

ピーク電流制限が プログラム可能な マイクロパワー DC/DCコンバータ

特長

- ピーク・スイッチ電流の精密制御
- 消費電流：
 - アクティブ・モード時33 μ A
 - シャットダウン・モード時3 μ A
- シャットダウン時にもアクティブなバッテリー電圧低下検知器
- 低 V_{CESAT} のスイッチ：300mV @500mA
- 8ピンMSOPおよびSOパッケージで供給
- 最小1.5Vの V_{IN} で動作
- ロジック・レベルのシャットダウン・ピン

アプリケーション

- バッテリー・バックアップ
- LCDバイアス
- 低消費電力 - 48Vから5V/3.3Vのコンバータ

概要

LT[®]1316はマイクロパワー昇圧DC/DCコンバータで、最小1.5Vの入力電圧で動作します。プログラム可能な入力電流制限機能により、ピーク・スイッチ電流を精密に制御できます。ピーク・スイッチ電流は、1本の抵抗を調整することで、30mA～500mAの任意の値に設定できます。この機能はリチウム・コイン電池や電話線など、高いソース・インピーダンス入力で動作するDC/DCコンバータに特に有用です。

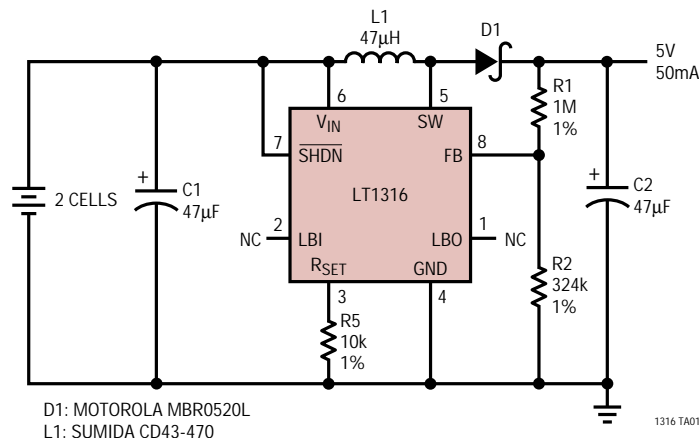
固定オフ時間、可変オン時間の安定化方式により、アクティブ・モードでの消費電流はわずか33 μ Aです。シャットダウン時には消費電流が3 μ Aまで低下しますが、低バッテリー電圧検出器は動作したままです。

LT1316は8ピンMSOPおよびSOパッケージで供給されます。

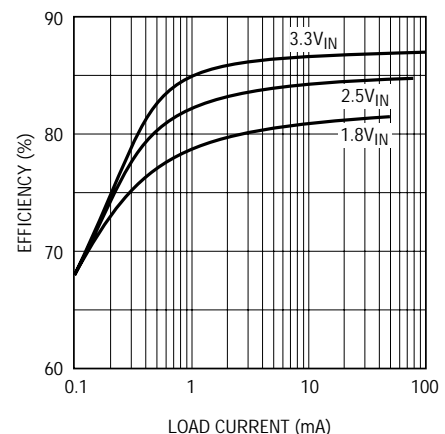
△、LTC、LTはリニアテクノロジー社の登録商標です。

標準的応用例

2セルから5Vの昇圧コンバータ



効率と負荷電流



LT1316

絶対最大定格

V_{IN} 電圧	12V
SW電圧	- 0.4V ~ 30V
FB電圧	$V_{IN} + 0.3V$
R_{SET} 電圧	5V
SHDN電圧	6V
LBI電圧	V_{IN}
LBO電圧	12V
最大スイッチ電流	750mA
最大接合部温度	125
動作温度範囲	
コマーシャル	0 ~ 70
拡張コマーシャル(Note 1)	- 40 ~ 85
インダストリアル(Note 2)	- 40 ~ 85
保存温度範囲	- 65 ~ 150
リード温度(半田付け、10秒)	300

パッケージ/発注情報

<p>MS8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC MSOP $T_{JMAX} = 125^{\circ}C, \theta_{JA} = 160^{\circ}C/W$</p>	ORDER PART NUMBER
	LT1316CMS8
	MS8 PART MARKING
<p>S8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC SO $T_{JMAX} = 125^{\circ}C, \theta_{JA} = 120^{\circ}C/W$</p>	ORDER PART NUMBER
	LT1316CS8 LT1316IS8
	S8 PART MARKING
	1316 1316I

ミリタリ・グレード部品に関してはお問い合わせください。

電気的特性

注記がない限り、コマーシャル・グレード 0 ~ 70、インダストリアル・グレード - 40 ~ 85、 $V_{IN} = 2V, V_{SHDN} = V_{IN}, T_A = 25$ (Note 1, 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Minimum Operating Voltage			1.5	1.65	V
Maximum Operating Voltage				12	V
Quiescent Current	$V_{SHDN} = 2V$, Not Switching		33	45 50	μA μA
Quiescent Current in Shutdown	$V_{SHDN} = 0V, V_{IN} = 2V$ $V_{SHDN} = 0V, V_{IN} = 5V$		3 7	5 10	μA μA
FB Pin Bias Current			3	30	nA
Line Regulation	$V_{IN} = 1.8V$ to 12V		0.04	0.15	%/V
LBI Input Threshold	Falling Edge	1.1	1.17	1.25	V
LBI Pin Bias Current			3	20	nA
LBI Input Hysteresis			35	65	mV
LBO Output Voltage Low	$I_{SINK} = 500\mu A$		0.2	0.4	V
LBO Output Leakage Current	LBI = 1.7V, LBO = 5V		0.01	0.1	μA
SHDN Input Voltage High		1.4			V
SHDN Input Voltage Low				0.4	V
SHDN Pin Bias Current	$V_{SHDN} = 5V$ $V_{SHDN} = 0V$		2 -1	5 -3	μA μA

電気的特性

注記がない限り、コマーシャル・グレード 0 ~ 70、インダストリアル・グレード - 40 ~ 85、 $V_{IN} = 2V$ 、 $V_{SHDN} = V_{IN}$ 、 $T_A = 25$ (Note 1, 2)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Switch OFF Time	FB > 1V	●	1.4	2.0	2.6	μ s
			1.1		3.0	
	FB < 1V			3.4		μ s
Switch ON Time	Current Limit Not Asserted 1V < FB < 1.2V	●	4.4	6.3	8.2	μ s
			3.4		9.5	
Maximum Duty Cycle	Current Limit Not Asserted 1V < FB < 1.2V	●	74	76	90	%
			73		90	
Switch Saturation Voltage	$I_{SW} = 0.5A$	●		0.30	0.4	V
	$I_{SW} = 0.1A$	●		0.06	0.15	
Switch Leakage	Switch Off, $V_{SW} = 5V$	●		0.1	5	μ A

注記がない限り、コマーシャル・グレード 0 ~ 70、 $V_{IN} = 2V$ 、 $V_{SHDN} = V_{IN}$ 、 $T_A = 25$

FB Comparator Trip Point		●	1.21	1.23	1.25	V
Peak Switch Current	$R_{SET} = 27.4k$, $T_A = 25^\circ C$		90	100	110	mA
	$R_{SET} = 27.4k$, $T_A = 0^\circ C$		90	100	115	mA
	$R_{SET} = 27.4k$, $T_A = 70^\circ C$		70	90	110	mA
	$R_{SET} = 10K$	●	250	290	340	mA
	$R_{SET} = 121k$			25		

注記がない限り、インダストリアル・グレード - 40 ~ 85、 $V_{IN} = 2V$ 、 $V_{SHDN} = V_{IN}$ 、 $T_A = 25$

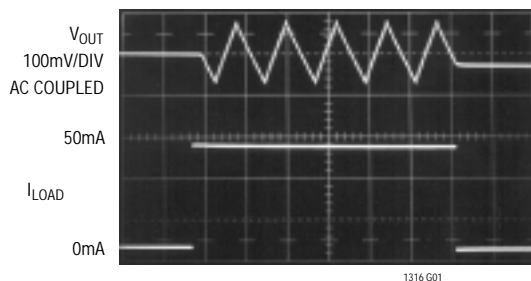
FB Comparator Trip Point		●	1.205	1.23	1.255	V
Peak Switch Current	$R_{SET} = 27.4k$, $R_{SET} = 10k$	●	70	100	125	mA
			200	290	370	

は指定温度範囲の規格値を意味する。
Note 1: Cグレード・デバイスの仕様は0 ~ 70 の温度範囲で保証されている。
また、Cグレード・デバイスの仕様は、設計または相関関係により - 40 ~ 85 の

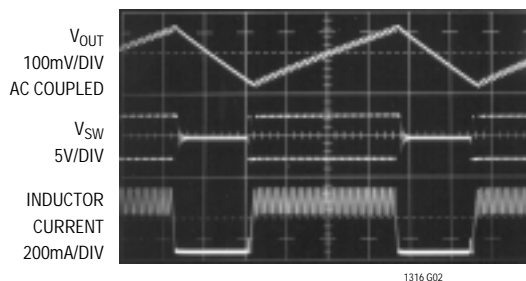
温度範囲で確認されているが、製造テストは行われていない。
Note 2: Iグレード・デバイスの仕様は - 40 ~ 85 の温度範囲で保証されている。

標準的性能特性

負荷過渡応答



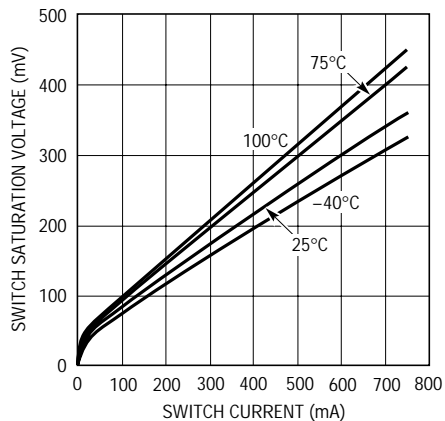
バースト・モード™動作



Burst Mode IS A TRADEMARK OF LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION.

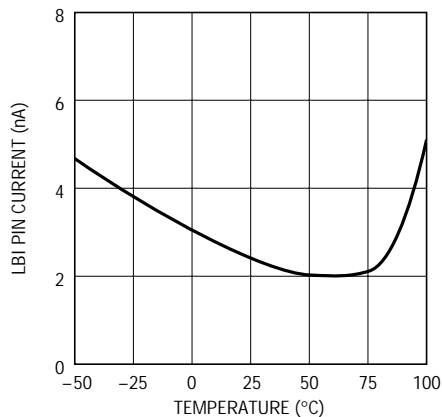
標準的性能特性

スイッチ飽和電圧とスイッチ電流



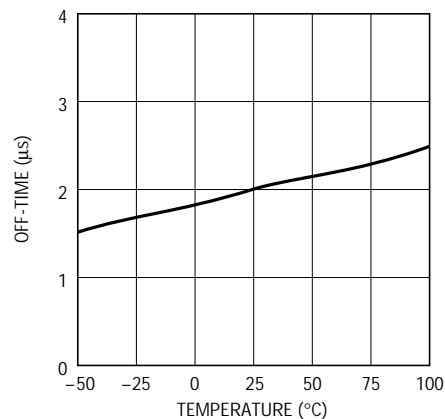
1316 G03

LBIピンのバイアス電流と温度



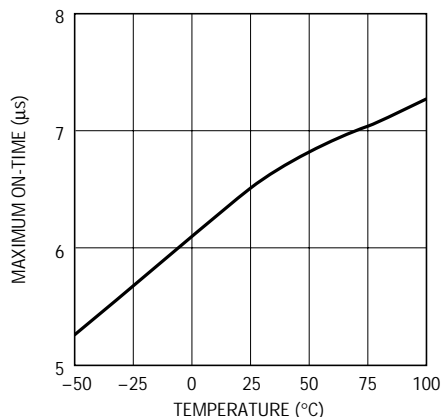
1316 G04

オフタイムと温度



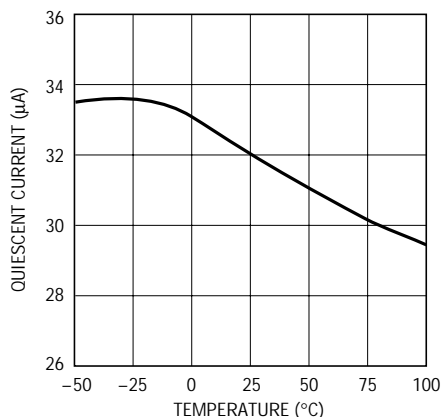
1316 G05

最大オンタイムと温度



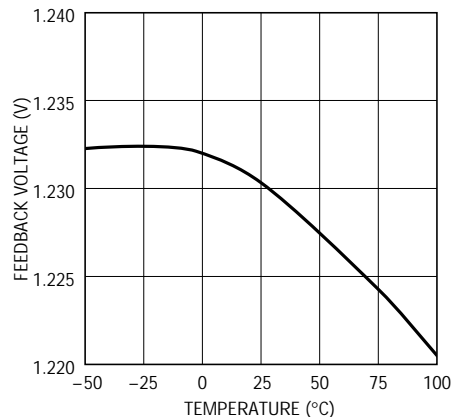
1316 G06

消費電流と温度



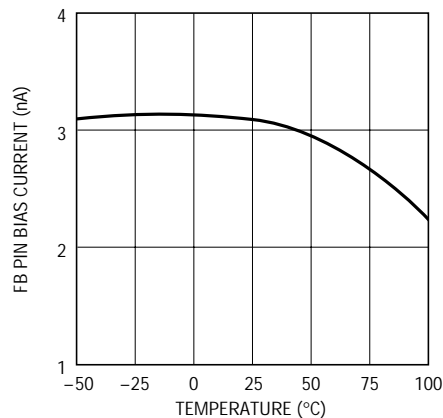
1316 G07

帰還電圧と温度



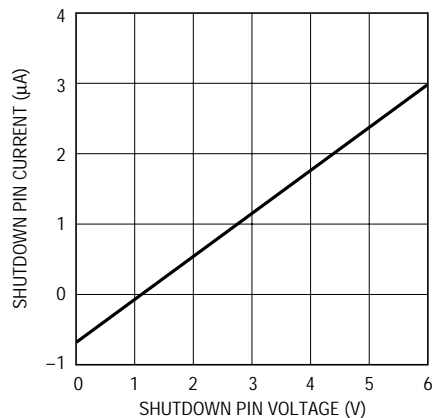
1316 G08

FBピンのバイアス電流と温度



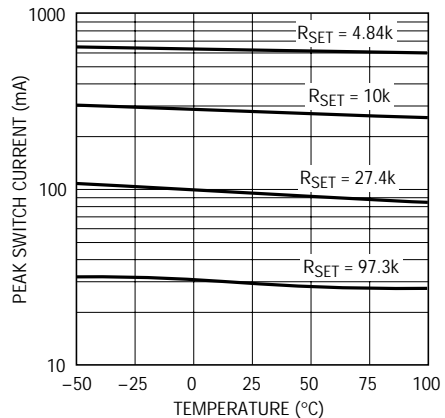
1316 G11

シャットダウン・ピンのバイアス電流とシャットダウン・ピンの電圧



1316 G09

ピーク・スイッチ電流と温度



1316 G10

ピン機能

LBO(ピン1): 低バッテリー電圧検出器出力。最大500 μ Aをシンク可能なオープン・コレクタです。バッテリー電圧低下検知器はシャットダウン時にもアクティブのままです。

LBK(ピン2): 低バッテリー電圧検出器入力。このピンの電圧が1.17V以下になると、LBOは“L”になります。

RSET(ピン3): RSETとGND間の抵抗によりピーク・スイッチ電流をプログラムします。抵抗値は3k~150kの間でなければなりません。RSETピンをフロートさせたり、グラウンドに短絡しないでください。このピンはハイ・インピーダンス・ノードです。このピンのトレースはできる限り短くしてください。このピンに容量を接続してはなりません。

GND(ピン4): グラウンド。グラウンド・プレーンに直接接続してください。

SW(ピン5): NPNパワー・トランジスタのコレクタです。このピンのトレースはできる限り短くしてください。

VIN(ピン6): 入力電源。ピンの近くでバイパスしなければなりません。

SHDN(ピン7): シャットダウン。デバイスをシャットダウン・モードにするには、このピンを接地します(バッテリー電圧低下検知器だけがアクティブのままです)。デバイスをイネーブルするには、1.4V~6Vの電圧に接続します。SHDNピンはロジック・レベルであり、ロジック仕様(“H”=1.4V、“L”=0.4V)にのみ適合する必要があります。

FB(ピン8): 帰還ピン。リファレンス電圧は1.23Vです。ここに抵抗性分割器のタップを接続します。FBのトレース面積は小さくしてください。VOUT=1.23V(1+R1/R2)に従ってVOUTを設定します。

ブロック図

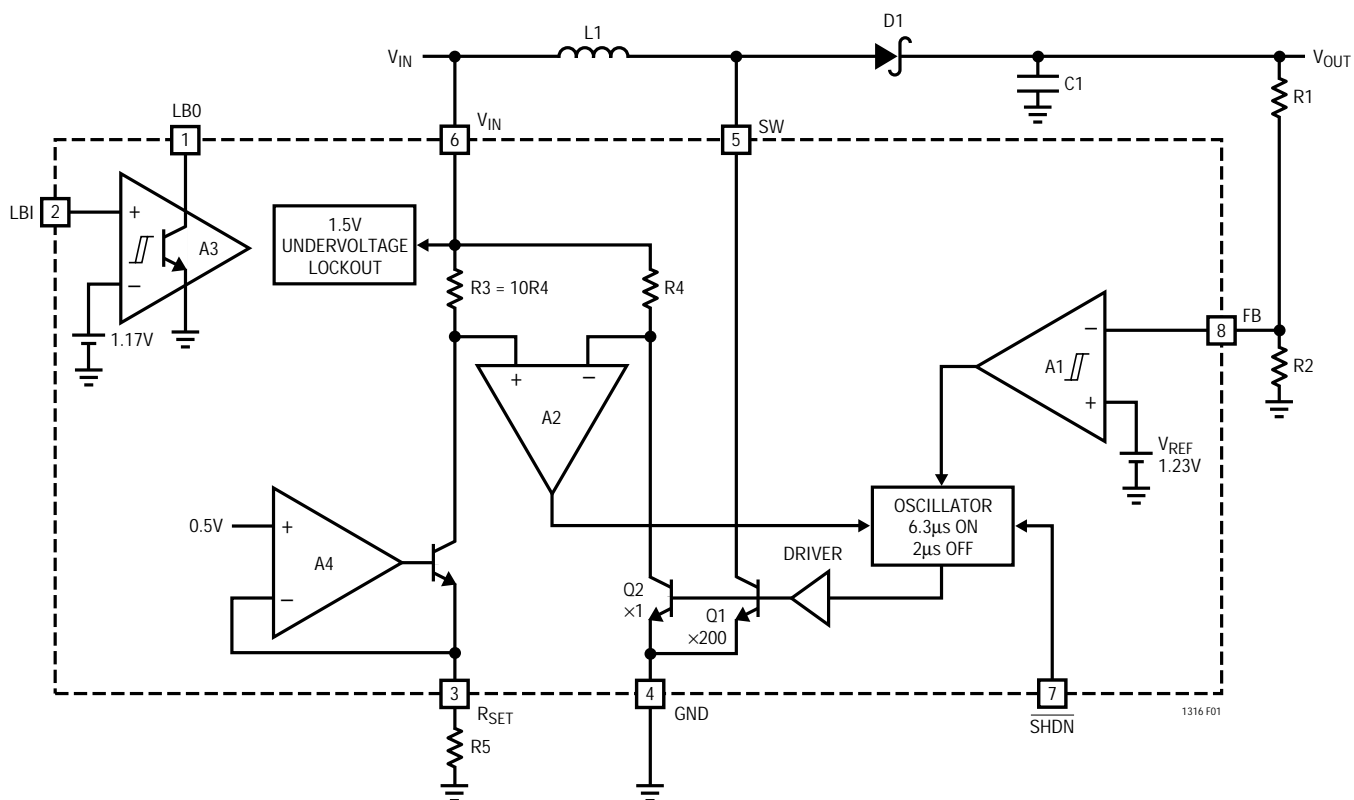


図1. LT1316ブロック図

アプリケーション情報

表1は、部品選択の基準となる値を、一般的な入力電圧と出力電圧ごとにまとめたものです。これらの値を決定する方法については後述します。

V_{OUT} は次式で設定できます。

$$V_{OUT} = 1.23 \left(\frac{R2 + R1}{R2} \right)$$

$$V_{OUT} = 1.23 \left(\frac{R2 + R1}{R2} \right)$$

表1. R_{SET} 抵抗とインダクタ値

V_{IN}	V_{OUT}	負荷電流	R_{SET} 抵抗	インダクタ	ピーク・スイッチ電流
2	5	10mA	36.8k	100 μ H	80mA
2	5	25mA	18.2k	68 μ H	165mA
2	5	50mA	10k	47 μ H	320mA
2	5	75mA	6.81k	33 μ H	500mA
5	12	100mA	6.81k	82 μ H	490mA
5	28	1mA	75k	100 μ H	56mA
5	28	5mA	22.1k	100 μ H	140mA
5	28	10mA	10k	100 μ H	270mA

動作

LT1316の動作を理解するために、まず図1を見て下さい。コンパレータA1は V_{OUT} が抵抗分割器ネットワークR1/R2によって分割されたFB電圧をモニタします。FBピンの電圧がリファレンス電圧(1.23V)を下回ると、A1の出力が“H”になり発振器がイネーブルされます。発振器のオフ時間は2 μ sに固定され、オン時間は6.3 μ sに制限されています。パワー・トランジスタQ1は、インダクタを流れる電流を交互に上昇/下降させる発振器によって、一定サイクルでオン/オフを繰り返します(図2参照)。

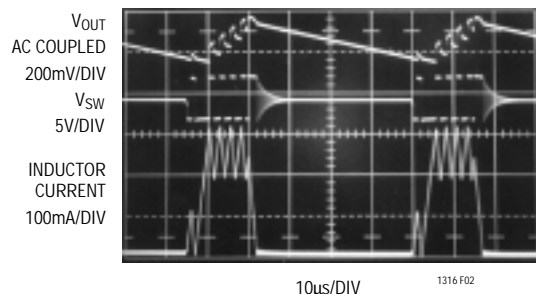


図2. スイッチング波形

スイッチ・サイクルでQ1がオフのときには、電流がD1を流れてC1に流れ、出力電圧が上昇します。この状態は出力電圧がA1のヒステリシスを十分に超える高さに達するまで続きます。

ピーク・スイッチ電流は、 R_{SET} ピンからグラウンドに接続される抵抗によって設定されます。 R_{SET} ピンの電圧は、A4によって0.5Vに強制され、 $R5$ を通る定電流の設定に使用されます。この電流はコンパレータA2の正入力電圧を設定するR3にも流れます。Q1がオンのときにはSWピンが“L”になり、 V_{IN}/L の割合で電流が上昇します。Q2を流れる電流はQ1の電流÷200になります。Q2を流れる電流によってR4とR3の電圧ドロップが等しくなる場合、A2が状態を変えて発振器をリセットしQ1がオフになります。シャットダウンはSHDNピンを接地すると実行されます。

バッテリー電圧低下検知器A3には専用の1.17Vリファレンスがあり、このリファレンスは常時オンになっています。オープン・コレクタ出力デバイスは最大500 μ Aをシンク可能です。バッテリー電圧がトリップ・レベルに達したときの「頻繁なオン/オフの繰り返し」を少なくするために、A3に約35mVのヒステリシスが組み込まれています。

電流制限

アクティブ・モードでデバイスがスイッチングしているとき、インダクタの電流は予めプログラムされた電流制限に達するまで、スイッチ・サイクルごとに上昇します。この電流制限値は、 R_{SET} ピンからグラウンドに適切な抵抗を接続して設定しなければなりません。この抵抗の値は図3を使って、ま

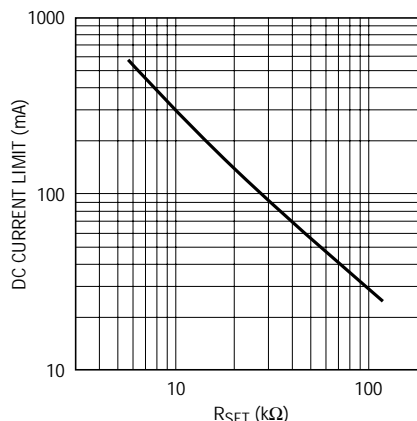


図3. DC電流制限と R_{SET} 抵抗

注：パワー・トランジスタのターンオフ遅延がゼロの場合、DC電流がピーク・スイッチ電流になります。

アプリケーション情報

ずDC電流制限を求め、それをパワー・トランジスタのターンオフ遅延によって発生するオーバシュート量に加えることによって算出できます。このターンオフ遅延は約300nsです。

$$\text{ピーク・スイッチ電流} = \text{グラフのDC電流制限} + V_{IN}/L \text{ (ターンオフ遅延)}$$

例：

ピーク・スイッチ電流を100mAに設定： $V_{IN} = 2V$ 、 $L = 33\mu H$
 オーバシュート = $V_{IN} \text{ (ターンオフ遅延)} = (2/33\mu H) \text{ (300ns)} = 18.2mA$
 R_{SET} グラフを参照し、抵抗値を求める。
 $(100mA - 18.2mA) \approx 82mA$
 $R_{SET} \approx 33k$

デューティ・サイクルの計算

連続モードで動作する昇圧コンバータでは、次式に従って V_{IN} および V_{OUT} によりデューティ・サイクルが決まります。

$$DC = \frac{V_{OUT} - V_{IN} + V_D}{V_{OUT} - V_{SAT} + V_D}$$

ここで、 V_D = ダイオードの電圧降下 $\approx 0.4V$ および V_{SAT} = スイッチ飽和電圧 $\approx 0.2V$ です。

デューティ・サイクルが、LT1316で規定される0.73の最小デューティ・サイクルを超える場合、コンバータは連続モードでは動作できないので、不連続モードで設計しなければなりません。

連続モードでのインダクタの選択とピーク電流制限

ピーク電流およびインダクタンスにより、利用可能な出力電力が決まります。どちらも適切に選択しなければなりません。ピーク電流またはインダクタンスが増加すると、出力電力も増加します。出力電力または電流とデューティ・サイクルが分かっている場合、連続モード動作と仮定するとピーク電流は次式で設定できます。

$$I_{PEAK} = \frac{2(I_{OUT})}{1 - DC} \quad (1)$$

このピーク電流を使って、次式でインダクタンスを計算することができます。

$$L = \frac{V_{OUT} - V_{IN} + V_D}{0.4(I_{PEAK})} (t_{OFF}) \quad (2)$$

ここで、 $t_{OFF} = 2\mu s$ および $V_D = 0.4V$ です。

式1と2の結果、スイッチング中のリップル電流はピーク電流の40%になります(図2参照)。規定された I_{OUT} でこれらの式を使って計算すると、デバイスは最大出力電力の約60%を供給することになります。すなわち、40%を節約した状態で動作するわけです。この40%は安全マージンで、入力電圧と出力電力が厳密に制御される場合は、さらに低くすることができます。

アプリケーションによっては、この推奨インダクタ・サイズでは大きすぎる場合もあります。インダクタンスを減らすことができますが、そうすると利用可能な出力電力が減少します。またスイッチング中のリップル電流が増加して不連続動作になる可能性もあります。各スイッチ・サイクルの終わりでインダクタ電流がゼロまで下がると、不連続動作が発生します(図4参照)。連続モード動作に必要な最小インダクタンスとピーク電流を図5に示します。

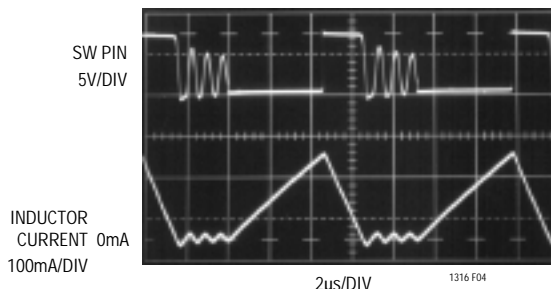


図4. 不連続モード動作

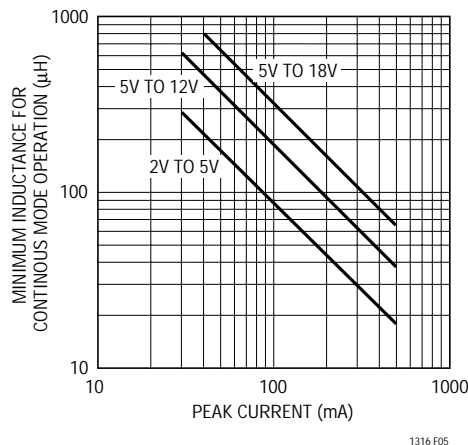


図5. 連続モード動作に必要な最小インダクタンスとピーク電流

アプリケーション情報

不連続モード動作

$V_{OUT}:V_{IN}$ 比の高いブースト・コンバータは、デューティ・サイクルの高い連続モードで動作します。デューティ・サイクルがLT1316で保証されている最小値の0.73を超える場合、不連続動作で回路を設計する必要があります。また、高いインダクタンス値を使用できない限り、ピーク電流制限が50mA以下と非常に低い場合にも、不連続モードでの動作が必要です。不連続モード動作では、別の式で利用可能な出力電力を求めます。各スイッチ・サイクルごとに、インダクタ電流がゼロまで下がり蓄積されたエネルギーをすべて解放します。インダクタに蓄積されるエネルギーは $1/2 LI^2$ になります。各サイクルごとにこのエネルギーがリリースされるので、最大出力電力は次式で求められます。

$$P_{OUT(MAX)} = 1/2L (I_{PEAK}^2) f$$

$$\text{ここで、} f = \left(\frac{1}{\frac{I_{PEAK}(L)}{V_{IN} - V_{SAT}} + t_{OFF}} \right) \text{です。}$$

非常に低いピーク電流 (< 50mA) になるように設計する場合、オン時間が最低 $1\mu s$ になるように、インダクタ・サイズを大きくする必要があります。オン時間は次式で計算できます。

$$\text{オン時間} = \left(\frac{I_{PEAK} \cdot L}{(V_{IN} - V_{SAT})} \right)$$

ここで、 $V_{SAT} = 0.2V$ です。

また、このような低電流レベルでは、ピーク電流の大部分がパワー・トランジスタのターンオフ遅延による電流オーバーシュートになります。インダクタ・サイズを大きくすれば、このオーバーシュートを最小限に抑えることができます。

設計例1

要求条件: $V_{IN} = 2V$, $V_{OUT} = 5V$, $I_{LOAD} = 10mA$

1. デューティ・サイクルを計算します。

$$DC = \left(\frac{V_{OUT} - V_{IN} + V_D}{V_{OUT} - V_{SAT} + V_D} \right) = \left(\frac{5 - 2 + 0.4}{5 - 0.2 + 0.4} \right) = 0.654$$

デューティ・サイクルがLT1316の最小仕様(0.73)より小さいので、連続動作で回路を設計できます。

$$2. I_{PEAK} = \frac{2(I_{OUT})}{1 - DC} = \frac{2(10mA)}{1 - 0.654} = 58mA$$

3. Lを計算します。

$$L = \left(\frac{V_{OUT} - V_{IN} + V_D}{0.4(I_{PEAK})} \right) t_{OFF}$$

$$= \left(\frac{5 - 2 + 0.4}{0.4(58mA)} \right) 2\mu s$$

$$= 293\mu H$$

4. R_{SET} 抵抗を計算します。

$$\text{オーバーシュート} = \left(\frac{V_{IN}}{L} \right) 300ns$$

$$= \left(\frac{2}{330\mu H} \right) = 1.8mA$$

図3から R_{SET} を求めます。58mA - 1.8mA = 56.2mAで、 $R_{SET} \approx 47k$ になります。

設計例2

要求条件: $V_{IN} = 3.3V$, $V_{OUT} = 28V$, $I_{LOAD} = 5mA$

1. デューティ・サイクルを計算します。

$$DC = \left(\frac{V_{OUT} - V_{IN} + V_D}{V_{OUT} - V_{SAT} + V_D} \right) = \left(\frac{28 - 3.3 + 0.4}{28 - 0.2 + 0.4} \right) = 0.89$$

デューティ・サイクルがLT1316の最小仕様の0.73%より大きいので、回路は不連続動作で設計しなければなりません。

2. $P_{OUT(MAX)}$ を計算します。

$$P_{OUT} \text{に} 1.4 \text{を掛けると、安全マージンが求められ、}$$

$$P_{OUT(MAX)} = P_{OUT}(1.4) = (5mA \times 28V \times 1.4) = 0.196W \text{となります。}$$

3. オン時間をデータシートの最小値である $3.4\mu s$ に設定し、Lを計算します。

$$L = \frac{(t_{ON}^2)(V_{IN} - V_{SAT})^2}{2P_{OUT(MAX)}(t_{ON} + t_{OFF})}$$

$$= \frac{(3.4\mu s^2)(3.3 - 0.2)^2}{2(0.196W)(3.4\mu s + 2\mu s)} = 52\mu H$$

アプリケーション情報

4. オン時間 $3.4\mu\text{s}$ に対する I_{PEAK} を計算します。

$$I_{\text{PEAK}} = \frac{t_{\text{ON}}(V_{\text{IN}} - V_{\text{SAT}})}{L} = \frac{3.4\mu\text{s}(3.3 - 0.2)}{52\mu\text{H}}$$

$$= 0.202\text{A}$$

5. R_{SET} 抵抗を計算します。

$$\text{オーバershoot} = \left(\frac{V_{\text{IN}}}{L}\right) 300\text{ns}$$

$$= \left(\frac{3.3}{52\mu\text{H}}\right) 300\text{ns} = 19\text{mA}$$

図3から $0.202\text{A} - 19\text{mA} = 0.183\text{A}$ に対する R_{SET} を求めると、 $R_{\text{SET}} \approx 13\text{k}$ になります。

これらの不連続モード等式は、インダクタのサイズを犠牲にしてピーク電流を最小限に抑えるように設計されています。これより小さいインダクタが望ましい場合は、ピーク電流を大きくしなければなりません。

コンデンサの選択

LT1316の出力には、低ESR(等価直列抵抗)のコンデンサを使用して、出力のリプル電圧を抑えなければなりません。高品質なバイパス入力も必要です。表面実装アプリケーションでは、AVX TPSシリーズのタンタル・コンデンサを推奨します。これらはスイッチ・モード電源用に特別に設計されており、高サージ電流定格と低ESRを同時に実現しています。

スルーホール・アプリケーションには、小型で超低ESRの三洋電機社製OS-CONコンデンサが適しています。 R_{SET} ピンを使用して最大スイッチ電流を低くする場合、コンデンサの要求条件を緩和することができ、小型で高ESRの製品が使用可能です。ピーク・スイッチ電流が 100mA 未満の場合は通常のコンデンサを使用できますが、出力電圧リプルが増加する可能性があります。

ダイオード

このデータシートの大部分のアプリケーション回路では、モトローラのMBR0520L表面実装ショットキー・ダイオードを指定しています。この 0.5A 、低ドロップアウト・ダイオードは、LT1316に使用するのに適しています。低電流アプリケーションでは1N4148を使用できます。ただし、順方向電圧降下が大きいため効率は低下します。この影響は低出力電圧時に特に顕著です。LCDバイアス発生器など高電圧出力アプリケーションの場合、余分な電圧低下は出力電圧に対してわずかな割合にしかならないため、効率低下はわずかです。どこに使用しても1N4148の低コストは魅力的です。スルーホール・アプリケーションでは、1N5818が広く使用でき最良の選択です。

出力リプル電圧の低減

出力リプル電圧を低くするには、図6に示すように、 V_{OUT} からFBの間に約 $50\text{pF} \sim 100\text{pF}$ の小さなフィードフォワード・コンデンサを接続するとよいでしょう。コンデンサを追加した場合としない場合のリプル電圧を、図7と8に示します。

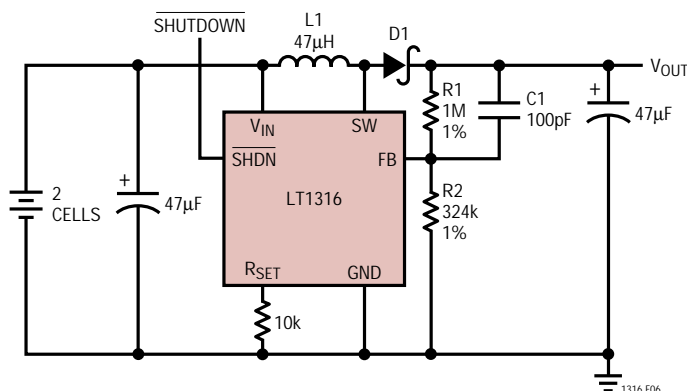


図6. 出力リプル電圧を低減した2セルから5Vの昇圧コンバータ

アプリケーション情報

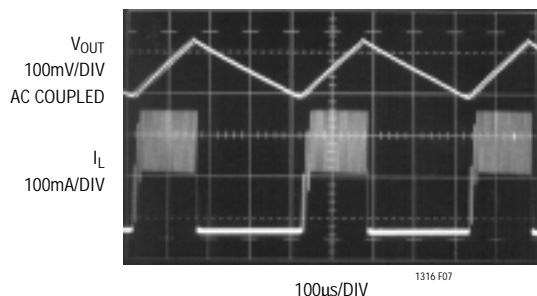


図7. 図6の回路のスイッチング波形 (C1がない場合)、出力リップル電圧は約140mV_{p-p}。

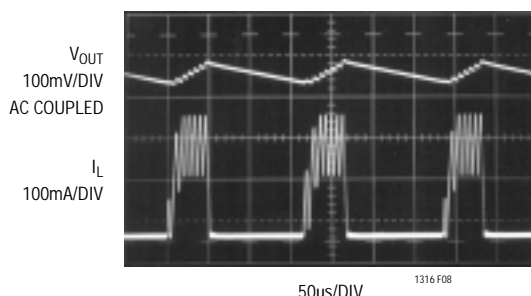


図8. C1を追加すると、出力リップル電圧を80mV_{p-p}以下に低減できる。

レイアウト/入力バイパス

LT1316は高速でスイッチングするため、PCボード・レイアウトに十分注意する必要があります。推奨部品配置を図9に示します。入力電源はACでは低インピーダンスでなければならず、また図に示すとおり入力コンデンサを配置しなければなりません。このコンデンサの値は、入力電源とICの距離によって決まります。入力電源がICからの数インチ以上離れている場合は、47µF～100µFの固体タンタル・バイパス・コンデンサが必要です。入力電源がICの近くにある場合は、1µFのセラミック・コンデンサで代用できます。LT1316は電流を最大0.5Aパルスでスイッチングするため、低インピーダンス電源が使用できなければなりません。電源 (たとえば、2AAセル電池) がICの1～2インチ以内にある場合、電池自体がバルク容量となり、1µFのセラミック・コンデンサが、スイッチ

のターンオンおよびターンオフ時に、電圧スパイクを平滑するよう機能します。電源がICから遠く離れている場合、電源リードのインダクタンスにより、高周波数で高インピーダンスを生じます。ICで低インピーダンスを回復するために、ローカルに高容量バイパスが必要です。

バッテリー電圧低下検知器

LT1316は、シャットダウン時にもアクティブ状態を維持する独立したバッテリー電圧低下検知器を内蔵しています。この検知器は実際にはヒステリシス付きコンパレータで、最大500µAをシンク可能なオープン・コレクタ出力を備えています。コンパレータはスイッチャの低電圧ロックアウト・スレッシュホールド以下でも動作し、 V_{IN} が約1.4Vに達するまで動作します。

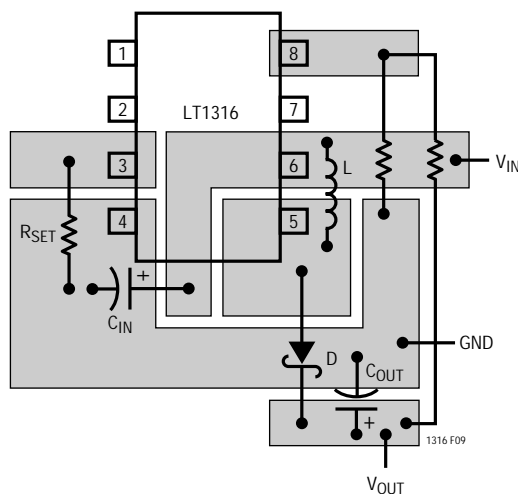
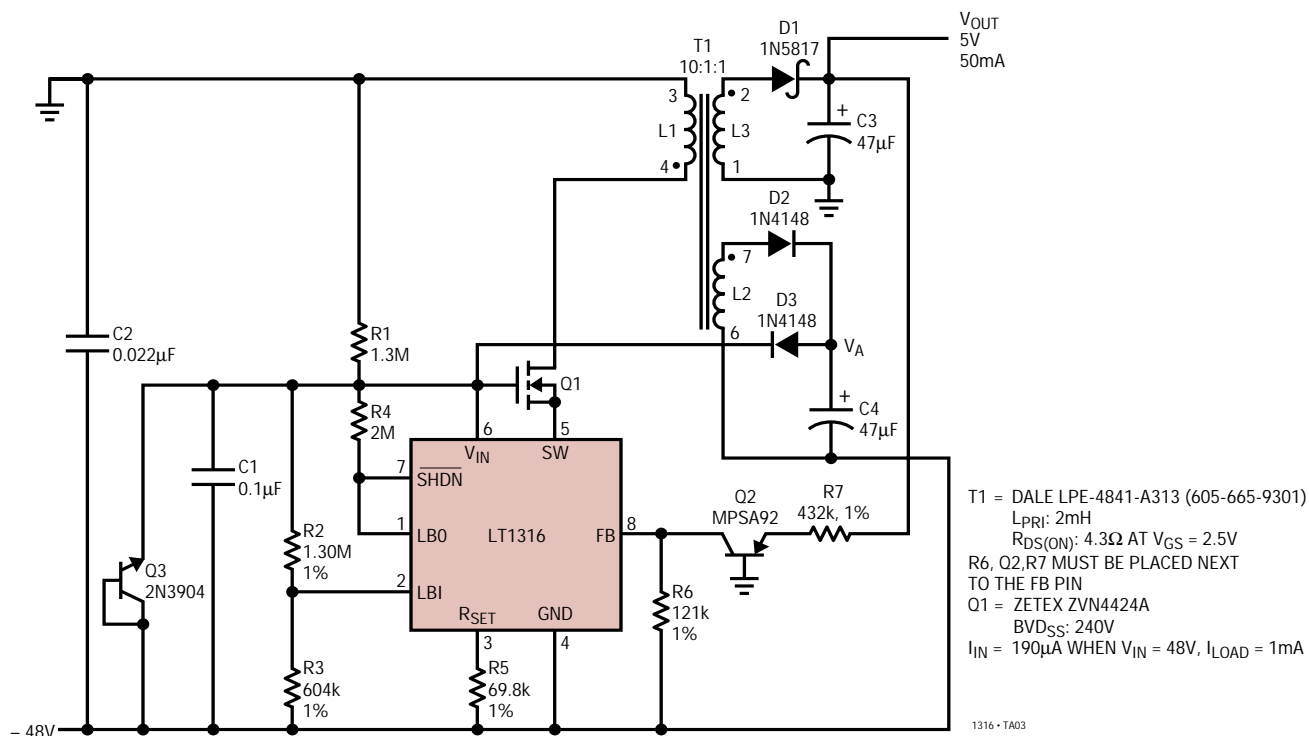


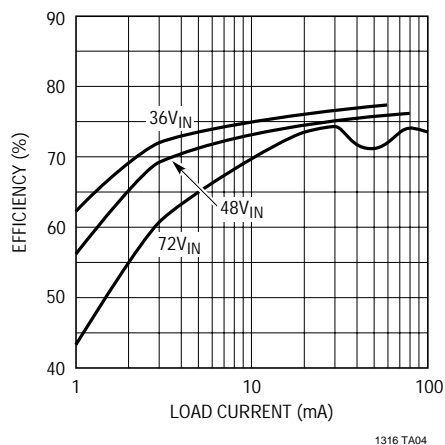
図9. 推奨PCレイアウト

標準的応用例

非絶縁型 - 48Vから5Vのフライバック・コンバータ

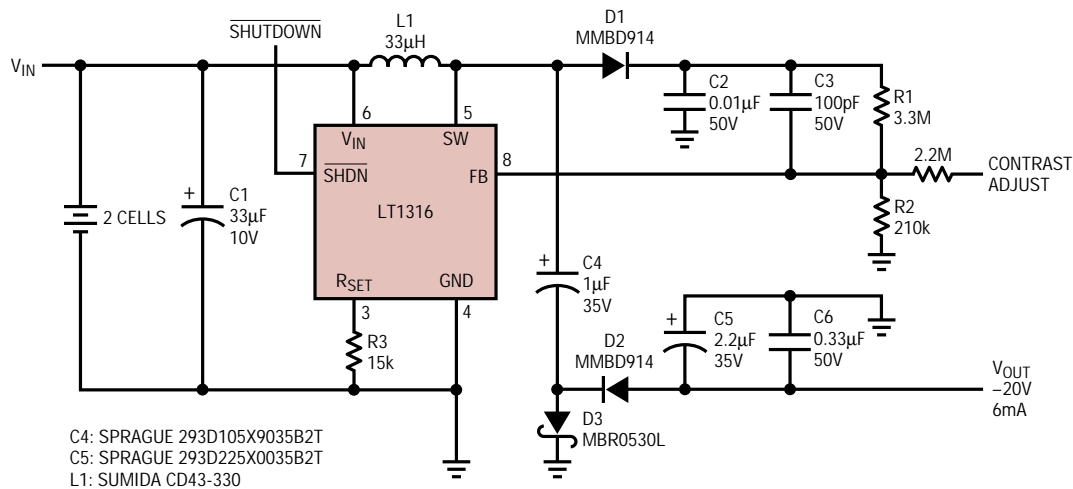


効率と負荷電流



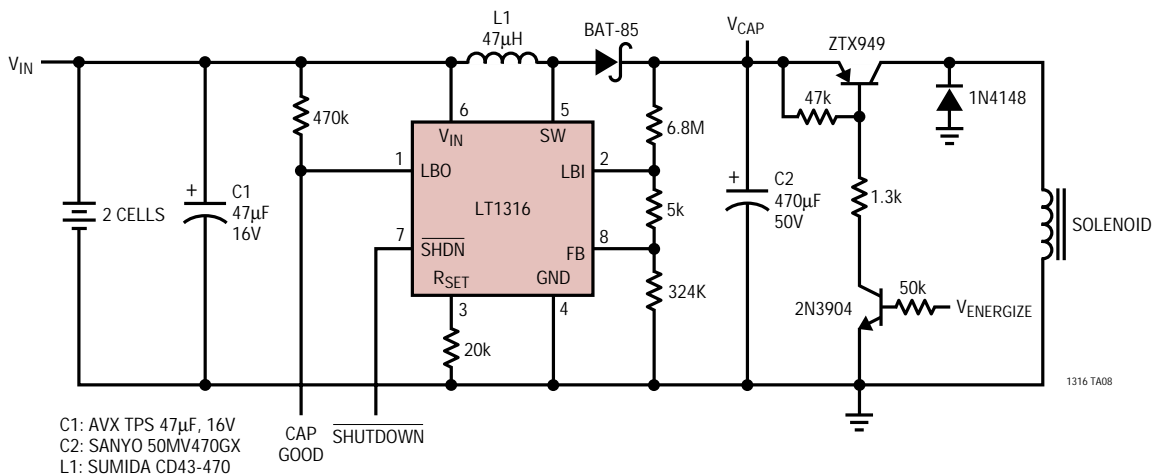
標準的応用例

LCDバイアス用正 - 負コンバータ



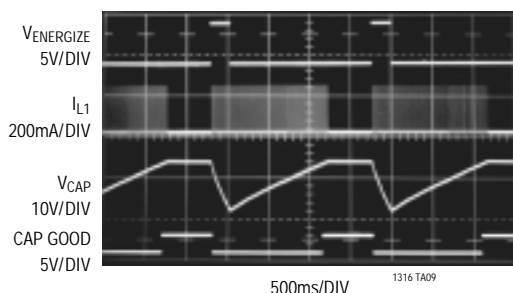
1316 TA06

バッテリー動作ソレノイド・ドライバ



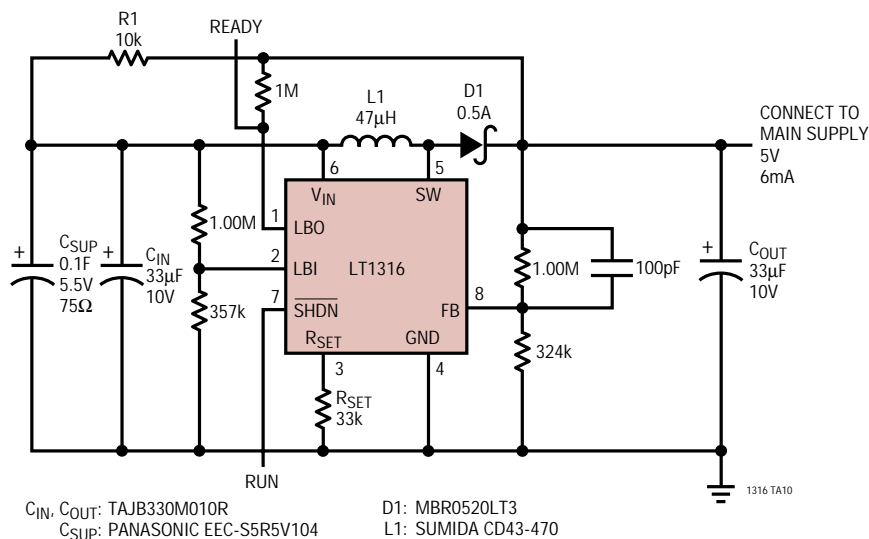
1316 TA08

ソレノイドが導通すると(V_ENERGIZEがH)
ピーク入力電流は低く制御され、バッテリーの寿命が延長

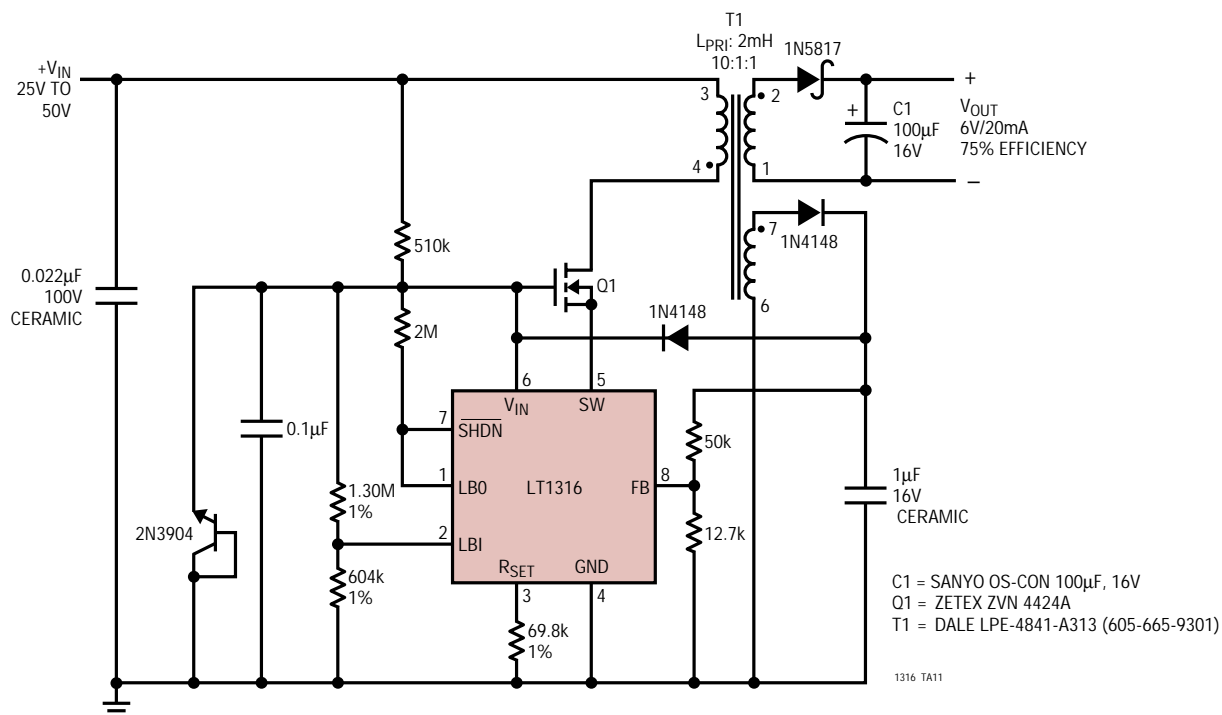


標準的応用例

スーパー・キャップ・バックアップ電源

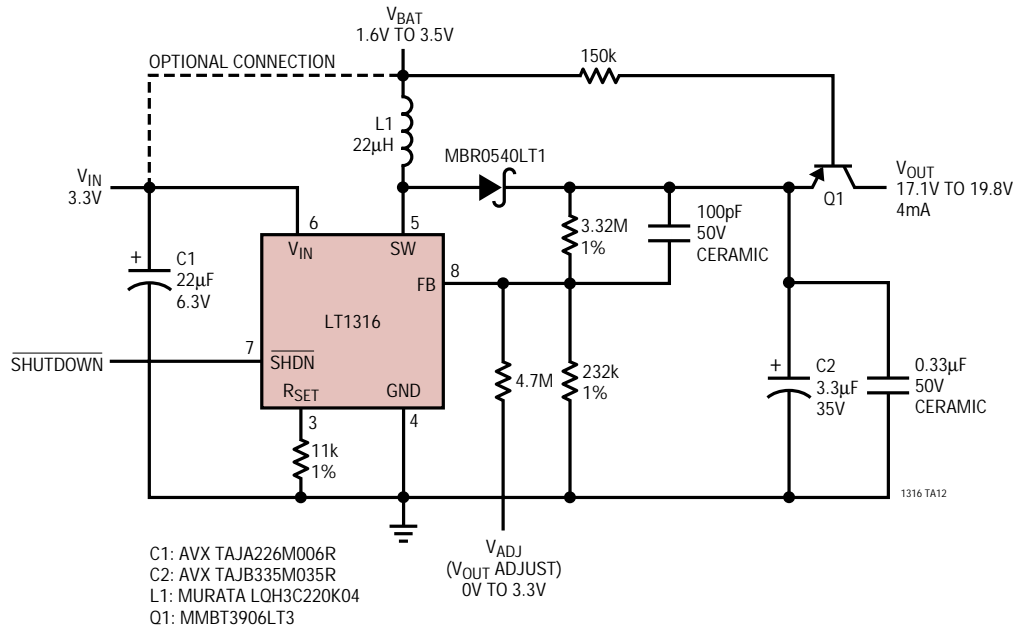


50Vから6Vの絶縁型フライバック・コンバータ

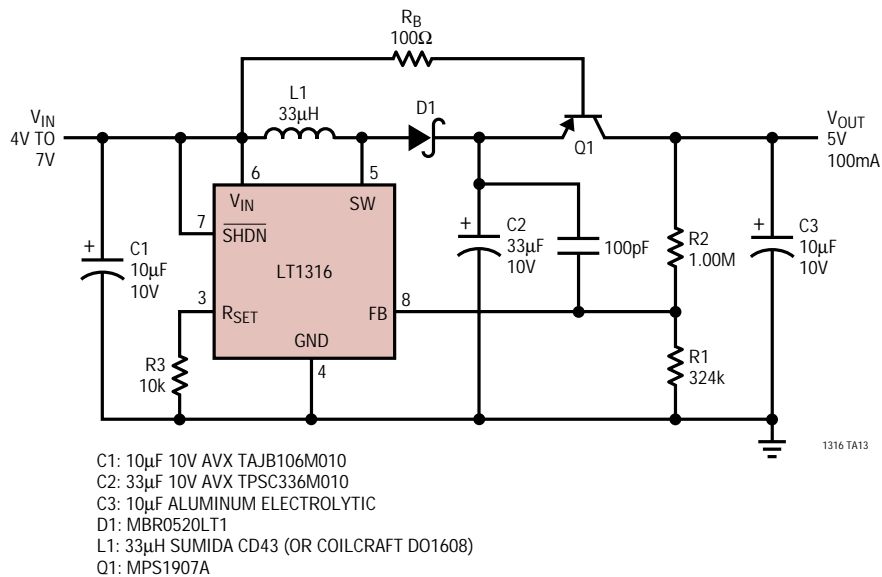


標準的応用例

シャットダウン時に出力を切り離すLCDバイアス発生器

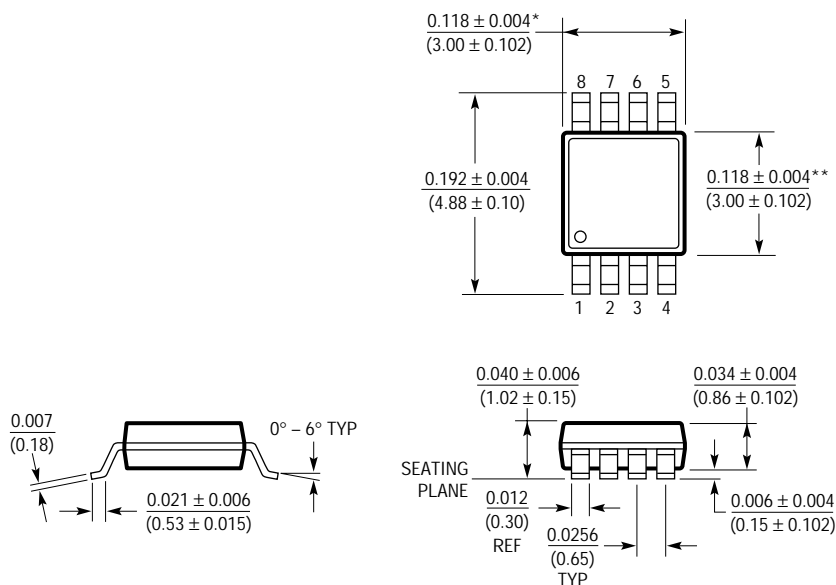


汎用シリアル・バス(USB)からの5V/100mA DC/DCコンバータ



パッケージ 寸法は特に指定がない限りinch (mm)

MS8パッケージ
8ピン・プラスチックMSOP
(LTC DWG # 05-08-1660)



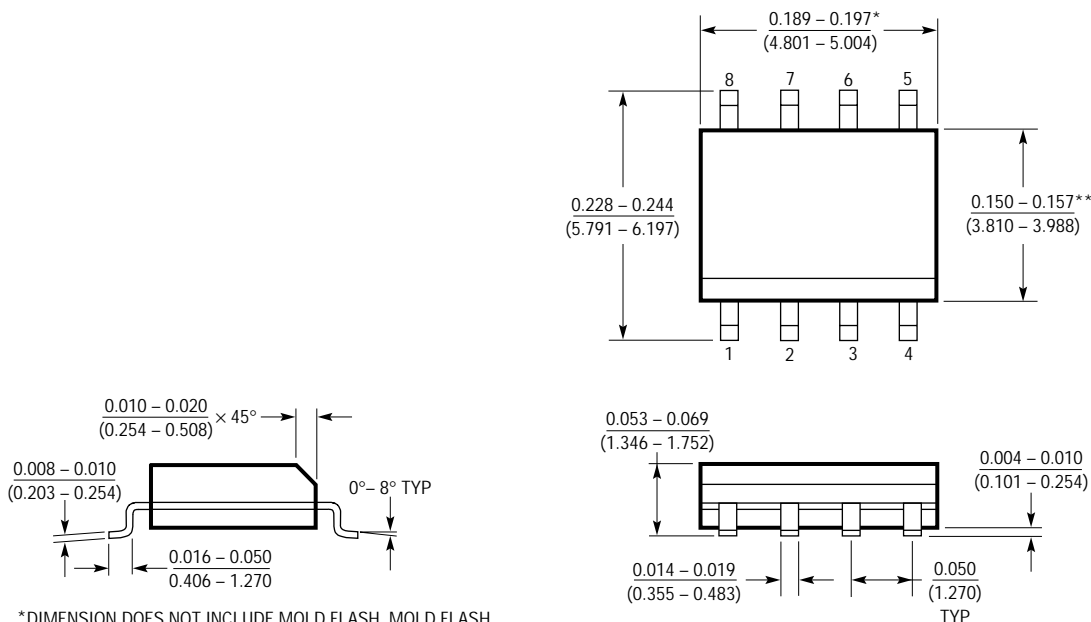
* DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS. MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS SHALL NOT EXCEED 0.006* (0.152mm) PER SIDE

** DIMENSION DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH OR PROTRUSIONS.

INTERLEAD FLASH OR PROTRUSIONS SHALL NOT EXCEED 0.006* (0.152mm) PER SIDE

MSOP (MS8) 1197

S8パッケージ
8ピン・プラスチック・スモール・アウトライン(細型0.150)
(LTC DWG # 05-08-1610)



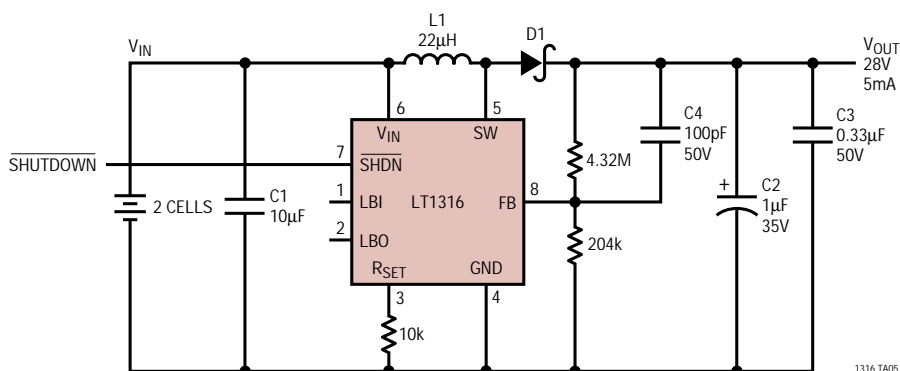
* DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.006* (0.152mm) PER SIDE

** DIMENSION DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH. INTERLEAD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.010* (0.254mm) PER SIDE

S08 0996

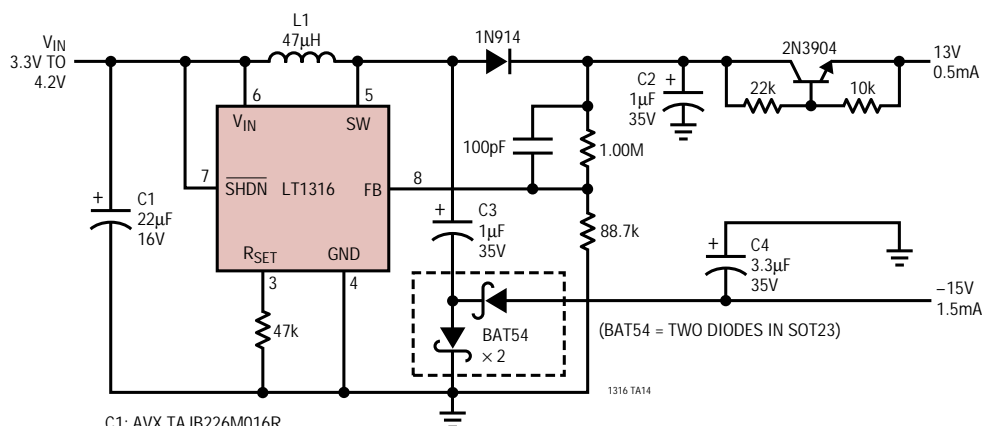
標準的応用例

LCDバイアス用低プロフィール、2セルから28Vのコンバータ



C1: MURATA GRM235Y5V106Z010
 C2: SPRAGUE 293D105X9035B2T
 C3: 0.33µF CERAMIC, 50V
 C4: 100pF CERAMIC, 50V
 D1: BAT-54
 L1: MURATA LOH3C220K04

バイポーラLCDバイアス電源



C1: AVX TAJB226M016R
 C2, C3: AVX TAJA105K035R
 C4: AVX TAJB335M035R
 L1: MURATA LOH3C470

関連製品

部品番号	説明	注釈
LTC®1163	2セル入力用トリプル・ハイサイド・ドライバ	最小入力1.8V、N-ch MOSFETをドライブ
LT1174	マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ	効率94%、I _Q = 130µA、9Vから5V/300mA
LT1302	高出力電流マイクロパワーDC/DCコンバータ	2Vから5V/600mA、2Aの内部スイッチ、I _Q = 200µA
LT1304	2セル用マイクロパワーDC/DCコンバータ	シャットダウン時低バッテリー・コンパレータがアクティブ、2セルから5V/200mA
LT1307	1セル用マイクロパワー600kHz PWM DC/DCコンバータ	1セルから3.3V/75mA
LTC1440/1/2	超低消費、リファレンス付きシングル/デュアル・コンパレータ	I _Q = 2.8µA、可変ヒステリシス
LTC1516	2セル用5V安定化チャージ・ポンプ	I _Q = 12µA、インダクタ不要、3V入力から5V/50mA
LTC1521	マイクロパワー低ドロップアウト・リニア・レギュレータ	ドロップアウト500mV、出力電流300mA、I _Q = 12µA