

特長

- レギュレーション状態（無負荷）での入力消費電流（ $V_{IN} = 4V$ ）：720nA
- レギュレーション状態（無負荷）での入力消費電流（ $V_{IN} = 20V$ ）：820nA
- UVLO状態での入力消費電流：400nA
- 入力動作電圧範囲：2.7V～20V
- 出力電流：最大50mA
- ピンで選択可能な出力電圧：
 - 1.2V、1.5V、1.8V、2.5V (LTC3388-1)
 - 2.8V、3.0V、3.3V、5.0V (LTC3388-3)
- ヒステリシス方式の高効率同期整流式DC/DC変換
- スタンバイ・モードでは降圧スイッチングをディスエーブル
- 10ピンMSEおよび3mm×3mm DFNパッケージ

アプリケーション

- 携帯機器のキープアライブ電源
- 産業用制御電源
- 配電システム
- バッテリ駆動機器

概要

LTC[®]3388-1/LTC3388-3は、ハイサイド・パワースイッチと同期パワースイッチを内蔵した高効率降圧DC/DCコンバータで、出力電圧のレギュレーションを維持しながら、無負荷での標準DC消費電流がわずか720nAです。

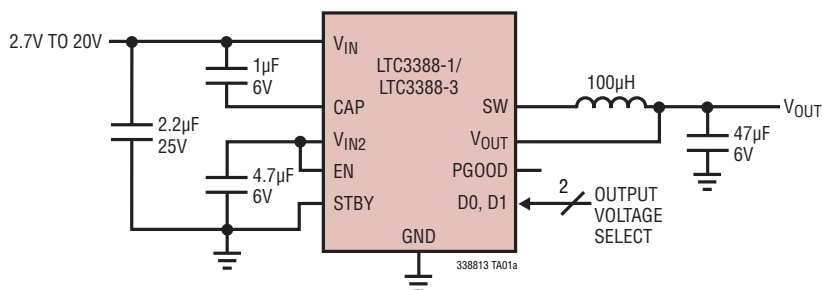
50mAの負荷電流を供給可能なLTC3388-1/LTC3388-3は、高精度の低電圧ロックアウト (UVLO) 機能も搭載しており、入力電圧が2.3Vを下回ると、コンバータをディスエーブルして低消費電流状態を維持します。レギュレーション状態では、LTC3388-1/LTC3388-3はスリープ状態になり、入力と出力いずれの消費電流も最小限に抑えられます。この降圧コンバータはレギュレーションを維持するために必要に応じてオン/オフします。さらにスタンバイ・モードでは、低リップルを必要とする短時間の負荷のため、出力がレギュレーション状態のままで、降圧スイッチングがディスエーブルされます。

出力電圧は、1.2V、1.5V、1.8V、2.5V (LTC3388-1) および2.8V、3.0V、3.3V、5.0V (LTC3388-3) の中からピンで選択可能です。LTC3388-1/LTC3388-3は最大20Vの入力電圧で動作可能で、無負荷時の消費電流は1μA未満のままです。

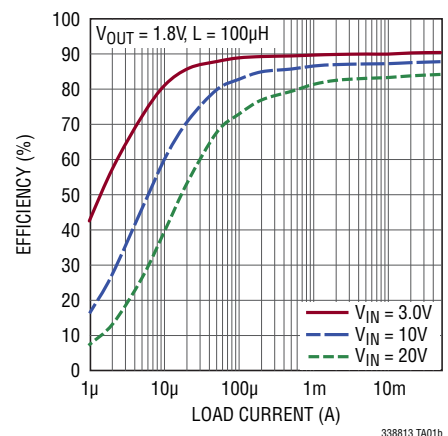
LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology、Linear のロゴおよび Burst Mode はリニアテクノロジー社の登録商標です。他の全ての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。

標準的応用例

50mA降圧コンバータ



効率と負荷電流



338813 TA01b

LTC3388-1/LTC3388-3

絶対最大定格 (Note 1)

V_{IN}	-0.3V~22V	I_{SW}	210mA
D0, D1	-0.3Vから[($V_{IN2} + 0.3V$)または6Vの小さい方]	動作接合部温度範囲	
CAP	[-0.3Vまたは($V_{IN} - 6V$)の高い方]から V_{IN}	(Notes 2, 3)	-40°C~125°C
V_{IN2} , V_{OUT}	-0.3Vから[($V_{IN} + 0.3V$)または6Vの小さい方]	保存温度範囲	-65°C~125°C
EN, STBY	-0.3V~6V	リード温度(半田付け, 10秒)	
PGOOD	-0.3V~6V	MSEのみ	300°C

ピン配置

<p>TOP VIEW</p> <p>DD PACKAGE 10-LEAD (3mm × 3mm) PLASTIC DFN $T_{JMAX} = 125^{\circ}\text{C}$, $\theta_{JA} = 43^{\circ}\text{C/W}$, $\theta_{JC} = 7.5^{\circ}\text{C/W}$ EXPOSED PAD (PIN 11) IS GND, MUST BE SOLDERED TO PCB</p>	<p>TOP VIEW</p> <p>MSE PACKAGE 10-LEAD PLASTIC MSOP $T_{JMAX} = 125^{\circ}\text{C}$, $\theta_{JA} = 45^{\circ}\text{C/W}$, $\theta_{JC} = 10^{\circ}\text{C/W}$ EXPOSED PAD (PIN 11) IS GND, MUST BE SOLDERED TO PCB</p>
---	--

発注情報

鉛フリー仕様	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LTC3388EDD-1#PBF	LTC3388EDD-1#TRPBF	LFWN	10-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC3388IDD-1#PBF	LTC3388IDD-1#TRPBF	LFWN	10-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC3388EMSE-1#PBF	LTC3388EMSE-1#TRPBF	LTFWM	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3388IMSE-1#PBF	LTC3388IMSE-1#TRPBF	LTFWM	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3388EDD-3#PBF	LTC3388EDD-3#TRPBF	LFWQ	10-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC3388IDD-3#PBF	LTC3388IDD-3#TRPBF	LFWQ	10-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC3388EMSE-3#PBF	LTC3388EMSE-3#TRPBF	LTFWP	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3388IMSE-3#PBF	LTC3388IMSE-3#TRPBF	LTFWP	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C

より広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社へお問い合わせください。*温度等級は出荷時のコンテナのラベルで識別されます。
鉛ベースの非標準仕様の製品の詳細については、弊社へお問い合わせください。

鉛フリー製品のマーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。
テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandree/> をご覧ください。

電氣的特性

● は全動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。(Note 2) 注記がない限り、 $V_{IN} = 5.5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{IN}	Input Voltage Range		●	2.7		20	V
I_Q	V_{IN} Quiescent Current When Enabled						
	UVLO	$V_{IN} = 2\text{V}$			400	600	nA
	Sleep	$V_{IN} = 4\text{V}$			720	1100	nA
	Sleep	$V_{IN} = 20\text{V}$			820	1200	nA
	Active	$I_{SW} = 0\text{A}$ (Note 4)			150	250	μA
$I_{Q,STBY}$	V_{IN} Quiescent Current Enabled, in Standby						
	Sleeping	$V_{IN} = 4\text{V}$			720	1100	nA
	Not Sleeping	$V_{IN} = 4\text{V}$			2000	3000	nA
$I_{Q,SD}$	V_{IN} Quiescent Current When Disabled	$V_{IN} = 4\text{V}$ $V_{IN} = 20\text{V}$			520 620	800 900	nA nA
V_{UVLO}	V_{IN} Undervoltage Lockout Threshold	V_{IN} Rising V_{IN} Falling	● ●	2.15	2.5 2.3	2.65	V V
V_{OUT}	Regulated Output Voltage (LTC3388-1)	1.2V Output Selected; D1 = 0, D0 = 0 Sleep Threshold Wake-Up Threshold 1.5V Output Selected; D1 = 0, D0 = 1 Sleep Threshold Wake-Up Threshold 1.8V Output Selected; D1 = 1, D0 = 0 Sleep Threshold Wake-Up Threshold 2.5V Output Selected; D1 = 1, D0 = 1 Sleep Threshold Wake-Up Threshold	● ● ● ● ● ● ● ●	1.140 1.440 1.737 2.400	1.208 1.192 1.508 1.492 1.808 1.792 2.508 2.492	1.260 1.560 1.863 2.600	V V V V V V V V
V_{OUT}	Regulated Output Voltage (LTC3388-3)	2.8V Output Selected; D1 = 0, D0 = 0 Sleep Threshold Wake-Up Threshold 3.0V Output Selected; D1 = 0, D0 = 1 Sleep Threshold Wake-Up Threshold 3.3V Output Selected; D1 = 1, D0 = 0 Sleep Threshold Wake-Up Threshold 5.0V Output Selected; D1 = 1, D0 = 1 Sleep Threshold Wake-Up Threshold	● ● ● ● ● ● ● ●	2.688 2.895 3.201 4.820	2.816 2.784 3.016 2.984 3.316 3.284 5.016 4.984	2.912 3.105 3.399 5.180	V V V V V V V V
	PGOOD Threshold	As a Percentage of the Selected V_{OUT}		83	92		%
$V_{OL, PGOOD}$	PGOOD Output Low Voltage	100 μA Into Pin	●			0.2	V
I_{VOUT}	Output Quiescent Current	LTC3388-1: $V_{OUT} = 2.5\text{V}$ LTC3388-3: $V_{OUT} = 5.0\text{V}$			60 120		nA nA
I_{PEAK}	PMOS Switch Peak Current		●	100	150	210	mA
I_{OUT}	Available Output Current		●	50			mA
$R_{P, BUCK}$	PMOS Switch On-Resistance				1.1		Ω
$R_{N, BUCK}$	NMOS Switch On-Resistance				1.3		Ω
	Maximum Duty Cycle		●	100			%

LTC3388-1/LTC3388-3

電気的特性

● は全動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。(Note 2) 注記がない限り、 $V_{IN} = 5.5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{IH}	D0/D1/EN/STBY Input High Voltage		●	1.2		V
$V_{IL}(D0, D1)$	D0/D1 Input Low Voltage		●		0.4	V
$V_{IL}(EN, STBY)$	EN/STBY Input Low Voltage		●		150	mV
I_{IH}	D0/D1/EN/STBY Input High Current				10	nA
I_{IL}	D0/D1/EN/STBY Input Low Current				10	nA
	Additional I_Q at V_{IN} with EN at $V_{IH}(\text{MIN})$	$V_{EN} = 1.2\text{V}, V_{IN} = 4\text{V}$		40		nA
	Additional I_Q at V_{IN} with STBY at $V_{IH}(\text{MIN})$	$V_{STBY} = 1.2\text{V}, V_{IN} = 4\text{V}$		40		nA

Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える可能性がある。

Note 2: LTC3388-1/LTC3388-3 は T_J が T_A にほぼ等しいパルス負荷条件でテストされる。LTC3388E-1/LTC3388E-3 は、 $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の接合部温度で仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC3388I-1/LTC3388I-3 は $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$

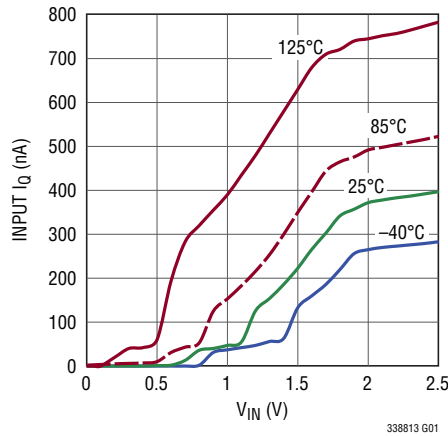
の動作接合部温度範囲で動作することが保証されている。これらの仕様を満たす最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱インピーダンスおよび他の環境要因と関連した特定の動作条件によって決まることに注意。

Note 3: 接合部温度 (T_J ($^\circ\text{C}$)) は周囲温度 (T_A ($^\circ\text{C}$)) および電力損失 (P_D (W)) から次式に従って計算される。 $T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA})$ ($^\circ\text{C/W}$)、ここで、 θ_{JA} ($^\circ\text{C/W}$) はパッケージの熱インピーダンス。

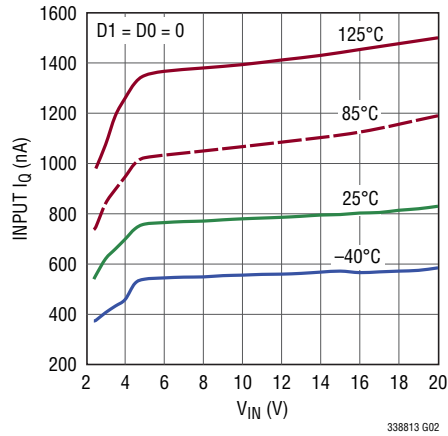
Note 4: スwitching 周波数で供給されるゲート電荷により動作時消費電流は増える。

標準的性能特性

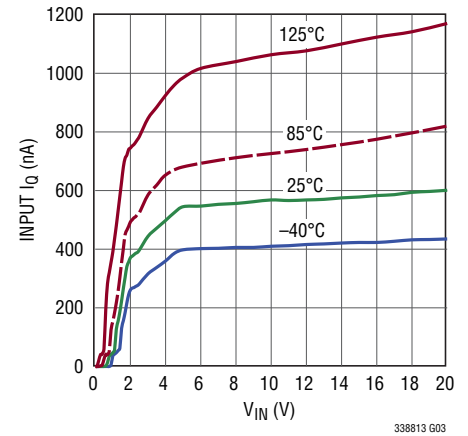
入力消費電流と V_{IN} 、UVLO



入力消費電流と V_{IN} 、無負荷

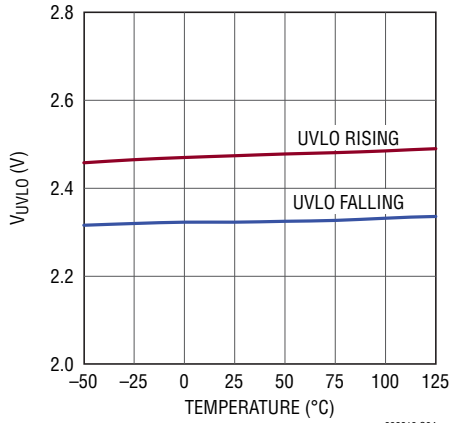
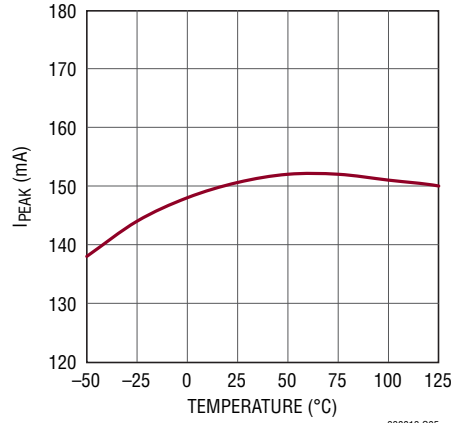
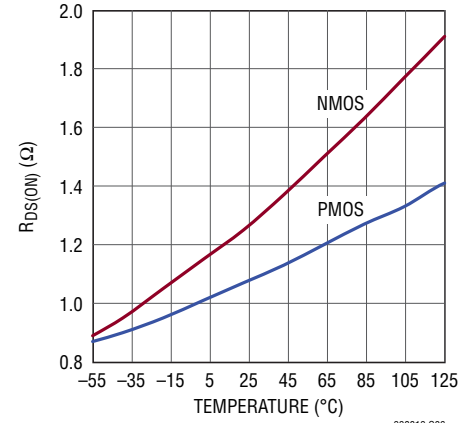


入力消費電流と V_{IN} 、ENは“L”

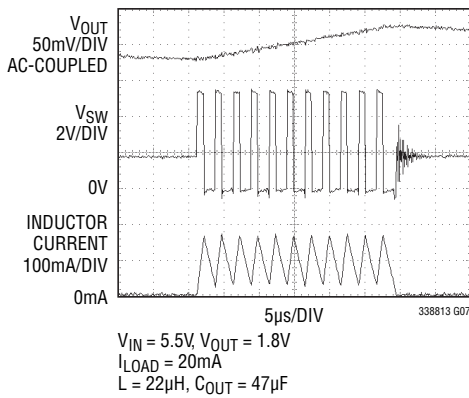


標準的性能特性

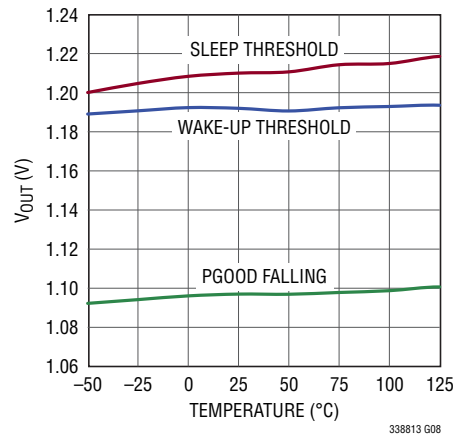
UVLOと温度

I_{PEAK}と温度R_{P, BUCK}/R_{N, BUCK}と温度

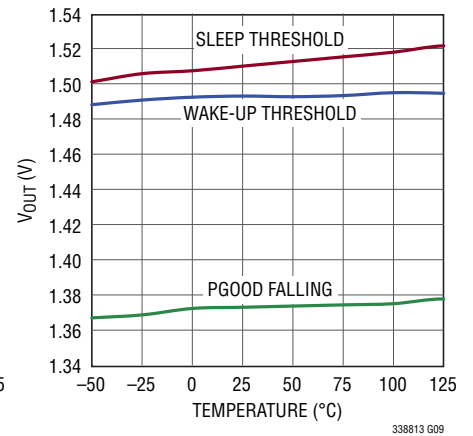
動作波形



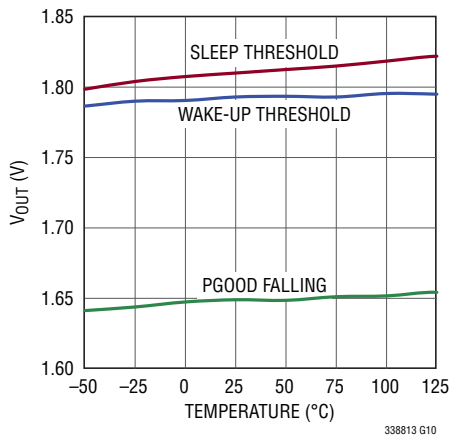
1.2V出力と温度 (LTC3388-1)



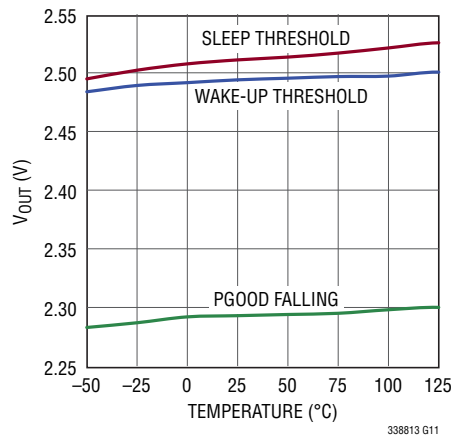
1.5V出力と温度 (LTC3388-1)



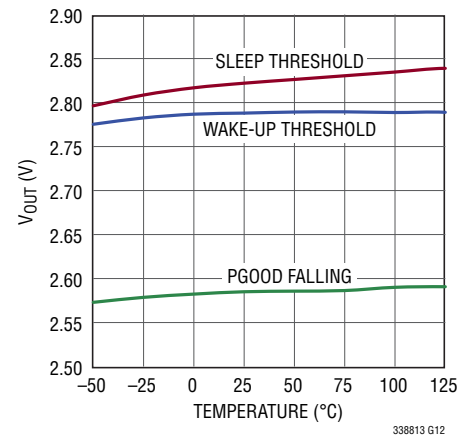
1.8V出力と温度 (LTC3388-1)



2.5V出力と温度 (LTC3388-1)



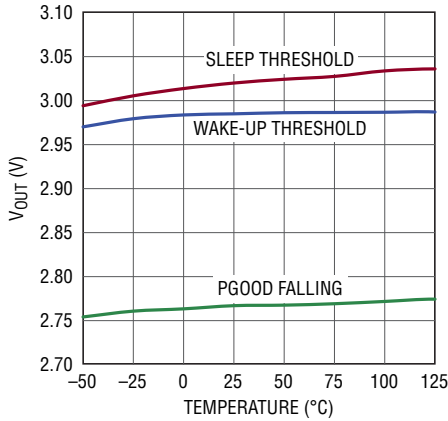
2.8V出力と温度 (LTC3388-3)



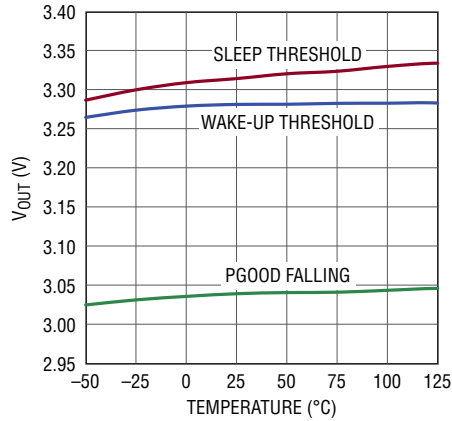
LTC3388-1/LTC3388-3

標準的性能特性

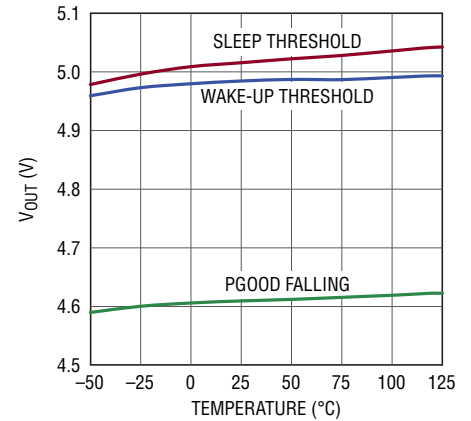
3.0V出力と温度 (LTC3388-3)



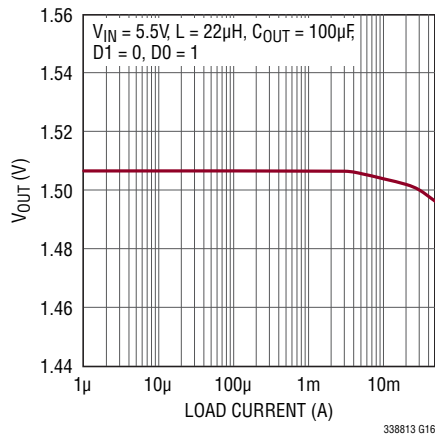
3.3V出力と温度 (LTC3388-3)



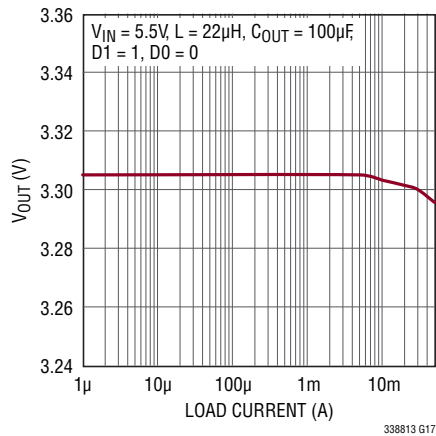
5.0V出力と温度 (LTC3388-3)



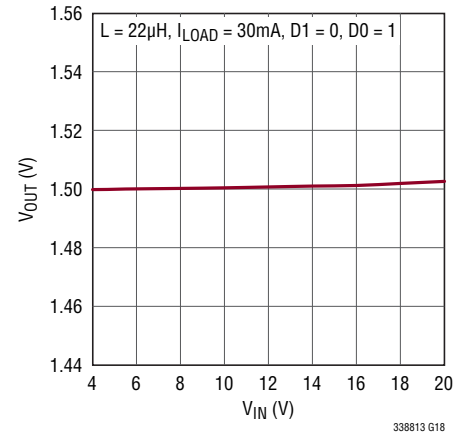
V_{OUT} のロード・レギュレーション (LTC3388-1)



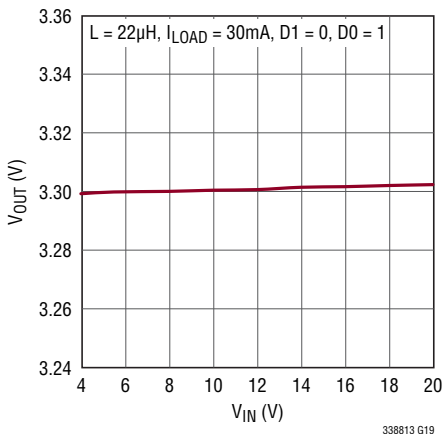
V_{OUT} のロード・レギュレーション (LTC3388-3)



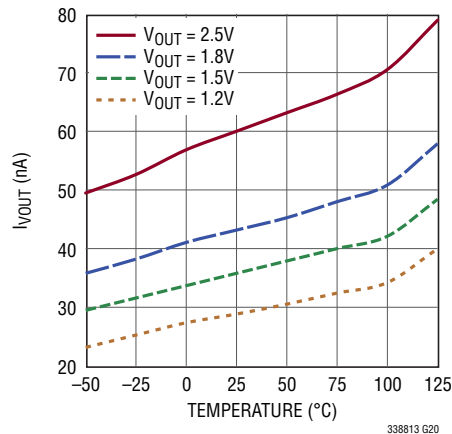
V_{OUT} のロード・レギュレーション (LTC3388-1)



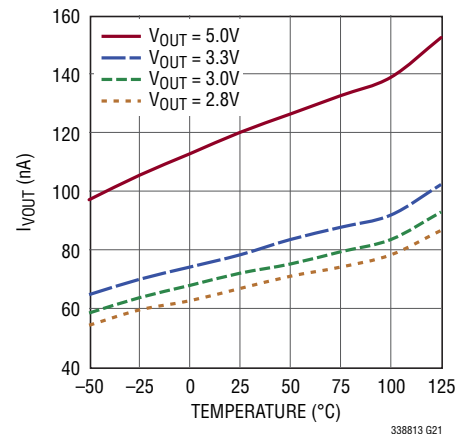
V_{OUT} のロード・レギュレーション (LTC3388-3)



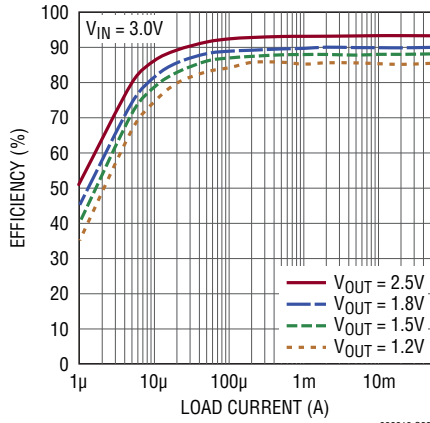
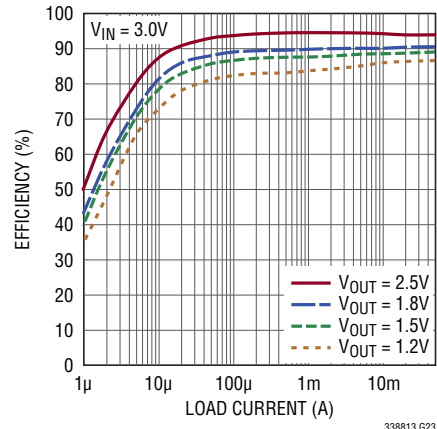
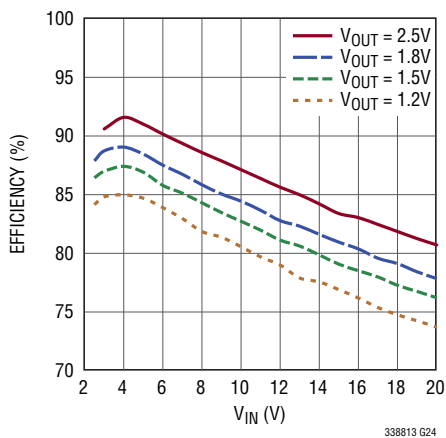
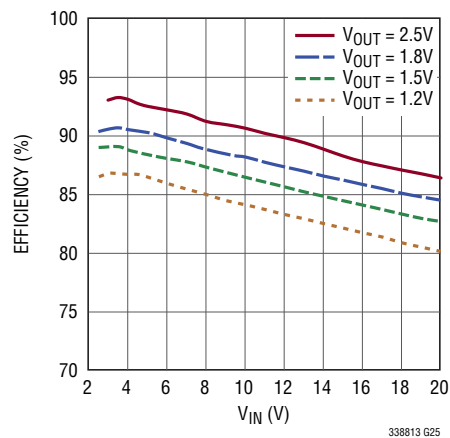
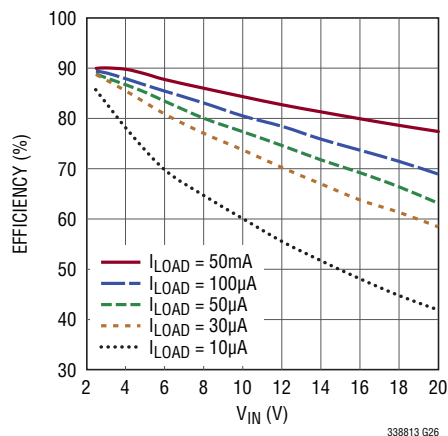
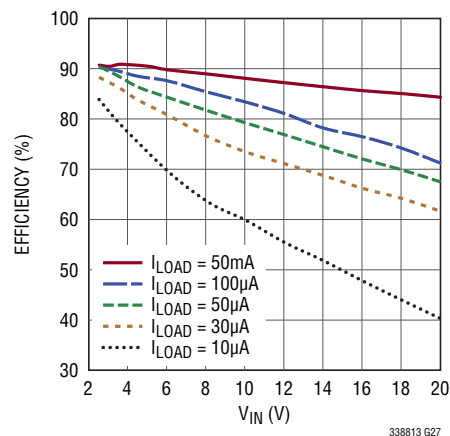
I_{VOUT} と温度 (LTC3388-1)



I_{VOUT} と温度 (LTC3388-3)



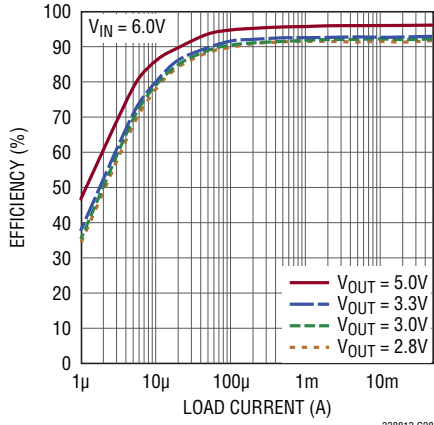
標準的性能特性

効率と I_{LOAD} 、 $L = 22\mu H$ (LTC3388-1)効率と I_{LOAD} 、 $L = 100\mu H$ (LTC3388-1)効率と V_{IN} 、 $I_{LOAD} = 50mA$ 、 $L = 22\mu H$ (LTC3388-1)効率と V_{IN} 、 $I_{LOAD} = 50mA$ 、 $L = 100\mu H$ (LTC3388-1)効率と V_{IN} 、 $V_{OUT} = 1.8V$ 、 $L = 22\mu H$ (LTC3388-1)効率と V_{IN} 、 $V_{OUT} = 1.8V$ 、 $L = 100\mu H$ (LTC3388-1)

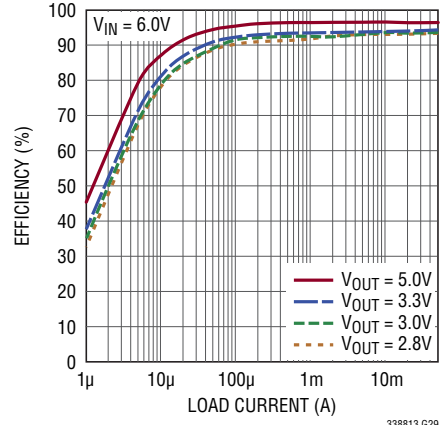
LTC3388-1/LTC3388-3

標準的性能特性

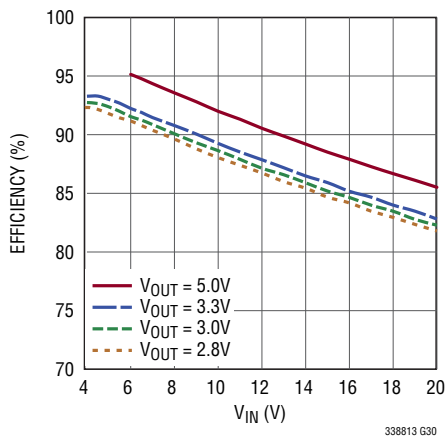
効率と I_{LOAD} 、 $L = 22\mu H$ (LTC3388-3)



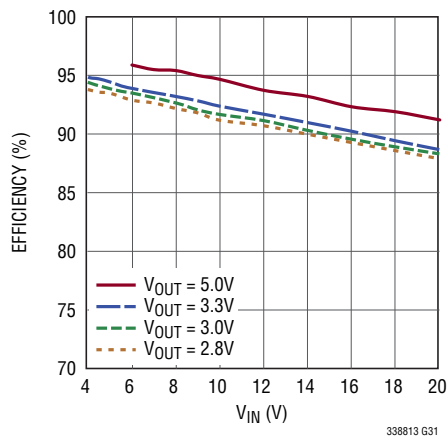
効率と I_{LOAD} 、 $L = 100\mu H$ (LTC3388-3)



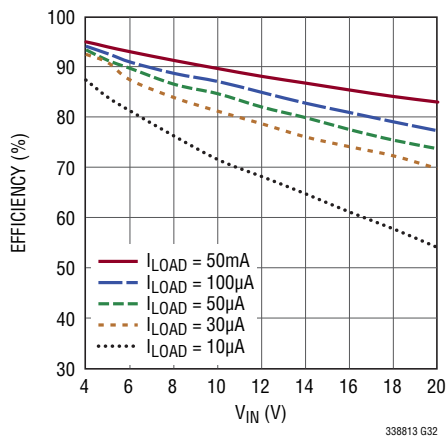
効率と V_{IN} 、 $I_{LOAD} = 50mA$ 、 $L = 22\mu H$ (LTC3388-3)



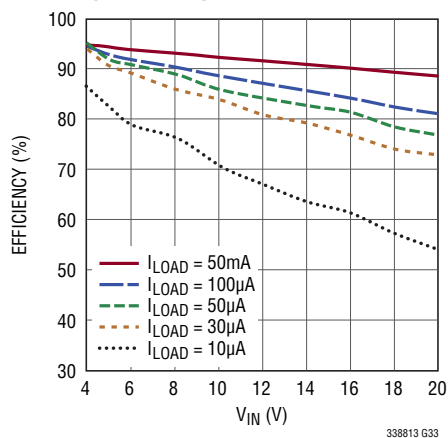
効率と V_{IN} 、 $I_{LOAD} = 50mA$ 、 $L = 100\mu H$ (LTC3388-3)



効率と V_{IN} 、 $V_{OUT} = 3.3V$ 、 $L = 22\mu H$ (LTC3388-3)



効率と V_{IN} 、 $V_{OUT} = 3.3V$ 、 $L = 100\mu H$ (LTC3388-3)



ピン機能

EN (ピン1) : イネーブル入力。V_{IN2}を基準にしたロジック・レベル入力。ENをロジック“H”にすると、降圧コンバータがイネーブルされます。ENをV_{IN2}にドライブすると、V_{IN}に追加の消費電流は生じません。ただし、ENがV_{IH}またはV_{IL}の近くにドライブされると、40nAの追加の消費電流がV_{IN}に現れることがあります。

STBY (ピン2) : スタンバイ入力。V_{IN2}を基準にしたロジック・レベル入力。STBYピンをロジック“H”にすると、デバイスはスタンバイ・モードになります。STBYをV_{IN2}にドライブするとV_{IN}に追加の消費電流は生じません。ただし、STBYがV_{IH}またはV_{IL}の近くにドライブされると、40nAの追加の消費電流がV_{IN}に現れることがあります。

CAP (ピン3) : 降圧PMOSスイッチのゲート・ドライブとして機能するV_{IN}を基準にする内部レール。1μFのコンデンサをCAPとV_{IN}の間に接続します。このピンを外部のシステム・レールとして使用することは意図されていません。

V_{IN} (ピン4) : 入力電圧。2.2μF以上のコンデンサをV_{IN}からGNDに接続します。

SW (ピン5) : 降圧スイッチング・レギュレータのスイッチ・ピン。22μH以上のインダクタをSWからV_{OUT}に接続します。

V_{OUT} (ピン6) : 出力電圧をモニタするのに使用される検出ピンで、内部帰還を通して出力電圧を調整します。

V_{IN2} (ピン7) : 降圧NMOSスイッチのゲート・ドライブとして機能する内部の低電圧レール。出力電圧選択ビットのD0とD1のロジック“H”のレールとしても機能します。4.7μFのコンデンサをV_{IN2}からGNDに接続します。このピンを外部のシステム・レールとして使用することは意図されていません。

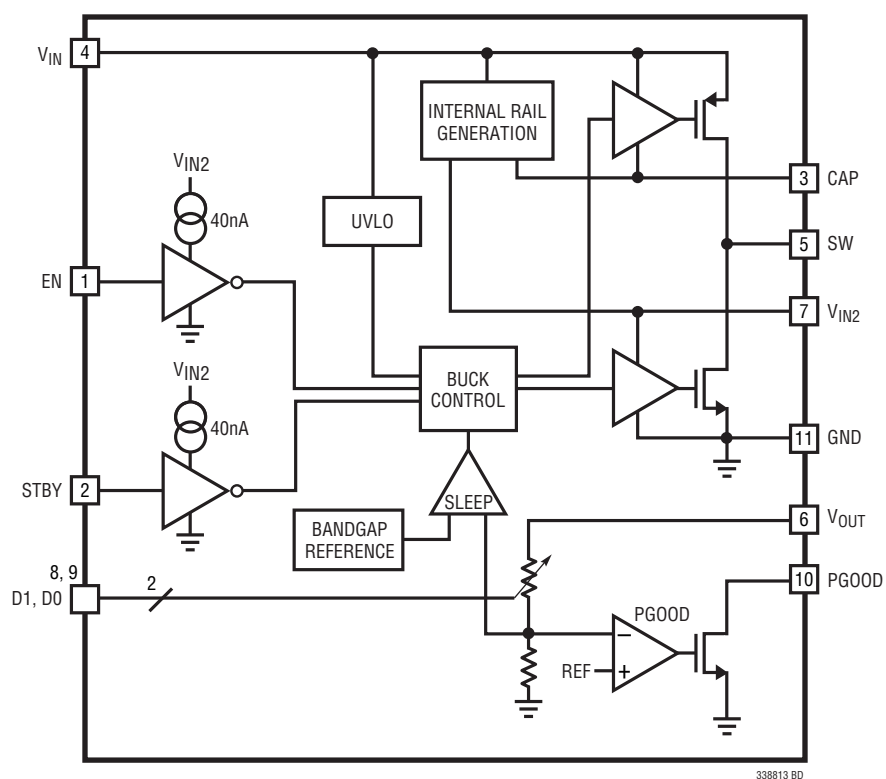
D1 (ピン8) : 出力電圧選択ビット。D1は“H” (V_{IN2}) または“L” (GND) に接続して、望みのV_{OUT}を選択します (表1を参照)。

D0 (ピン9) : 出力電圧選択ビット。D0は“H” (V_{IN2}) または“L” (GND) に接続して、望みのV_{OUT}を選択します (表1を参照)。

PGOOD (ピン10) : パワーグッドのオープン・ドレインNMOS出力。V_{OUT}が目標値の92%を超えるとPGOODピンはHi-Zになります。

GND (露出パッド、ピン11) : グランド。露出パッドは、LTC3388-1/LTC3388-3の直下に配置した複数のビアを使って、プリント回路基板の2番目の層の連続したグラウンド・プレーンに接続します。

ブロック図



動作

LTC3388-1/LTC3388-3は超低消費電流の電源で、ナノパワー高効率同期整流式降圧レギュレータによって安定化された出力電圧を維持するように設計されています。

低電圧ロックアウト (UVLO)

V_{IN} の電圧がUVLOの上昇方向スレッシュホールドより高くなると降圧コンバータがイネーブルされ、電荷が入力コンデンサから出力コンデンサに移されます。 V_{IN} がUVLOの下降方向スレッシュホールドより低くなると、デバイスは再度UVLO状態になります。UVLO状態では消費電流は約400nAで、降圧コンバータはディスエーブルされます。

内部レールの生成

2つの内部レール (CAP と V_{IN2}) は V_{IN} から生成され、降圧コンバータのそれぞれハイサイドPMOSとローサイドNMOSをドライブするのに使われます。さらに、 V_{IN2} レールは、EN、STBY、および出力電圧選択ビットのD0とD1のロジック“H”としても機能します。 V_{IN2} レールはGNDより4.6V上に安定化され、 CAP レールは V_{IN} より4.8V下に安定化されます。 V_{IN2} レールと CAP レールは外部レールとして使うことは意図されていません。バイパス・コンデンサが CAP ピンと V_{IN2} ピンに接続され、降圧スイッチをドライブするエネルギー貯蔵器として機能します。 V_{IN} が4.6Vより下のとき、 V_{IN2} は V_{IN} に等しくなります。 V_{IN} が4.8Vを超えるまで CAP はGNDの電位です。 V_{IN} 、 V_{IN2} および CAP の理想的な関係を図1に示します。

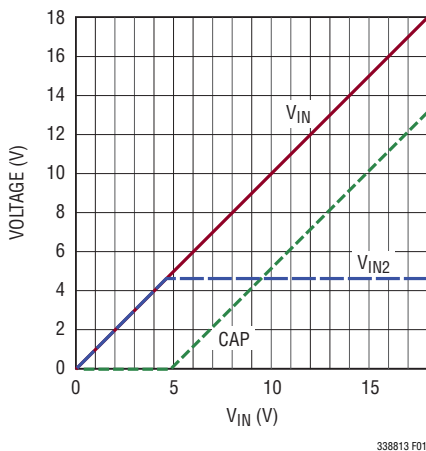


図1. V_{IN} 、 V_{IN2} および CAP の理想的な関係

降圧動作

降圧レギュレータはヒステリシスのある電圧アルゴリズムを使って、 V_{OUT} 検出ピンからの内部帰還を介して出力を制御します。降圧コンバータはインダクタを介して出力コンデンサを安定化ポイントよりわずかに高い値まで充電します。これを行うため、デバイスは内部PMOSスイッチを通してインダクタ電流を150mAにランプアップさせ、次いで内部NMOSスイッチを通して0mAまでランプダウンさせます。これにより、エネルギーを出力コンデンサに効率的に供給します。ランプ・レートは、 V_{IN} 、 V_{OUT} 、およびインダクタの値によって決まります。降圧コンバータが出力電圧を安定化状態にすると、コンバータは低消費電流のスリープ状態に入り、スリープ・コンパレータを使って出力電圧をモニタします。この動作モードの間、負荷電流は降圧レギュレータの出力コンデンサによって供給されます。出力電圧が安定化ポイントより低くなると、降圧レギュレータが覚醒し、このサイクルが繰り返されます。安定化された出力を与えるためのこのヒステリシスをもった方法により、軽負荷でのFETのスイッチングに関連した損失が減少し、出力が維持されます。降圧コンバータはスイッチングしているとき最小50mAの平均負荷電流を供給します。

出力がスリープ・スレッシュホールドに達したことをスリープ・コンパレータが知らせるとき、降圧コンバータがサイクルの途中であり、電流がまだインダクタを通して流れていることがあります。通常は両方の同期スイッチがオフし、インダクタの電流はNMOSのボディ・ダイオードを通して流れ出し、ゼロに減衰します。LTC3388-1/LTC3388-3はこの時間の間NMOSスイッチをオンに保って、(NMOSがオフしていたらダイオードに生じるであろう) 導通損失を防ぎます。スリープ・コンパレータがトリップするときPMOSがオンしていると、電流をランプダウンさせるためNMOSが直ちにオンします。NMOSがオンしていると、電流がゼロに減少するまでオンに保たれます。

降圧コンバータがスイッチングしているときの消費電流はスリープ時の消費電流よりはるかに大きいとはいえ、依然として平均インダクタ電流の小さなパーセンテージであり、ほとんどの負荷条件で高い効率になります。降圧コンバータは、出力電圧がスリープの下降方向スレッシュホールドまで放電したときだけ動作します。したがって、降圧コンバータの動作消費電流は低いスリープ時消費電流で平均化されます。このため、コンバータはわずか10 μ Aの負荷でも非常に高い効率に留まります。

LTC3388-1/LTC3388-3

動作

出力選択ビット (D0とD1) をGNDまたは V_{IN2} に接続することにより、4つの選択可能な電圧を利用することができます。4つのD0/D1コードとそれらに対応する出力電圧、さらにLTC3388-1とLTC3388-3の間の出力電圧の差を表1に示します。

表1. LTC3388-1/LTC3388-3の出力電圧の選択

D1	D0	V _{OUT}	V _{OUT} Quiescent Current (I _{VOUT})
0	0	1.2V/2.8V	28nA/66nA
0	1	1.5V/3.0V	36nA/72nA
1	0	1.8V/3.3V	43nA/78nA
1	1	2.5V/5.0V	60nA/120nA

表1に示されているように、内部帰還ネットワークは微小な電流を V_{OUT} から引き出します。

ドロップアウト動作

入力電源電圧が出力電圧に向かって低下すると、インダクタ電流の変化率が低下し、電流バーストのスイッチング周波数が減少します。入力電源電圧がさらに低下すると、最終的にはPMOSが100%オンし、DCになります。このときの出力電圧は、入力電圧からPMOSとインダクタの電圧降下を差し引いた電圧になります。

パワーグッド・コンパレータ

プログラムされた V_{OUT} のスリープ・スレッシュホールドにコンパレータが最初に達すると、パワーグッド・コンパレータによりPGOODピンはHi-Zになり、出力が安定化状態であることを知らせます。 V_{OUT} が望みの安定化電圧の92%に低下するまで、

PGOODピンはHi-Zに留まります。さらに、PGOODが“H”、 V_{IN} がUVLOの下降方向スレッシュホールドより下になると、 V_{OUT} が望みの安定化ポイントの92%に低下するまでPGOODは“H”に留まります。これにより、入力が失われても出力エネルギーを使うことができます。 $V_{OUT} = 1.8V$ で $10\mu A$ の負荷での振る舞いを図2に示します。 V_{IN} は $t = 2s$ で高インピーダンスになり、LTC3388-1の消費電流によって V_{OUT} に給電しながら放電します。 V_{IN} は下降方向UVLOスレッシュホールドより下になりますが、 V_{OUT} が望みの安定化ポイントの92%に低下するまで、PGOODピンは“H”に留まります。

このシナリオは、選択された出力電圧が下降方向UVLOスレッシュホールドより低い場合に可能性が高くなります。入力が高インピーダンスになって下降し始めると、PMOSスイッチのボディ・ダイオードを介して出力によって支えられます。十分高い出力電圧では、 V_{OUT} がPGOODに留まっている間は、デバイスは必ずしもUVLOになるとは限りません。このことは、LTC3388-3で提供される出力電圧では常に当てはまります。

図3に示されているように、安定化されている間にD0/D1入力を切り替えることができます。PGOODの下降方向スレッシュホールドが前の V_{OUT} を上回る電圧に V_{OUT} がプログラムされると、新しい安定化ポイントに達するまで、PGOODは“L”になります。 V_{OUT} が前より低い電圧にプログラムされる場合は、移行期間の間もPGOODは“H”に留まります。

PGOODピンはマイクロプロセッサや他のデバイスのI/Oをドライブするように設計されており、LEDなどの高電流負荷をドライブすることは意図されていません。

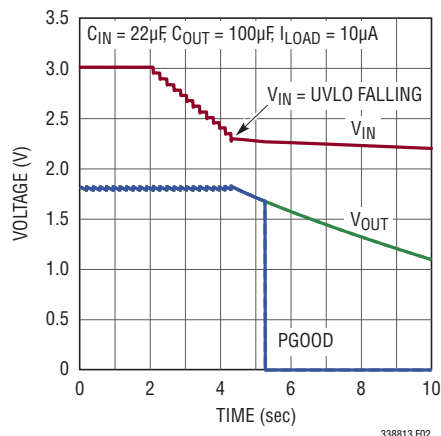


図2. UVLOへ移行する時のPGOODの動作

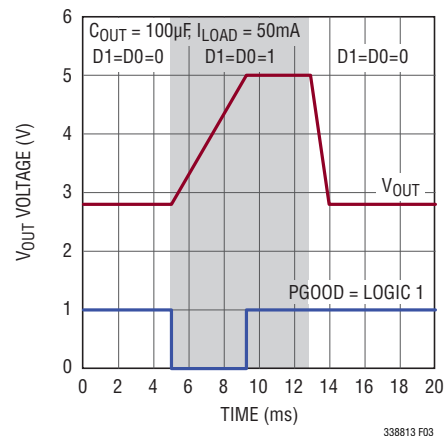


図3. D0/D1による移行時のPGOODの動作

338813f

動作

イネーブル・モードとスタンバイ・モード

2つのロジック・ピン (ENとSTBY) がLTC3388-1/LTC3388-3の動作モードを決めます。ENが“H”でSTBYが“L”のとき、同期整流式降圧コンバータがイネーブルされ、入力電圧がプログラムされた出力電圧およびUVLOスレッシュホールドを上回っていると、出力を安定化します。ENが“L”のとき、降圧コンバータ回路はパワーダウンされ、消費電流を節約します。内部レール生成回路は作動状態に保たれ、 V_{IN2} とCAPの電圧は維持されます。ENが“L”のとき、PGOOD回路もシャットダウンされ、PGOODピンが“L”になります。ENが“H”で入力がUVLOスレッシュホールドを下回ると、降圧コンバータがシャットダウンされます。

イネーブルされているとき、STBYを“H”にしてLTC3388-1/LTC3388-3をスタンバイ・モードにすることができます。スタンバイ・モードでは、降圧コンバータがディスエーブルされ、降圧回路を動作させるのに使われる電流が消費されなくなります。PGOODとスリープの両コンパレータは動作状態に保たれ、PGOODピンの状態を維持します。

スリープ・コンパレータの消費電流はPGOODコンパレータの消費電流より少なく、LTC3388-1/LTC3388-3がスリープ・モードのとき、PGOODコンパレータはシャットダウンし、PGOODは“H”に保たれます。スタンバイ・モードでも同様になります。LTC3388-1/LTC3388-3がスタンバイになる前にスリープ状態であったとすると、スタンバイでもスリープ状態に留まり、PGOODコンパレータの消費電流を節約します。 V_{OUT} がスリープの下降方向スレッシュホールドを下回ると、PGOODコンパレータがイネーブルされます。 V_{OUT} がPGOODの下降方向スレッシュホールドを下回ると、PGOODピンが“L”になります。

ENが“L”の状態ですべてが“H”にドライブされると、STBYは無視されてLTC3388-1/LTC3388-3はシャットダウンされた状態に留まります。

ENとSTBYが“H”にドライブされているが V_{IH} の近くであったり、“L”にドライブされているが V_{IL} の近くであったりすると、追加の消費電流が V_{IN} に現れることがあります。この追加の消費電流は標準40nAで、 V_{IN} と温度に依存します。ENまたはSTBYを0Vまたは V_{IN2} にドライブすると、 V_{IN} に追加の消費電流は生じません。

スタンバイへの移行時およびスタンバイからの移行時の V_{OUT} を図4に示します。スタンバイの間、降圧コンバータはオフし、 V_{OUT} は静穏です。

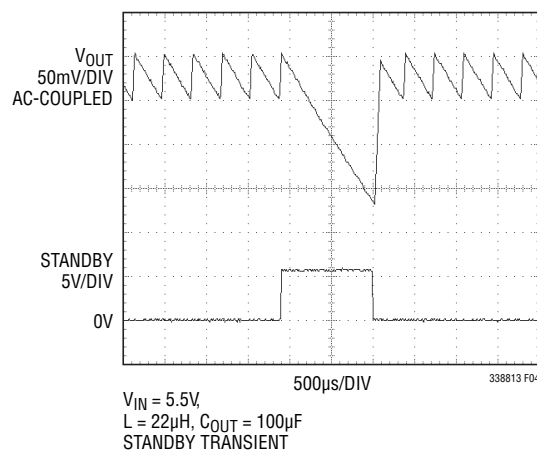


図4. LTC3388-3のスタンバイの移行の様子、
 $V_{OUT} = 3.3V$ 、 $I_{LOAD} = 5mA$

LTC3388-1/LTC3388-3

アプリケーション情報

はじめに

LTC3388-1/LTC3388-3の基本的なアプリケーション回路を最初のページに示します。外部部品はアプリケーションの性能要件に基づいて選択します。

入力コンデンサの選択

V_{IN} の入力コンデンサは、LTC3388-1/LTC3388-3を適切にバイパスし、降圧レギュレータによって生じるスイッチング電流をフィルタするように選択します。 V_{IN} のコンデンサは V_{IN} に現れるうる最大電圧に耐える定格のものにします。これはLTC3388-1/LTC3388-3にできるだけ近づけて配置し、高周波数スイッチング電流を狭いローカル・ループに閉じ込めて、EMIを最小に抑えます。バイパスには、X7RまたはX5Rの2.2 μ Fセラミック・コンデンサが適当です。

セラミック・コンデンサはリップル電流定格と電圧定格が大きく、ESRが小さいので、スイッチング・レギュレータのアプリケーションに最適です。ただし、入力と出力にこれらのコンデンサを使うときは注意が必要です。セラミック・コンデンサを入力に使い、長いコード付きACアダプタで電力を供給すると、出力の負荷ステップによって入力 V_{IN} にリングングが誘起されることがあります。長いコードを通して急に電流が突入すると、 V_{IN} に電圧スパイクが生じてデバイスを損傷するおそれがあります。

長いワイヤなど誘導性のソース・インピーダンスをもったこのようなアプリケーションでは、入力電源のリングングを減衰させ

るために、 C_{IN} に並列に直列RCネットワークが必要になることがあります。この回路と、リングングを減衰させるのに必要な標準的値を図5に示します。このRC抵抗は、ネットワークに必要な直列抵抗値に等価なESRの1個の電界コンデンサによって置き換えることができます。この現象の詳細な説明に関しては、弊社の「アプリケーションノート88」を参照してください。

出力コンデンサの選択

レギュレータがスリープ状態に留まる時間は負荷電流と出力コンデンサのサイズに依存します。スリープ時間は、負荷電流が増加するにつれて、または出力コンデンサが小さいほど減少します。DCスリープ・ヒステリシス・ウィンドウ (V_{HYST}) は、LTC3388-1およびLTC3388-3のプログラムされた出力電圧の周囲それぞれ $\pm 8\text{mV}$ および $\pm 16\text{mV}$ です。つまり、理想的には、スリープ時間は次式で決まります。

$$t_{\text{SLEEP}} = C_{\text{OUT}} \frac{V_{\text{HYST}}}{I_{\text{LOAD}}}$$

これは100 μ Fの桁以上の出力コンデンサに当てはまりますが、出力コンデンサが10 μ Fに向かって減少するにつれ、内部スリープ・コンパレータ内の遅延および負荷電流により、 V_{OUT} の電圧が $\pm 8\text{mV}/\pm 16\text{mV}$ のスレッシュホルドを超えてスルーする可能性があります。これにより、スリープ時間が長くなり、 V_{OUT} のリップルが増加します。10 μ F未満のコンデンサは、 V_{OUT} のリップルが望ましくないレベルにまで増加する可能性があるので推奨しません。

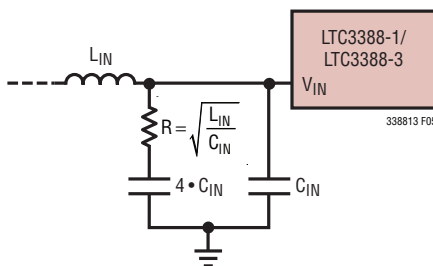


図5. V_{IN} のリングングを減らす直列RC回路

アプリケーション情報

50mAを超える過渡負荷電流が必要な場合、出力にもっと大きなコンデンサを使うことができます。このコンデンサは負荷状態のあいだ連続的に放電し、このコンデンサは V_{OUT} の受け入れ可能な低下に基づいてサイズを決めることができます。

$$C_{OUT} = (V_{OUT}^{+} - V_{OUT}^{-}) \frac{I_{LOAD} - I_{BUCK}}{t_{LOAD}}$$

ここで、 V_{OUT}^{+} はPGOODが“H”になるときの V_{OUT} の値、 V_{OUT}^{-} は V_{OUT} の望みの下限です。 I_{BUCK} は降圧コンバータから供給される平均電流で、標準 $I_{PEAK}/2$ です。

標準的表面実装型セラミック・コンデンサを C_{OUT} に使用することができますが、アプリケーションによっては、低リークのアルミ電解コンデンサまたはスーパーキャパシタの方が適しています。これらのコンデンサは、Vishay、Illinois Capacitor、AVX、CAP-XXなどのメーカーから入手できます。

インダクタ

降圧コンバータは少なくとも22 μ Hのインダクタを使って動作するように最適化されています。この値は標準的アプリケーションのサイズと効率の間の適切なトレードオフを表しています。大きなインダクタは、PMOSのオン時間を長くし、ゲート電荷による損失を減らし、高電圧アプリケーションに恩恵をもたらします。DC電流定格が200mAより大きなインダクタを選択しま

す。インダクタのDCRは損失を生じるので、効率に影響を与えることがあります。価格、サイズ、およびDCRの間のトレードオフを評価します。LTC3388-1/LTC3388-3と組み合わせて使えるいくつかのインダクタを表2に示します。

表2. LTC3388-1/LTC3388-3に推奨するインダクタ

INDUCTOR TYPE	L (μ H)	MAX I_{DC} (mA)	MAX DCR (Ω)	SIZE in mm (L x W x H)	MANUFACTURER
CDRH2D18/LDNP	22	300	0.320	3.2 x 3.2 x 2.0	Sumida
A997AS-220M	22	390	0.440	4.0 x 4.0 x 1.8	Toko
LPS5030-223MLC	22	700	0.190	4.9 x 4.9 x 3.0	Coilcraft
LPS4012-473MLC	47	350	1.400	4.0 x 4.0 x 1.2	Coilcraft
SLF7045T	100	500	0.250	7.0 x 7.0 x 4.5	TDK

V_{IN2} および CAP のコンデンサ

1 μ Fのコンデンサを V_{IN} とCAPの間に接続し、4.7 μ Fのコンデンサを V_{IN2} とGNDの間に接続します。これらのコンデンサは降圧スイッチングの間内部レールを保持し、内部レール生成回路を補償します。入力ソースが6V未満に制限されているアプリケーションでは、図6に示されているように、CAPピンをGNDに接続することができ、 V_{IN2} を V_{IN} に接続することができます。この回路は V_{IN2} とCAPにコンデンサを必要としないので、部品を節約し、1個の V_{IN} コンデンサの電圧定格を下げるすることができます。

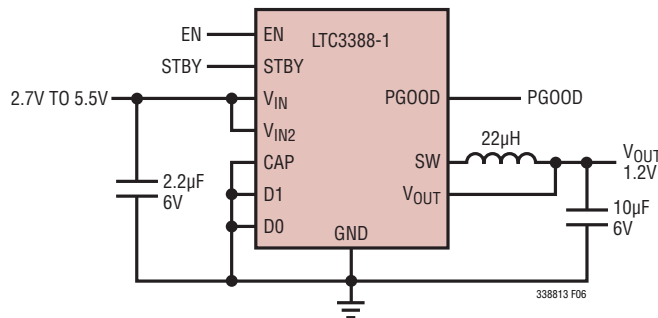


図6. ソリューションのサイズが最小の1.2V低入力電圧電源

アプリケーション情報

効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータの効率は「出力電力÷入力電力×100%」で表されます。個々の損失を解析して、効率を制限する要素がどれであり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断できる場合がよくあります。効率は次式で表すことができます。

$$\text{効率} = 100\% - (\eta_1 + \eta_2 + \eta_3 + \dots)$$

ここで、 η_1 、 η_2 などは入力電力に対するパーセンテージで表した個々の損失です。

回路内の電力を消費する全ての要素で損失が生じますが、損失の大部分は3つの主な損失要因によって生じます。

- 1) アクティブな状態およびスリープ時のDC V_{IN} 動作電流、
 - 2) MOSFETのゲート電荷による損失、および3) I^2R 損失です。
- 非常に低い負荷電流では V_{IN} の動作電流が効率の損失を支配するのに対して、中程度から高い負荷電流ではゲート電荷および I^2R 損失が効率の損失を支配します。

1. DC V_{IN} 電流は、「電気的性能特性」で与えられている、アクティブ・モードおよびスリープ・モードでの静止消費電流の平均です。これは次式によって推定することができます。

$$I_{VIN(AVG)} = \frac{I_{LOAD}}{I_{BUCK}} I_{Q(ACTIVE)} + \left(1 - \frac{I_{LOAD}}{I_{BUCK}}\right) I_{Q(SLEEP)}$$

ここで、 I_{BUCK} は降圧コンバータから供給される平均電流で、一般に $I_{PEAK}/2$ です。非常に軽い負荷では、 $I_{Q(SLEEP)}$ がこの損失項を支配します。したがって、LTC3388-1/LTC3388-3のスリープ状態での消費電流が非常に低いことがわかって重要です。

2. 内部パワーMOSFETスイッチのゲート容量をスイッチングすると、内部MOSFETゲート充電電流が流れます。ゲートが“H”から“L”、そして再び“H”に切り替わるたびに、 V_{IN} からグラウンドに微小電荷 dQ が移動します。したがって、 dQ/dt は V_{IN} から流出する電流であり、一般にDCバイアス電流より大きくなります。もちろん、このスイッチング電流は降圧コンバータがオンしているときだけ現れ、高負荷電流で重要になります。ゲート充電損失は、インダクタを大きくし、したがって降圧コンバータがアクティブなときのスイッチング周波数を下げることによって減らすことができます。

3. I^2R 損失は内部スイッチの抵抗 R_{SW} と外部インダクタの抵抗DCRから計算されます。スイッチングしているとき、インダクタを流れる平均出力電流はハイサイドPMOSスイッチとローサイドNMOSスイッチの間で「こま切れ」になります。したがって、スイッチ・ピンを見込む直列抵抗は、次式のとおり、トップ・スイッチとボトム・スイッチのオン抵抗とデューティ・サイクル ($DC = V_{OUT}/V_{IN}$) の関数になります。

$$R_{SW} = (R_{P,BUCK})DC + (R_{N,BUCK})(1 - DC)$$

トップMOSFETとボトムMOSFETの両方のオン抵抗を「標準的性能特性」のセクションの曲線から求めることができます。したがって、 I^2R 損失を求めるには、単に R_{SW} をDCRに加え、その結果に平均出力電流の2乗を掛けます。

$$I^2R \text{ 損失} = I_O^2(R_{SW} + DCR)$$

降圧コンバータが動作しているときだけこの損失項が生じるので、その全体的影響を見るには、降圧コンバータが動作している時間とスリープ状態のパーセンテージ、つまり I_{LOAD}/I_{BUCK} を掛ける必要があります。

C_{IN} や C_{OUT} のESRによる損失やインダクタのコア損失などその他の損失は一般に全電力損失の2%以下に過ぎません。

アプリケーション情報

マイクロプロセッサとのインタフェース

LTC3388-1/LTC3388-3からマイクロプロセッサに給電するとき、PGOOD、STBY、およびENの各ピンが役立つことがあります。

V_{OUT} が安定化状態に達したとき、図7に示されているように、PGOOD信号を使ってスリープ状態のマイクロプロセッサや他の回路をイネーブルすることができます。マイクロプロセッサは、アクティブな間、センサを動作させているとき小さな負荷電流を引き出すことができ、データを送るとき大きな負荷電流を引き出すことができます。このような負荷ステップに対してスムーズに応答するLTC3388-1/LTC3388-3を図7に示します。

マイクロプロセッサや他の回路は、ある機能を実行するために静穏な電源を必要とすることがあります。STBYピンは、マイクロプロセッサがLTC3388-1/LTC3388-3をスタンバイ・モード

に置くことを可能にします。スタンバイ・モードでは降圧コンバータは動作を休止します。LTC3388-1/LTC3388-3の出力電圧のどんなリップルも生じなくなり、出力コンデンサがマイクロプロセッサや他の回路の負荷をサポートします。スタンバイの間、負荷が存在するので出力電圧は減少します。この減少を最小に抑えるように出力コンデンサのサイズを決めます。

ENピンを使ってLTC3388-1/LTC3388-3をアクティブにすることができます。たとえば、図8では、LTC3588-1 (圧電 環境発電 (エナジーハーベスト) 電源) のPGOOD出力によってLTC3388-1はイネーブルされ、1.2Vのレールを生成します。LTC3388-1が流す消費電流は、(LTC3588-1の降圧コンバータの変換比によって減少して) LTC3588-1の入力に現れます。LTC3388-1は3.3V電源によってドライブされるので、内部の V_{IN2} レールとCAPレールにはコンデンサが不要です。

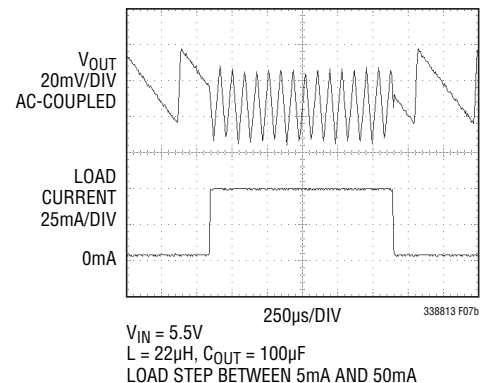
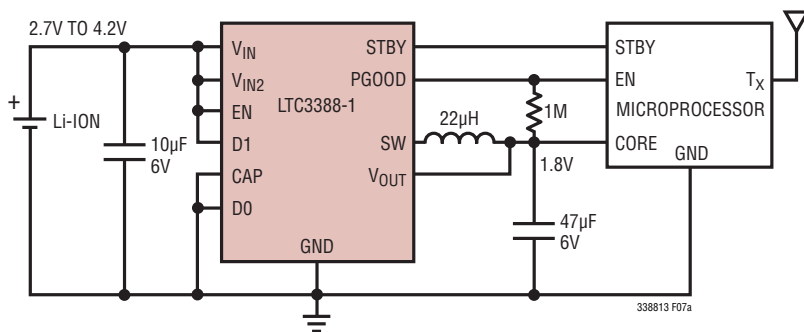


図7. ワイヤレス・トランスミッタ付きマイクロプロセッサに給電する1.8V降圧コンバータと45mA負荷ステップに対する応答

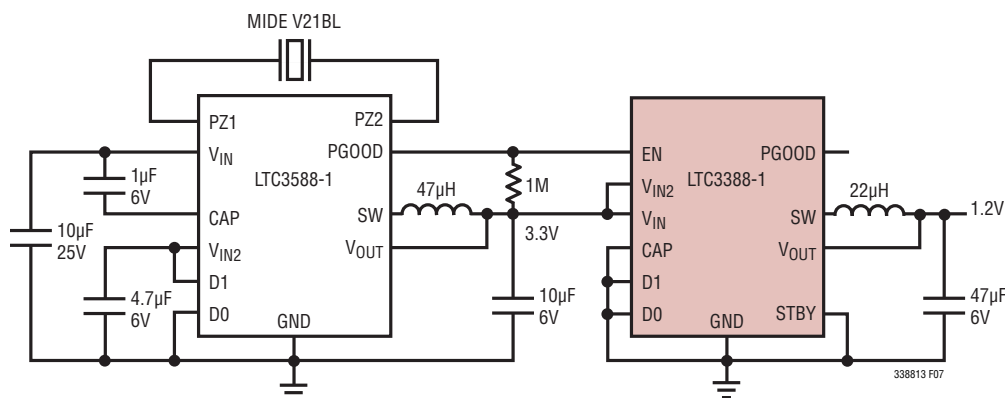
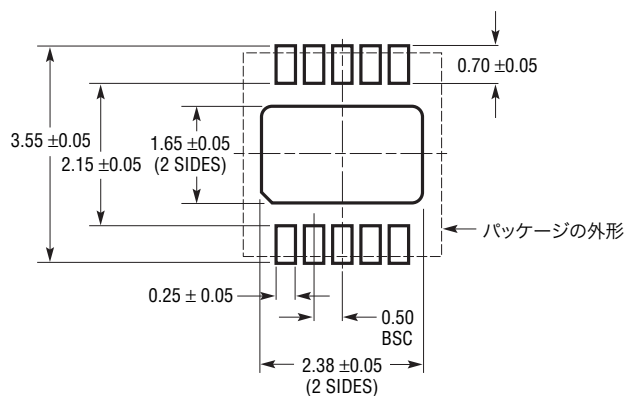


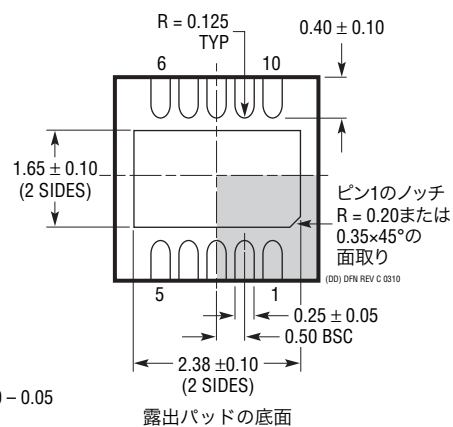
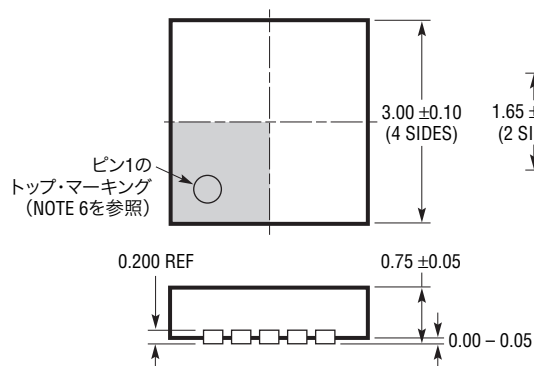
図8. 圧電環境発電(エナジーハーベスト)電源と1.2V補助レール

パッケージ

DD Package 10ピン・プラスチックDFN (3mm×3mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1699 Rev C)



推奨する半田パッドのピッチと寸法

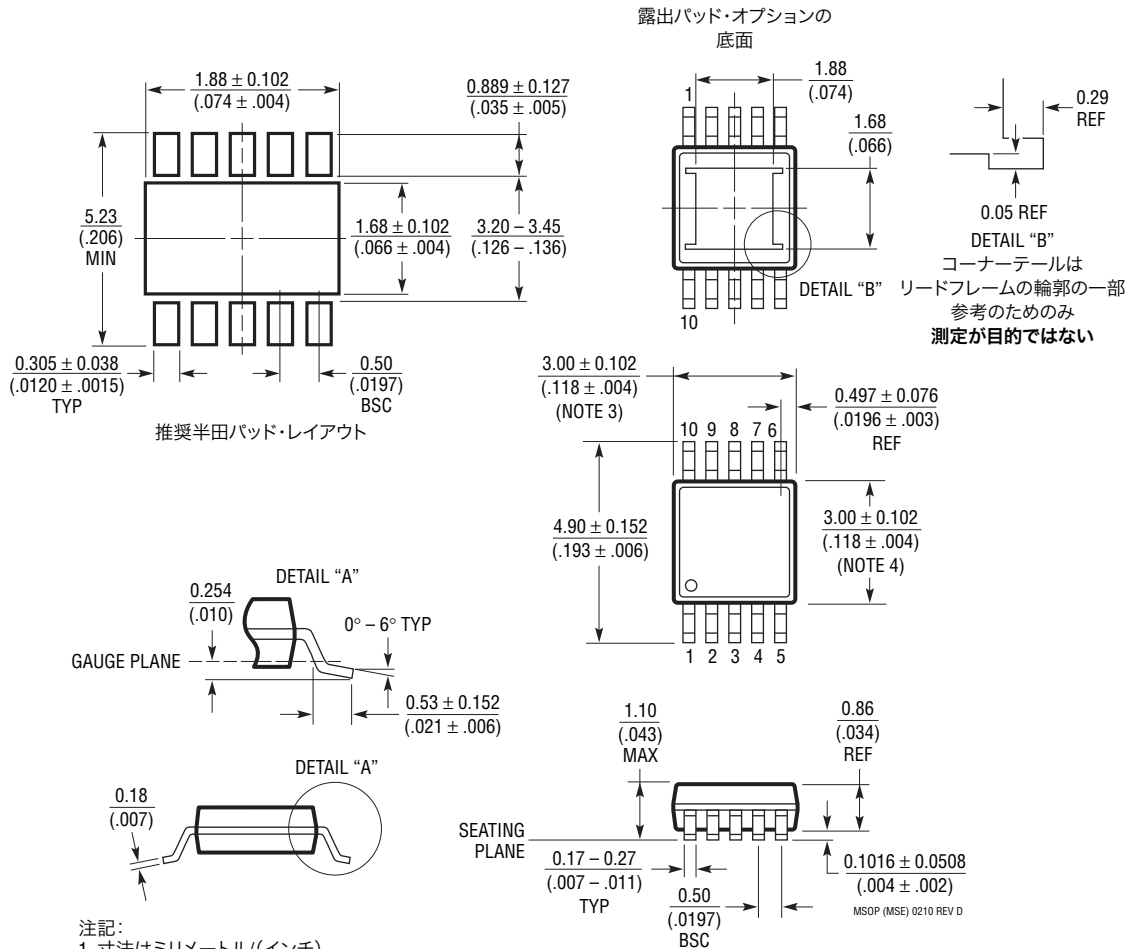


注記:

- 図はJEDECパッケージ・アウトラインMO-229のバリエーション(WEED-2)になる予定。バリエーションの指定の現状についてはLTCのWebサイトのデータシートを参照
- 図は実寸とは異なる
- 全ての寸法はミリメートル
- パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで0.15mmを超えないこと
- 露出パッドは半田メッキとする
- 網掛けの部分はパッケージのトップとボトムのピン1の位置の参考に過ぎない

パッケージ

MSE パッケージ
10 ピン・プラスチック MSOP、露出ダイ・パッド
 (Reference LTC DWG # 05-08-1664 Rev D)



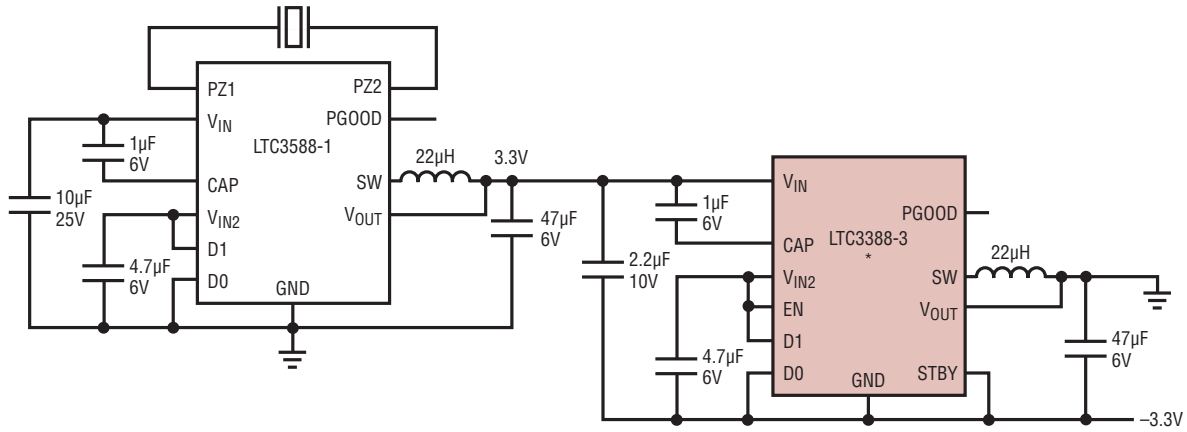
注記:

1. 寸法はミリメートル/(インチ)
2. 図は実寸とは異なる
3. 寸法にはモールドのバリ、突出部、またはゲートのバリを含まない。
モールドのバリ、突出部、またはゲートのバリは、各サイドで0.152mm (0.006")を超えないこと
4. 寸法には、リード間のバリまたは突出部を含まない。
リード間のバリまたは突出部は、各サイドで0.152mm (0.006")を超えないこと
5. リードの平坦度(整形後のリードの底面)は最大0.102mm (0.004")であること
6. 露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。E-パッドのモールドのバリは各サイドで0.254mm (0.010")を超えてはならない

LTC3388-1/LTC3388-3

標準的応用例

デュアル±3.3V出力を備えた圧電 環境発電(エネルギーハーベスト)電源



* 露出パッドはシステム・グラウンドから電氣的に絶縁され、
-3.3Vレールに接続されていなければならない。

338813 TA02

関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1389	ナノパワー高精度シャント電圧リファレンス	動作電流:800nA、1.25V/2.5V/4.096V
LTC1540	リファレンス付きナノパワー・コンパレータ	I_Q :0.3μA、0.01μFをドライブ、調整可能なヒステリシス、 入力範囲:2V~11V
LT3009	消費電流3μAの20mA低損失リニア・レギュレータ	低い I_Q :3μA、範囲:1.6V~20V、出力電流:20mA
LTC3588-1	圧電 環境発電(エネルギーハーベスト)電源	安定化状態での I_Q :<1μA、入力範囲:2.7V~20V、 内蔵ブリッジ整流器
LTC3588-2	圧電 環境発電(エネルギーハーベスト)電源	安定化状態での I_Q :<1μA、上昇方向UVLO = 16V、 下降方向UVLO = 14V、 V_{OUT} = 3.45V、4.1V、4.5V、5.0V
LT3652	ソーラーパワー向けパワー・トラッキング2Aバッテリー・チャージャ	太陽エネルギー向けMPPT、4.95V~32V、充電電流:最大2A
LT3970	消費電流2.5μAの、40V、350mA降圧レギュレータ	内蔵昇圧ダイオードおよびキャッチ・ダイオード、 動作範囲:4.2V~40V
LT3971	消費電流2.8μAの、38V、1.2A、2MHz降圧レギュレータ	動作範囲:4.3V~38V、低リップルのBurst Mode®動作
LT3991	消費電流2.8μAの、55V、1.2A、2MHz降圧レギュレータ	動作範囲:4.3V~55V、低リップルのBurst Mode動作
LTC3631	消費電流12μAの、45V、100mA同期整流式降圧レギュレータ	動作範囲:4.5V~45V、過電圧ロックアウト:最大60V
LTC3642	消費電流12μAの、45V、50mA同期整流式降圧レギュレータ	動作範囲:4.5V~45V、過電圧ロックアウト:最大60V

338813f