 Output Cap	No Load		
C5 Comp Cap	2200pF	TDK	C1608X5R1H222K
C6	2.2 μ F 16V	TDK	C2012X5R1C225K
D1, Catch Diode	0.4V _f Schottky 1A, 20V _R	ST	STPS120M
L1	6.8 μ H	Coilcraft	DO1608C-682ML
L2	6.8 μ H	Coilcraft	DO1608C-682ML
R1	10.2k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031002F
R2	16.5k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031652F
R3	100k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031003F

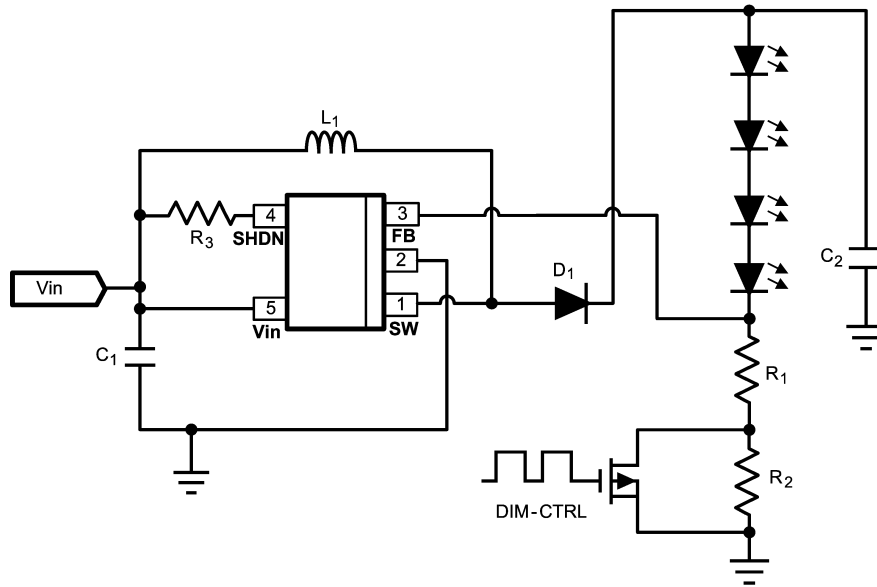
設計例 13 LM2735Y eMSOP-8 SEPIC



LM2735Y (520kHz): $V_{in} = 2.7V - 5V$, $V_{out} = 3.3V @ 500mA$

Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
U1	2.1A Boost Regulator	NSC	LM2735YMY
C1 Input Cap	22 μ F, 6.3V, X5R	TDK	C2012X5R0J226M
C2 Input Cap	No Load		
C3 Output Cap	10 μ F, 25V, X5R	TDK	C3216X5R1E106M
C4 Output Cap	No Load		
C5 Comp Cap	2200pF	TDK	C1608X5R1H222K
C6	2.2 μ F 16V	TDK	C2012X5R1C225K
D1, Catch Diode	0.4V _f Schottky 1A, 20V _R	ST	STPS120M
L1	15 μ H 1.5A	Coilcraft	MSS5131-153ML
L2	15 μ H 1.5A	Coilcraft	MSS5131-153ML
R1	10.2k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031002F
R2	16.5k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031652F
R3	100k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031003F

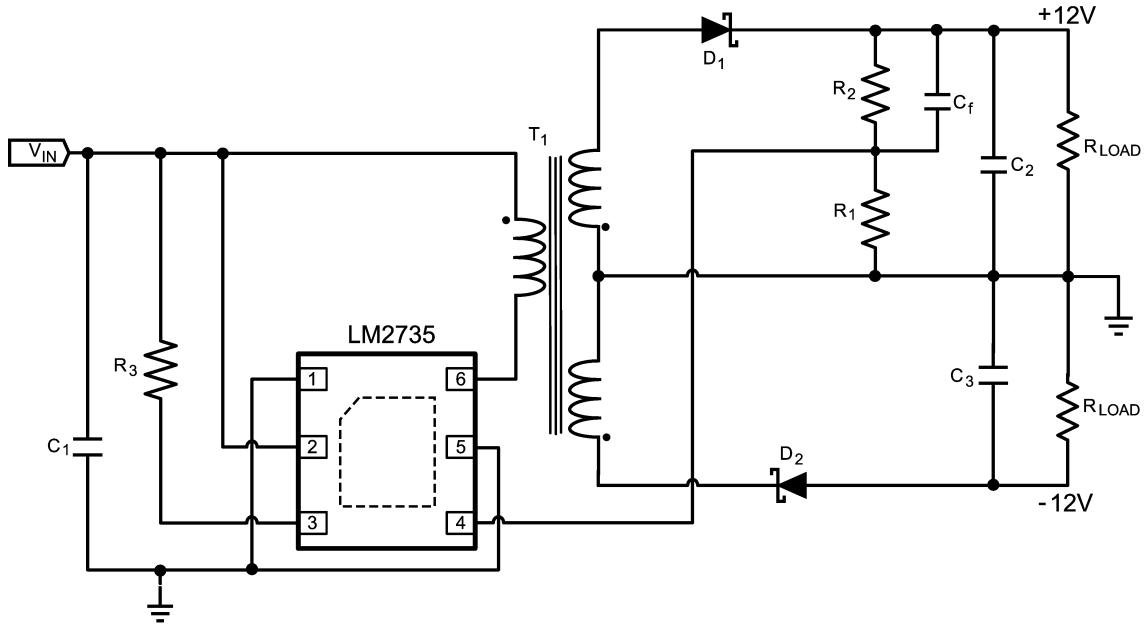
設計例 14 LM2735X SOT23-5 LED



LM2735X (1.6MHz): $V_{in} = 2.7V - 5V$, $V_{out} = 20V @ 80mA$

Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
U1	2.1A Boost Regulator	NSC	LM2735XMF
C1 Input Cap	22 μ F, 6.3V, X5R	TDK	C2012X5R0J226M
C2 Output Cap	4.7 μ F, 25V, X5R	TDK	C3216JB1E475K
D1, Catch Diode	0.4V _f Schottky 500mA, 30V _R	Vishay	MBR0530
L1	15 μ H 1.5A	Coilcraft	MSS5131-153ML
R1	25.5 Ω , 1%	Vishay	CRCW080525R5F
R2	100 Ω , 1%	Vishay	CRCW08051000F
R3	100k Ω , 1%	Vishay	CRCW06031003F

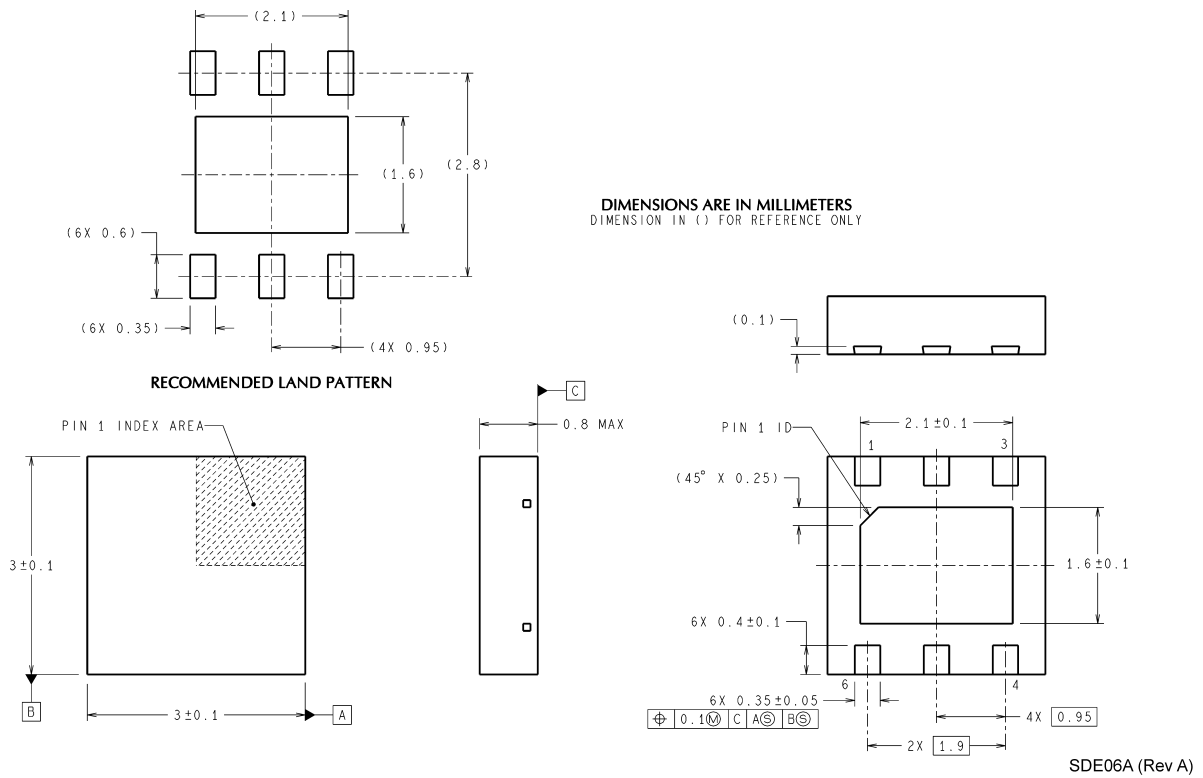
設計例 15 LM2735Y LLP-6 フライバック



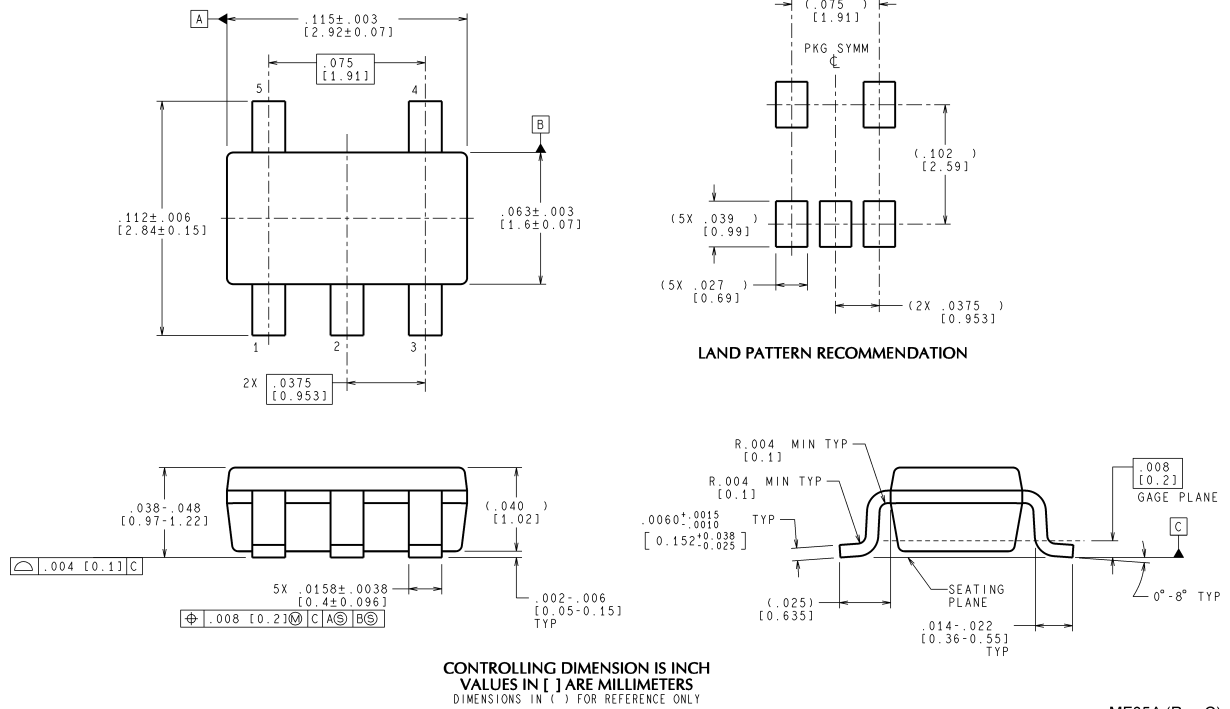
LM2735Y (520kHz): Vin = 5V, Vout = ± 12V 150mA

Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
U1	2.1A Boost Regulator	NSC	LM2735YSD
C1 Input Cap	22μF, 6.3V, X5R	TDK	C2012X5R0J226M
C2 Output Cap	10μF, 25V, X5R	TDK	C3216X5R1E106M
C3 Output Cap	10μF, 25V, X5R	TDK	C3216X5R1E106M
Cf Comp Cap	330pF	TDK	C1608X5R1H331K
D1, D2 Catch Diode	0.4V _f Schottky 500mA, 30V _R	Vishay	MBR0530
T1			
R1	10.0kΩ, 1%	Vishay	CRCW06031002F
R2	86.6kΩ, 1%	Vishay	CRCW06038662F
R3	100kΩ, 1%	Vishay	CRCW06031003F

外形寸法図 特記のない限り inches (millimeters)

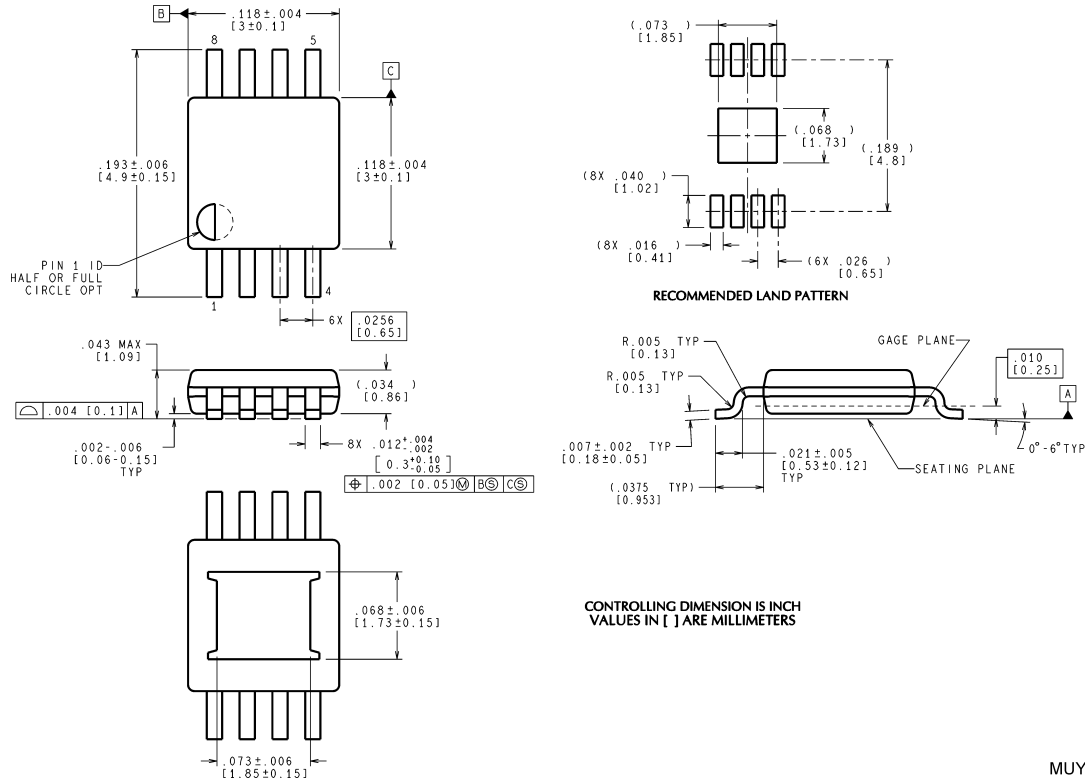


6-Lead LLP Package
NS Package Number SDE06A
単位は millimeters



5-Lead SOT23-5 Package
NS Package Number MF05A

外形寸法図 特記のない限り inches (millimeters) (つづき)



8-Lead eMSOP Package
NS Package Number MUY08A

MUY08A (Rev A)

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/