

入力電圧範囲の広い複数出力 DC/DCコンバータと PowerPathコントローラ

特長

- 低損失PowerPath™制御: バッテリからUSBやACアダプタの電力へのシームレスな自動移行
- 広い入力電圧範囲: 1.8V~5.5V
- 昇降圧V_{OUT}: 1.5V~5.25V
- 昇降圧によりV_{IN} ≥ 1.8Vで3.3V/300mA、V_{IN} ≥ 3Vで3.3V/800mAを発生
- デュアル350mA降圧レギュレータ、V_{OUT}: 0.6V~V_{IN}
- Burst Mode®動作時の消費電流: 38μA
- 1.8V/50mAの常時オンLDO電源
- 保護機能付き100mA Hot Swap™出力
- プッシュボタンによるオン/オフ制御
- 電流制限された200mA MAX出力
- プログラム可能なパワーアップ・シーケンシング
- 24ピン4mm×4mm×0.75mm QFNパッケージ

アプリケーション

- ウルトラポータブル・デジタル・ビデオ・カメラ
- パーソナル・ハンドヘルドGPSナビゲータ
- 携帯型医療機器

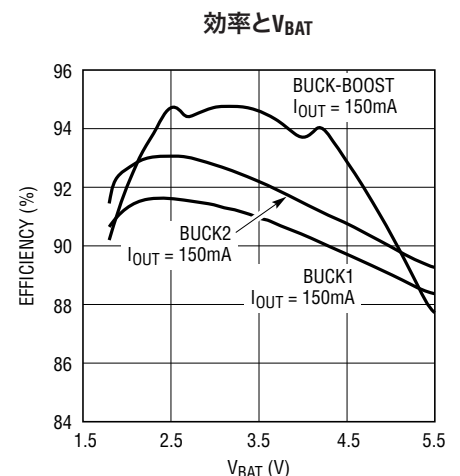
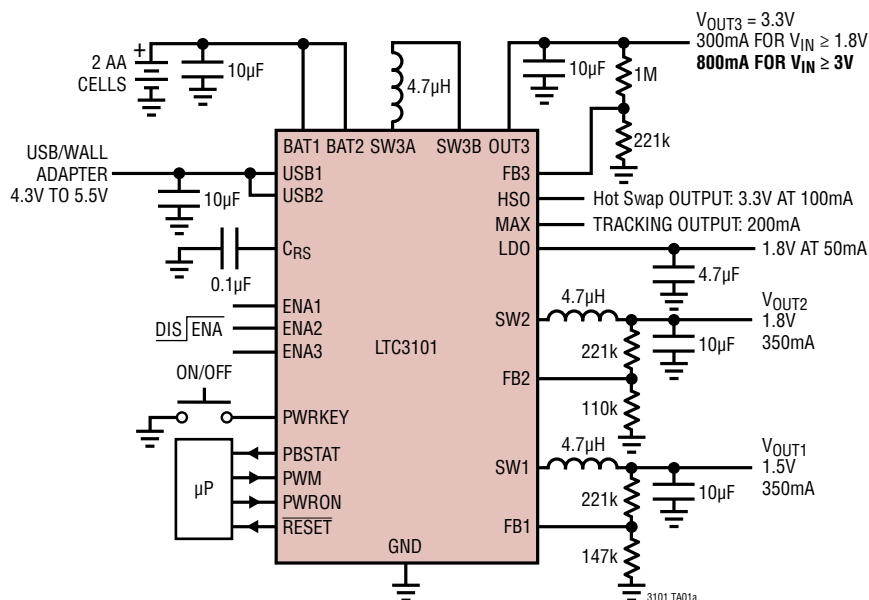
概要

LTC®3101は低消費電力の携帯機器向けの完全なパワーマネジメント・ソリューションです。USBやACアダプタの電力を利用できる時バッテリーからそれらにシームレスに移行する3つの高効率スイッチングDC/DCコンバータを提供します。同期整流式昇降圧レギュレータは完全な柔軟性を備えているので、1個のリチウムイオン/ポリマー・バッテリー、2~3個のAAセル、USBポートまたは1.8V~5.5Vで動作するその他の電源で動作可能です。

常時オンしている2つの出力(50mA LDOおよび高い電圧の入力電源をトラッキングする200mA MAX出力)がクリティカルな機能や追加の外部レギュレータに電力を供給します。フラッシュメモリカードは保護機能付きの100mA Hot Swap出力から直接給電することができます。プッシュボタン制御ロジックと持続時間をプログラム可能なマイクロプロセッサ・リセット・ジェネレータにより、マイクロプロセッサへのインタフェースが簡素化され、内部シーケンシングおよび独立したイネーブル・ピンにより、柔軟なパワーアップのオプションが与えられます。LTC3101は高さの低い(0.75mm)24ピン4mm×4mm QFNパッケージで供給されます。

LT、LTC、LTM、Burst Mode、Linear Technologyおよびリニアのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。Hot SwapとPowerPathはリニアテクノロジー社の商標です。その他全ての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例



3101 TA01b

3101fb

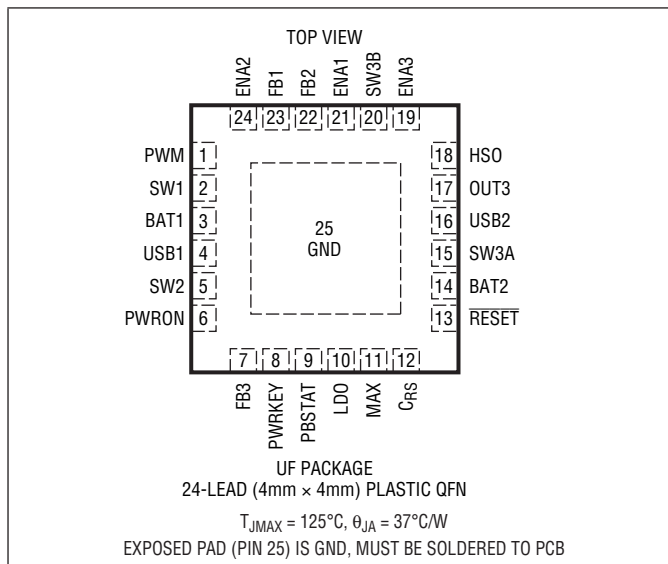
LTC3101

絶対最大定格

(Notes 1)

V_{BAT1} 、 V_{BAT2} 、 V_{USB1} 、 V_{USB2}	-0.3V~6V
V_{SW1} 、 V_{SW2} 、 V_{SW3A} 、 V_{SW3B} DC	-0.3V~6V
パルス (<100ns)	-1.0V~7V
他の全てのピンの電圧	-0.3V~6V
動作温度範囲 (Note 2)	-40°C~85°C
最大接合部温度 (Note 5)	125°C
保存温度範囲	-65°C~150°C

ピン配置



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
LTC3101EUF#PBF	LTC3101EUF#TRPBF	3101	24-Lead (4mm × 4mm) Plastic QFN	-40°C to 85°C

さらに広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。*温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。非標準の鉛ベース仕様の製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

鉛フリー仕様の製品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/tapeandreeel/> をご覧ください。

電気的特性

●は全動作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。

注記がない限り、 $V_{USB1} = V_{USB2} = V_{BAT1} = V_{BAT2} = 3\text{V}$ および $V_{OUT3} = 3.3\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Operating Voltage	Battery Powered	● 1.8		5.5	V
	USB Powered	● 1.8		5.5	V
Undervoltage Lockout Threshold	Battery Powered, V_{BAT} Rising	●	1.7	1.8	V
	USB Powered, V_{USB} Rising	●	1.7	1.8	V
Input Quiescent Current in Standby	$V_{PWRON} = 0\text{V}$, $V_{PWRKEY} = 3\text{V}$		15		μA
Input Quiescent Current in Burst Mode Operation	All Converters Enabled, $V_{FB1} = V_{FB2} = V_{FB3} = 0.66\text{V}$		38		μA
Oscillator Frequency		● 1.02	1.27	1.52	MHz
降圧コンバータ1					
Feedback Voltage (FB1 Pin)		● 583	596	609	mV
Feedback Pin Input Current (FB1 Pin)			1	50	nA
P-Channel Current Limit	Battery Powered (Note 3)		440	540	mA
	USB Powered (Note 3)		440	540	mA
Maximum Duty Cycle		● 100			%

3101fb

電気的特性

●は全動作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。注記がない限り、 $V_{\text{USB1}} = V_{\text{USB2}} = V_{\text{BAT1}} = V_{\text{BAT2}} = 3\text{V}$ および $V_{\text{OUT3}} = 3.3\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Minimum Duty Cycle		●			0	%
ENA1 Input Logic Threshold		●	0.3	0.7	1.0	V
ENA1 Pull-Down Resistance	$V_{\text{PWRON}} = 3\text{V}$ or $V_{\text{PWRKEY}} = 0\text{V}$			4.0		M Ω
N-Channel Switch Resistance				0.34		Ω
P-Channel Switch Resistance	Battery Powered USB Powered			0.55 0.58		Ω Ω
N-Channel Switch Leakage	$V_{\text{SW1}} = V_{\text{USB1,2}} = V_{\text{BAT1,2}} = 5.5\text{V}$			0.1	5	μA
P-Channel Switch Leakage	$V_{\text{SW1}} = 0\text{V}$, $V_{\text{USB1,2}} = V_{\text{BAT1,2}} = 5.5\text{V}$			0.1	10	μA
Power Good Threshold	V_{FB1} Falling	●	-11	-8	-5	%
Power Good Hysteresis				2.5		%
降圧コンバータ						
Feedback Voltage (FB2 Pin)		●	583	596	609	mV
Feedback Pin Input Current (FB2 Pin)				1	50	nA
P-Channel Current Limit	Battery Powered (Note 3) USB Powered (Note 3)		440 440	540 540		mA mA
Maximum Duty Cycle		●	100			%
Minimum Duty Cycle		●			0	%
ENA2 Input Logic Threshold		●	0.3	0.7	1.0	V
ENA2 Pull-Down Resistance	$V_{\text{PWRON}} = 3\text{V}$ or $V_{\text{PWRKEY}} = 0\text{V}$			4.0		M Ω
N-Channel Switch Resistance				0.34		Ω
P-Channel Switch Resistance	Battery Powered USB Powered			0.55 0.58		Ω Ω
N-Channel Switch Leakage	$V_{\text{SW2}} = V_{\text{USB1,2}} = V_{\text{BAT1,2}} = 5.5\text{V}$			0.1	5	μA
P-Channel Switch Leakage	$V_{\text{SW2}} = 0\text{V}$, $V_{\text{USB1,2}} = V_{\text{BAT1,2}} = 5.5\text{V}$			0.1	10	μA
Power Good Threshold	V_{FB2} Falling	●	-11	-8	-5	%
Power Good Hysteresis				2.5		%
昇降圧コンバータ						
Operating Output Voltage		●	1.5		5.25	V
Feedback Voltage (FB3 Pin)		●	584	599	614	mV
Feedback Pin Input Current (FB3 Pin)				1	50	nA
Inductor Current Limit	BAT or USB Powered (Note 3)		1.2	1.5		A
Reverse Inductor Current Limit	(Note 3)			400		mA
Burst Mode Inductor Current Limit	(Note 3)			450		mA
Maximum Duty Cycle	Percentage of Period SW3B is Low in Boost Mode	●	82	87		%
Minimum Duty Cycle	Percentage of Period SW3A is High in Buck Mode	●			0	%
ENA3 Input Logic Threshold		●	0.3	0.7	1.0	V
ENA3 Pull-Down Resistance	$V_{\text{PWRON}} = 3\text{V}$ or $V_{\text{PWRKEY}} = 0\text{V}$			4.0		M Ω
N-Channel Switch Resistance	Switch B (From SW3A to GND) Switch C (From SW3B to GND)			0.150 0.140		Ω Ω
P-Channel Switch Resistance	Switch A' (From BAT2 to SW3A) Switch A (From USB2 to SW3A) Switch D (From OUT3 to SW3B)			0.150 0.180 0.195		Ω Ω Ω

LTC3101

電気的特性

●は全動作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。

注記がない限り、 $V_{\text{USB1}} = V_{\text{USB2}} = V_{\text{BAT1}} = V_{\text{BAT2}} = 3\text{V}$ および $V_{\text{OUT3}} = 3.3\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
N-Channel Switch Leakage	$V_{\text{SW3A,B}} = V_{\text{USB1,2}} = V_{\text{BAT1,2}} = V_{\text{OUT3}} = 5.5\text{V}$			0.1	5	μA
P-Channel Switch Leakage	$V_{\text{SW3A,B}} = 0\text{V}, V_{\text{USB1,2}} = V_{\text{BAT1,2}} = V_{\text{OUT3}} = 5.5\text{V}$			0.1	10	μA
Power Good Threshold	V_{FB3} Falling	●	-11.5	-8.5	-5.5	%
Power Good Hysteresis				2.5		%

MAX出力

Current Limit	$V_{\text{MAX}} = 2.0\text{V}$	●	200	300		mA
Switch Resistance	From BAT2 to MAX From USB2 to MAX			0.890 0.930		Ω Ω
Load Dependent Supply Current				1.0		$\mu\text{A}/\text{mA}$

LDO出力

Output Voltage	$I_{\text{LDO}} = 1\text{mA}$	●	1.755	1.800	1.845	V
Current Limit	$V_{\text{LDO}} = 1.0\text{V}$	●	50	110		mA
Line Regulation	Input Voltage (V_{MAX}) = 1.8V to 5.5V, $I_{\text{LDO}} = 1\text{mA}$			0.1		%
Load Regulation	$I_{\text{LDO}} = 1\text{mA}$ to 50mA			0.9		%
Reverse Current in Shutdown	$V_{\text{BAT1,2}} = V_{\text{USB1,2}} = 0\text{V}, V_{\text{LDO}} = 1.8\text{V}$			0.1	1	μA
Load Dependent Supply Current				12		$\mu\text{A}/\text{mA}$
Dropout Voltage	$V_{\text{MAX}} = 1.75\text{V}, I_{\text{LDO}} = 10\text{mA}$			25		mV

Hot Swap出力

Switch Resistance				0.730		Ω
Switch Current Limit	$V_{\text{HSO}} = 2.0\text{V}$	●	100	150		mA

プッシュボタン・ロジックと μP リセット・ジェネレータ

PBSTAT Deglitching Duration			15	24		ms
PBSTAT Low Voltage	$I_{\text{PBSTAT}} = 1\text{mA}$			20	50	mV
RESET Low Voltage	$I_{\text{RESET}} = 1\text{mA}$			20	50	mV
C_{RS} Pin Charging Current			0.9	1.0	1.1	μA
C_{RS} Pin Threshold Voltage	V_{CRS} Rising		1.176	1.200	1.224	V

ロジック入力

PWRKEY, PWRON, PWM Input Logic Threshold		●	0.3	0.7	1.0	V
PWRKEY Pull-Up Resistance				400		$\text{k}\Omega$
PWRON Pull-Down Resistance				4.0		$\text{M}\Omega$

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。

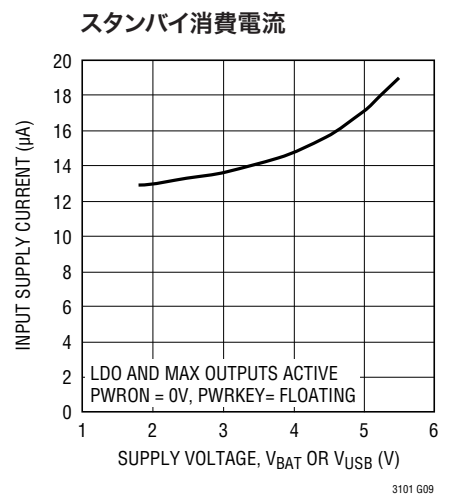
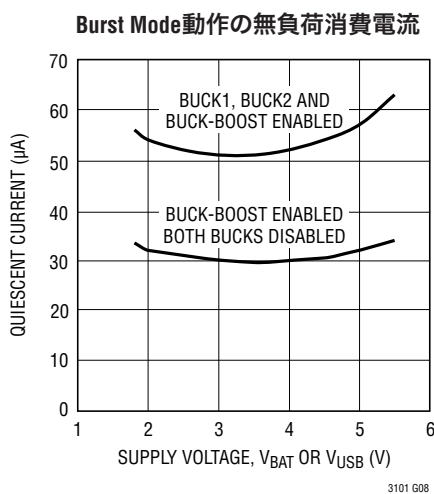
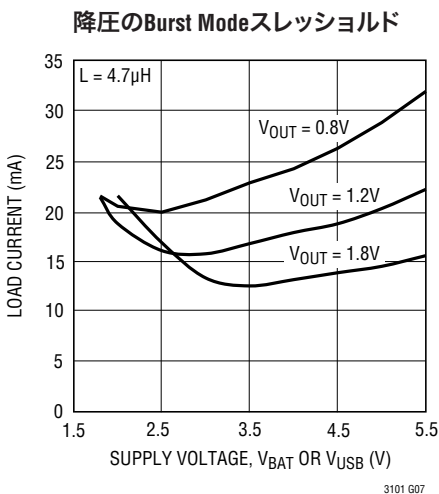
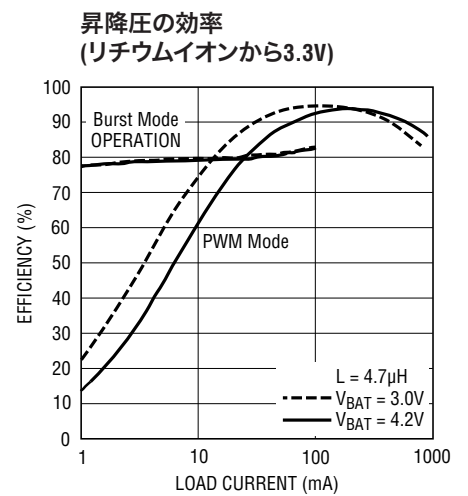
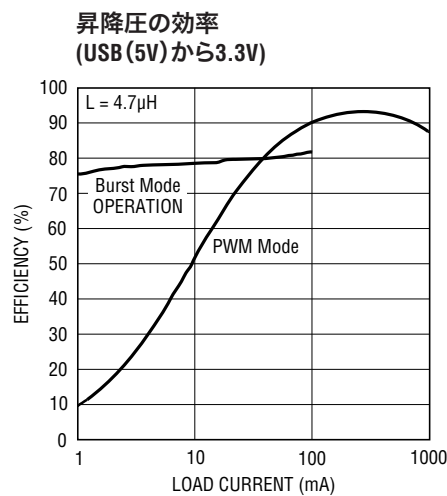
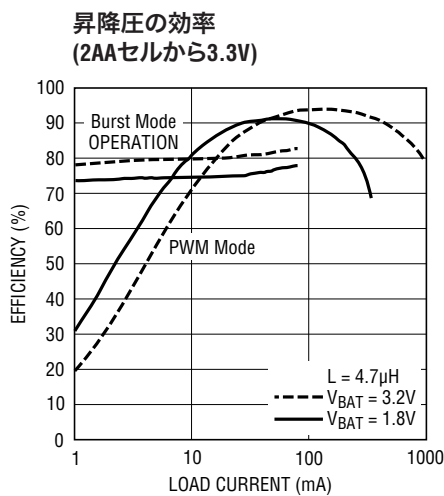
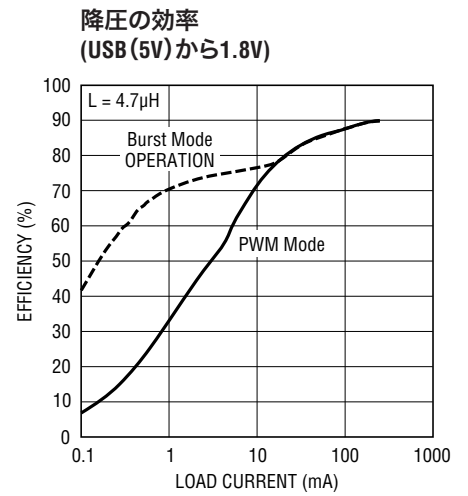
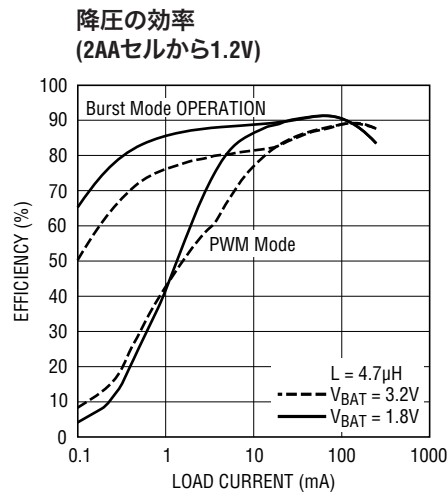
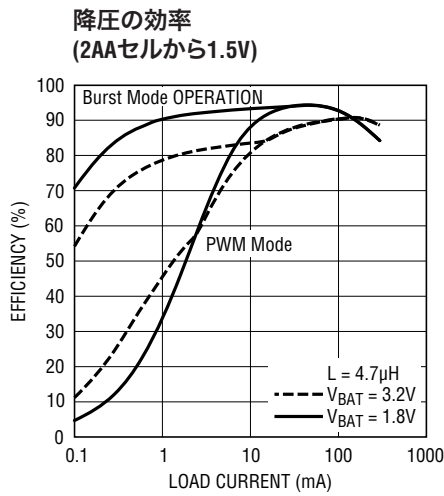
Note 2: LTC3101は $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。

Note 3: 電流測定はLTC3101がスイッチングしていない状態で行われる。動作時の電流リミットの測定値はコンパレータの伝播遅延によりいくらか高くなる。

Note 4: LTC3101は、閉ループ構成で誤差アンプを内部で接続する独自の非スイッチング・テスト・モードでテストされる。

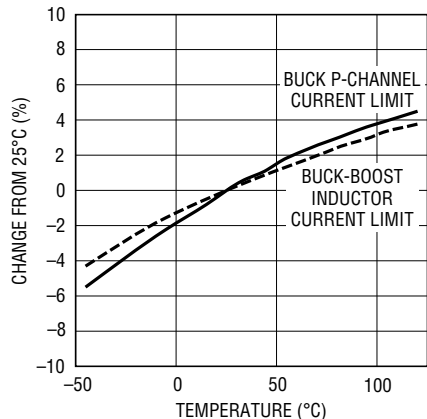
Note 5: このデバイスには短時間の過負荷状態の間デバイスを保護するための過温度保護機能が備わっている。過温度保護機能がアクティブなとき接合部温度は 125°C を超える。規定された最大動作接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なうおそれがある。

標準的性能特性 (注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$)



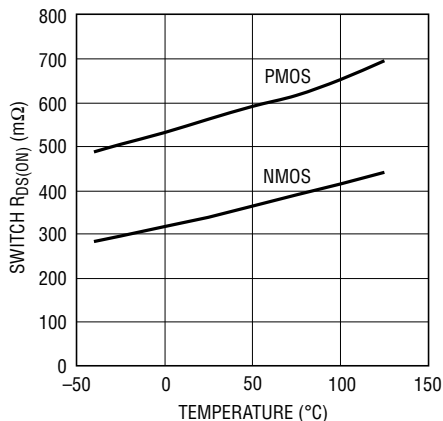
標準的性能特性 (注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$)

電流制限のスレッシュホールドと温度



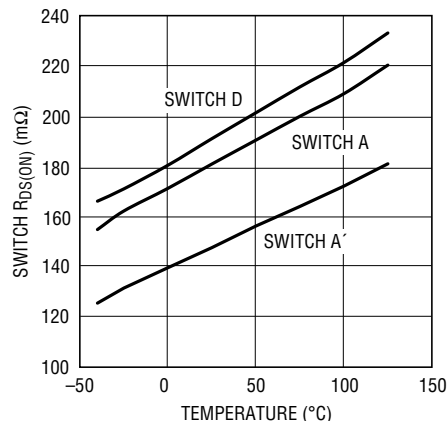
3101 G10

降圧スイッチの $R_{DS(ON)}$



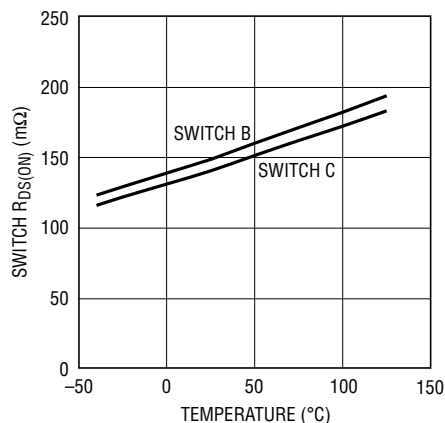
3101 G11

昇降圧Pチャンネル・スイッチの $R_{DS(ON)}$



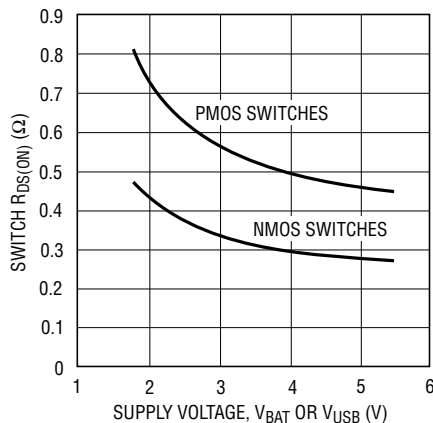
3101 G12

昇降圧Nチャンネル・スイッチの $R_{DS(ON)}$



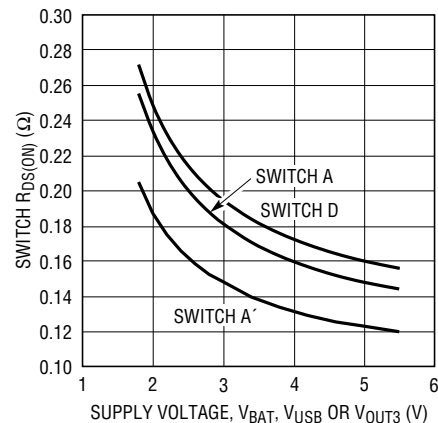
3101 G13

降圧スイッチの $R_{DS(ON)}$



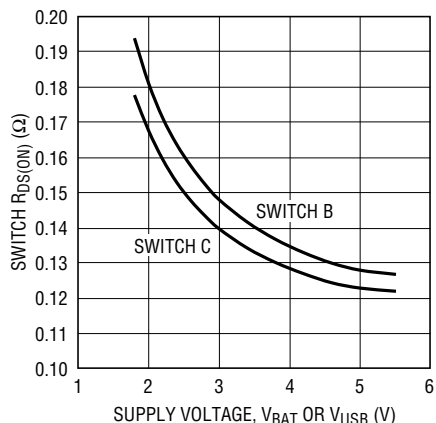
3101 G14

昇降圧Pチャンネル・スイッチの $R_{DS(ON)}$



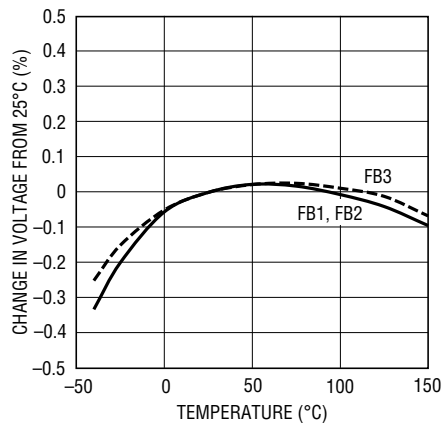
3101 G15

昇降圧Nチャンネル・スイッチの $R_{DS(ON)}$



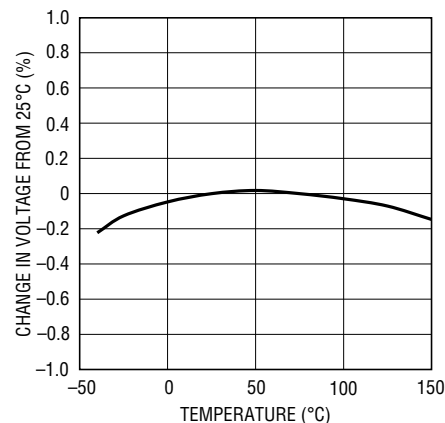
3101 G16

帰還電圧



3101 G17

LDOの出力電圧

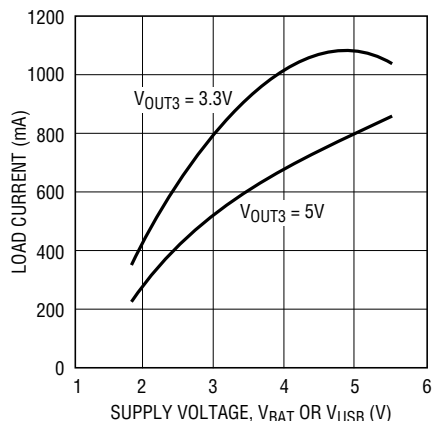


3101 G18

3101fb

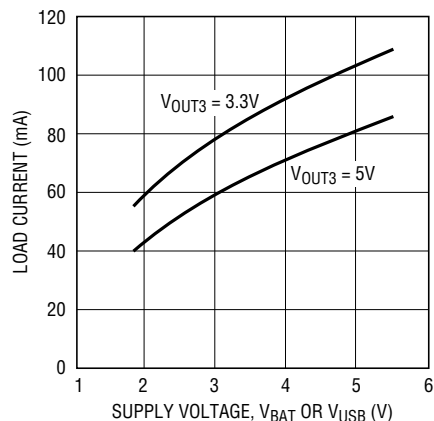
標準的性能特性 (注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$)

昇降圧の最大負荷電流、
PWM動作



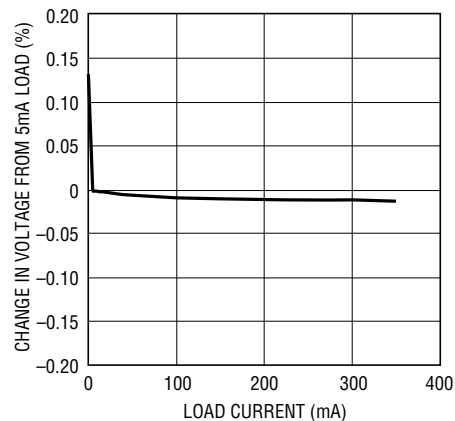
3101 G19

昇降圧の最大負荷電流、
Burst Mode動作



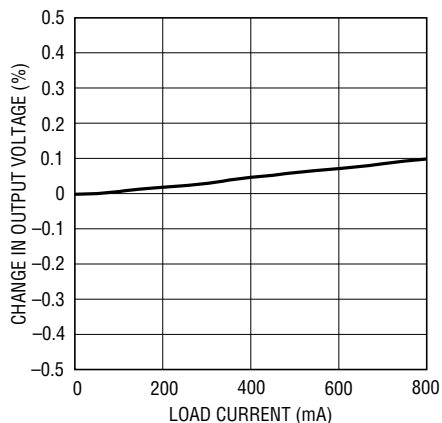
3101 G20

降圧の出力電圧と
負荷電流



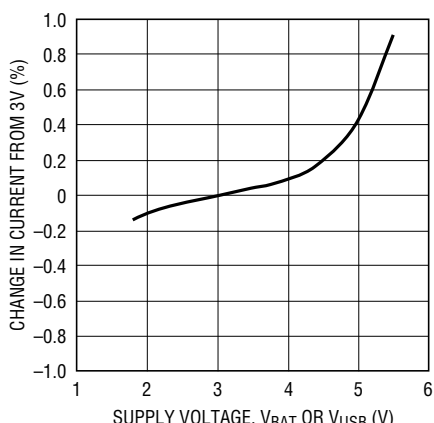
3101 G21

昇降圧の出力電圧と
負荷電流



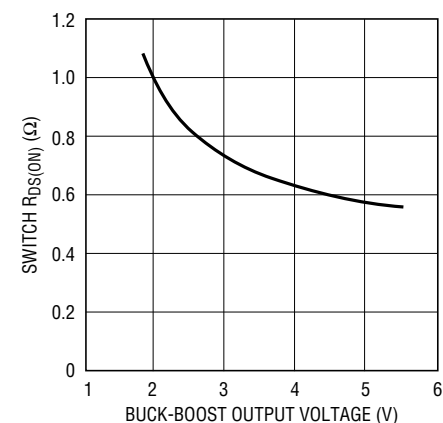
3101 G22

C_{RS} ピンの電流



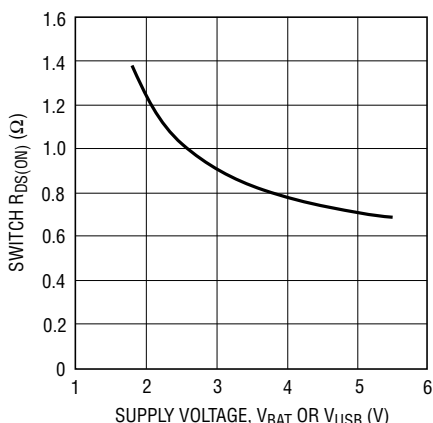
3101 G23

Hot Swapのスイッチの $R_{DS(ON)}$



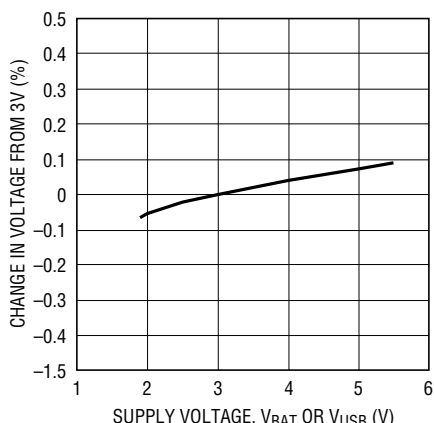
3101 G24

MAXの出力スイッチの $R_{DS(ON)}$



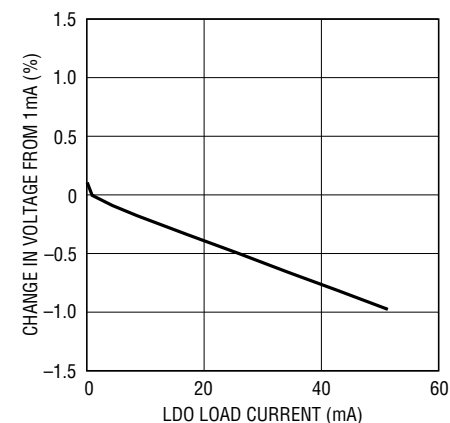
3101 G25

LDOの出力電圧と電源電圧



3101 G26

LDOの出力電圧と負荷電流

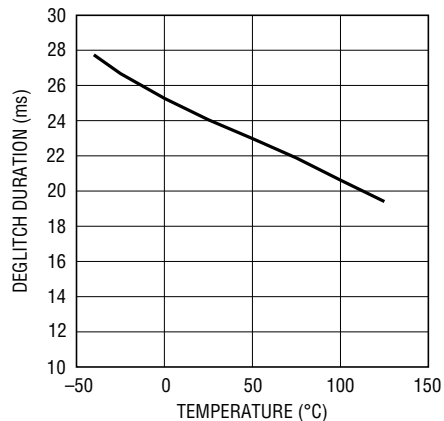


3101 G27

LTC3101

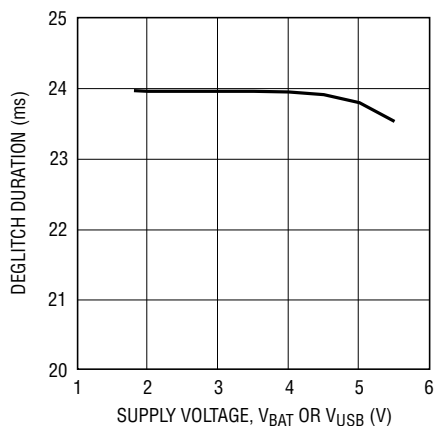
標準的性能特性 (注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$)

PBSTATデグリッチ持続時間



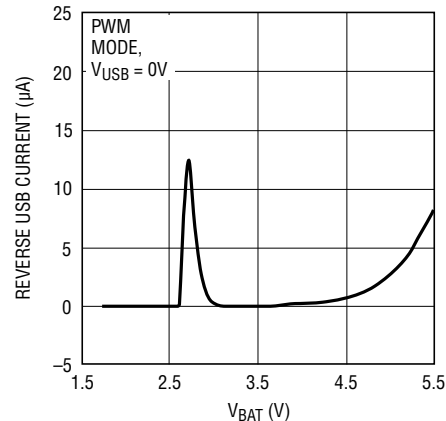
3101 G28

PBSTATデグリッチ持続時間



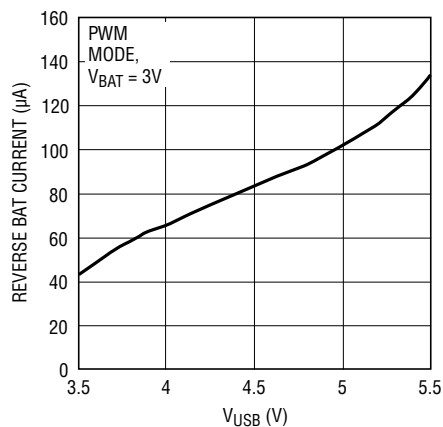
3101 G29

USBの逆電流とBATの電圧



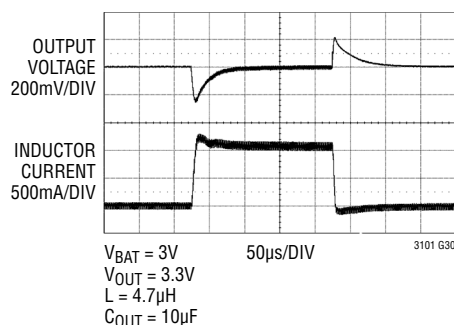
3101 G41

BATの逆電流とUSBの電圧



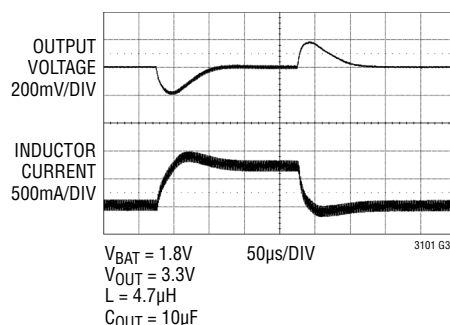
3101 G42

昇降圧の負荷ステップ、0mAから800mA



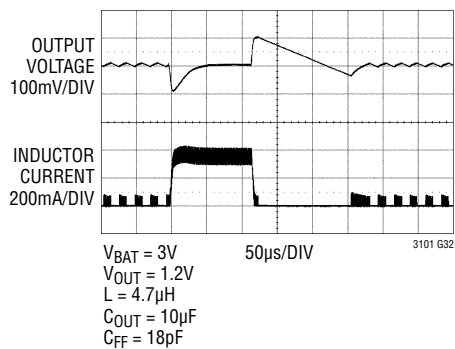
3101 G30

昇降圧の負荷ステップ、0mAから300mA



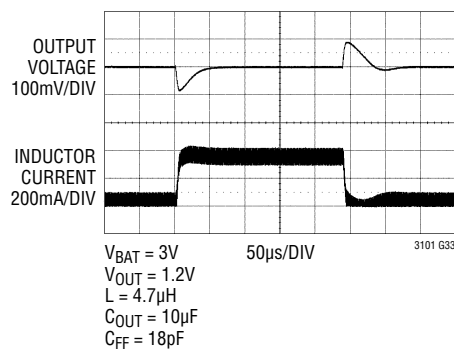
3101 G31

降圧の負荷ステップ、Burst Mode動作、10mAから350mA



3101 G32

降圧の負荷ステップ、PWMモード、35mAから350mA

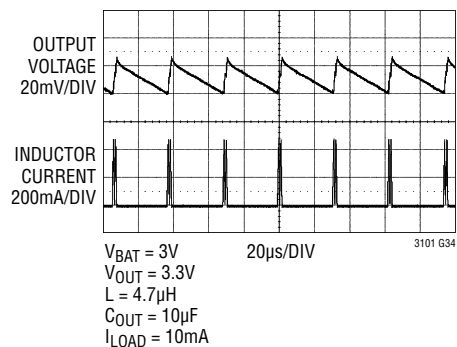


3101 G33

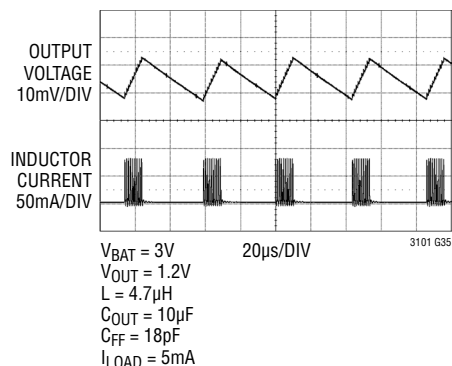
3101fb

標準的性能特性 (注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$)

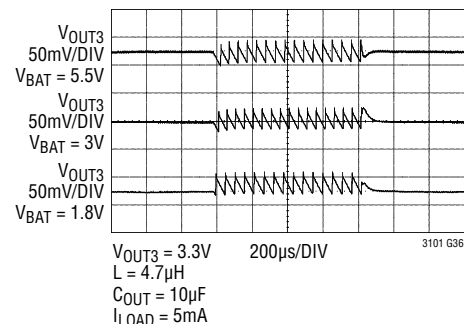
昇降圧Burst Modeのリップル



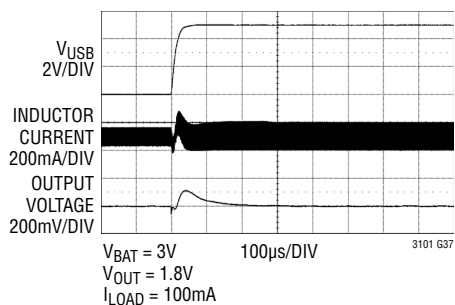
降圧Burst Modeのリップル



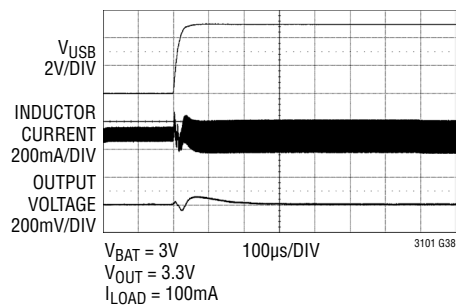
昇降圧のバーストからPWMモードへの移行



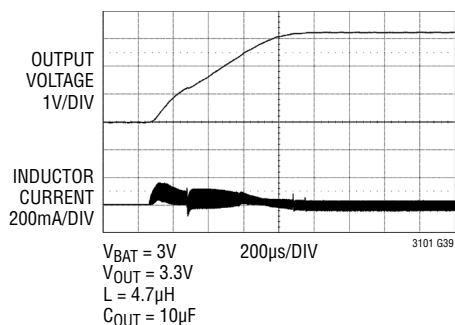
USB活線挿入時の降圧の出力電圧過渡



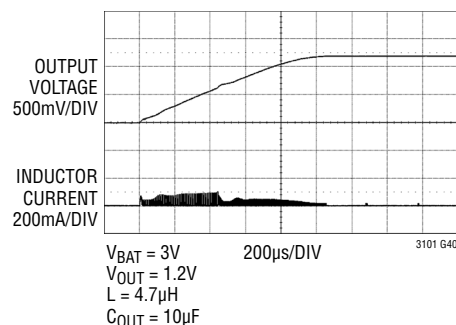
USB活線挿入時の昇降圧の出力電圧過渡



昇降圧のソフトスタート、PWMモード



降圧のソフトスタート、PWMモード



ピン機能

PWM (ピン1): パルス幅変調/Burst Mode選択入力。このピンを“H”に強制すると、全てのスイッチング・コンバータが低ノイズ固定周波数PWMモードで動作します。このピンを“L”に強制すると、全てのコンバータでBurst Mode動作がイネーブルされます。PWMを“L”に保つと、昇降圧コンバータはBurst Modeでだけ動作し、小さな負荷電流(標準50mA)しかサポートできません。PWMが“L”のとき、降圧コンバータは軽負荷電流でのBurst Mode動作から重負荷電流でのPWMモードに自動的に移行します。

SW1 (ピン2): 降圧コンバータ1のスイッチ・ピン。このピンは降圧インダクタの片側に接続します。

BAT1 (ピン3): 両方の降圧コンバータのバッテリー電力入力。4.7 μ F以上のバイパス・コンデンサをこのピンとグラウンドの間に接続します。バイパス・コンデンサはできるだけデバイスの近くに配置し、ビアをグラウンド・プレーンまで直接通します。**BAT1ピンとBAT2ピンはアプリケーションで一緒に接続する必要があります。**

USB1 (ピン4): 両方の降圧コンバータへのUSBまたはACアダプタ電力入力。4.7 μ F以上のバイパス・コンデンサをこのピンからグラウンドに接続します。バイパス・コンデンサはできるだけデバイスの近くに配置し、ビアをグラウンド・プレーンまで直接通します。**USB1ピンとUSB2ピンはアプリケーションで一緒に接続する必要があります。**

SW2 (ピン5): 降圧コンバータ2のスイッチ・ピン。このピンは降圧インダクタの片側に接続します。

PWRON (ピン6): パワーオン入力。このピンを“H”に強制すると、デバイスがイネーブルされます。一般に、マイクロプロセッサのパワーアップ中にLTC3101を初めてイネーブルするにはPWRKEY入力を使います。マイクロプロセッサが初期化された後、PWRKEYに接続されたモーメンタリ・プッシュボタンがリリースされると、マイクロプロセッサはPWRONを“H”に強制してLTC3101をイネーブルされた状態に保ちます。プッシュボタンによる制御を必要としないアプリケーションでは、PWRONを“H”に強制することにより、デバイスを直接イネーブルすることができます。

FB3 (ピン7): 昇降圧コンバータの帰還電圧入力。このピンに接続された抵抗分割器により、昇降圧コンバータの出力電圧が設定されます。

PWRKEY (ピン8): プッシュボタンによる電源オン/オフ・キー。このピンをグラウンドに強制すると、LTC3101 DC/DCコンバータを内部で制御されるシーケンスでオンし、マイクロプロセッサのリセットを開始します。このピンは、デバイスをオンするのに使われる外部のモーメンタリ・スイッチに通常接続されます。このピンには内部プルアップ抵抗が備わっており、この抵抗は2つの入力電源(バッテリーまたはUSB)のうち高い方に自動的に接続されます。

PBSTAT (ピン9): 電源オン/オフ・キーの状態ピン。これはデバウンスされたオープン・ドレイン出力で、PWRKEYピンの状態をマイクロプロセッサに表示します。標準的アプリケーションでは、マイクロプロセッサはこのピンをモニタして、パワーダウンのリクエストを表す2回目のプッシュボタンの押下げを検出します。

LDO (ピン10): 常時アライブLDO出力。この出力は内部で1.8V(標準)に安定化されており、外部負荷に最大50mAを供給することが保証されています。LDOの出力はバッテリーまたはUSBのどちらかの電源が存在する限り(全てのイネーブルおよびプッシュボタン・インタフェースの状態に関係なく)常にアクティブです。この出力を利用して、外部のリアルタイム・クロックに給電したり、両方の電源が取り去られたときの一時的メモリ・バックアップ用スーパーキャパシタを充電したりすることができます。

MAX (ピン11): 電圧の高い方の入力電源をトラッキングする電力出力。この出力は2つの電力入力の電圧の高い方(USB2またはBAT2)にドライブされます。この出力は最大200mAの負荷電流をサポートすることができ、短絡に対して保護されています。MAX出力を使ってLCDディスプレイや外部LDOに給電することができます。MAXの出力はBAT2またはUSB2のどちらかの電源が存在するときは(全てのイネーブルおよびプッシュボタン・インタフェースの状態に関係なく)常に動作しています。

CRs (ピン12): パワーオン・リセット持続時間プログラミング・コンデンサ。外部コンデンサをCRsからグラウンドに接続して、マイクロプロセッサのパワーオン・リセット信号の持続時間を設定します。

ピン機能

RESET (ピン13): アクティブ“L”の μ Pリセットおよびフォールト信号。このピンはアクティブ“L”のマイクロプロセッサ・リセット信号を与えます。パワーアップ・シーケンスの間、 C_{RS} コンデンサによってプログラムされた持続時間の間全てのコンバータがレギュレーション状態になるまで、 μ Pリセット信号は“L”に保たれます。さらに、フォールト状態の間およびデバイスがデイスエーブルされたとき、マイクロプロセッサが誤ってオンするのを防ぐため、このピンが“L”に保たれます。

BAT2 (ピン14): 昇降圧コンバータのバッテリー電力入力。10 μ F以上のバイパス・コンデンサをこのピンとグラウンドの間に接続します。バイパス・コンデンサはできるだけデバイスの近くに配置し、ビアをグラウンド・プレーンまで直接通します。**BAT1ピンとBAT2ピンはアプリケーションで一緒に接続する必要があります。**

SW3A (ピン15): 昇降圧スイッチ・ピン。このピンは昇降圧インダクタの片側に接続します。

USB2 (ピン16): 昇降圧コンバータへのUSBまたはACアダプタ電力入力。10 μ F以上のバイパス・コンデンサをこのピンからグラウンドに接続します。バイパス・コンデンサはできるだけデバイスの近くに配置し、ビアをグラウンド・プレーンまで直接通します。**USB1ピンとUSB2ピンはアプリケーションで一緒に接続する必要があります。**

OUT3 (ピン17): 昇降圧の出力電圧。このピンは昇降圧レギュレータの電力出力です。少なくとも10 μ Fの低ESRコンデンサに接続します。出力電流がもっと高い(>400mA)アプリケーションでは、22 μ F以上の出力コンデンサを使うことを推奨します。コンデンサはできるだけデバイスの近くに配置し、グラウンドへのリターン経路を短くします。

HS0 (ピン18): Hot Swap出力。昇降圧の出力が安定化された状態に達した後、電流制限された内部スイッチがHS0出力を昇降圧の出力電圧に接続します。昇降圧がPWMモードで動作しているとき、この出力は100mAの負荷をサポートすることが保証されており、短絡に対して保護されています。

ENA3 (ピン19): 昇降圧コンバータのイネーブル・ピン。このピンを1Vより上に強制すると、(プッシュボタン・インタフェースを介して) デバイスがイネーブルされているとき昇降圧コンバータをオンします。このピンを0.3Vより下に強制すると、昇降圧コンバータをデイスエーブルします。

SW3B (ピン20): 昇降圧スイッチ・ピン。このピンは昇降圧インダクタの片側に接続します。

ENA1 (ピン21): 降圧コンバータ1のイネーブル・ピン。このピンを1Vより上に強制すると、(プッシュボタン・インタフェースを介して) デバイスがイネーブルされているとき降圧コンバータをオンします。このピンを0.3Vより下に強制すると、降圧コンバータ1をデイスエーブルします。

FB2 (ピン22): 降圧コンバータ2の帰還電圧入力。このピンに接続された抵抗分割器により、降圧コンバータ2の出力電圧が設定されます。

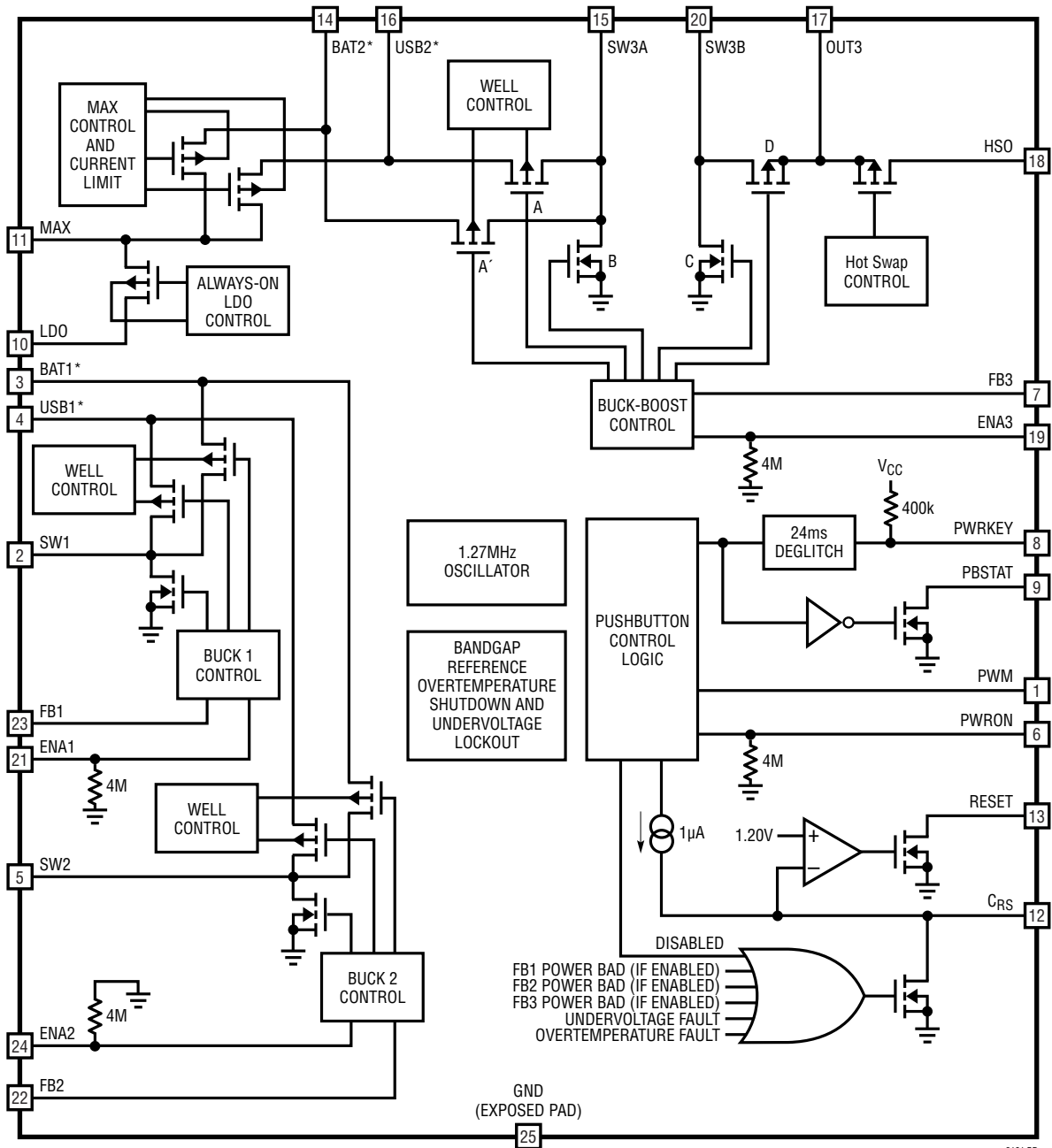
FB1 (ピン23): 降圧コンバータ1の帰還電圧入力。このピンに接続された抵抗分割器により、降圧コンバータ1の出力電圧が設定されます。

ENA2 (ピン24): 降圧コンバータ2のイネーブル・ピン。このピンを1Vより上に強制すると、(プッシュボタン・インタフェースを介して) デバイスがイネーブルされているとき降圧コンバータをオンします。このピンを0.3Vより下に強制すると、降圧コンバータ2をデイスエーブルします。

GND (露出パッド・ピン25): 小信号とデバイスの電源のグラウンド。露出パッドはPCBに半田付けし、できるだけ短く最低のインピーダンスの接続を介して電氣的にグラウンドに接続する必要があります。

LTC3101

ブロック図



*BAT1とBAT2はアプリケーションで一緒に接続する必要がある。
 USB1とUSB2はアプリケーションで一緒に接続する必要がある。

3101 BD

動作

はじめに

LTC3101は低消費電力の携帯機器向けの完全なパワーマネジメント・ソリューションです。全部で6つの出力電源電圧を発生し、2つの入力電源の間をシームレスに自動的に移行します。LTC3101は3個の高効率同期整流式DC/DCコンバータを内蔵しています。1個の5スイッチ昇降圧DC/DCコンバータと2個の同期整流式3スイッチ降圧DC/DCコンバータです。昇降圧DC/DCコンバータは一般に、入力電圧範囲に入る3Vまたは3.3Vの電源レールを供給するのに使われます。2個の降圧コンバータは、SDRAM用1.8Vレールや、システムのマイクロプロセッサに給電する1.2Vレールなど、2つの低電圧出力レールを供給するように構成設定することができます。

LTC3101は1.8V～5.5Vの広い入力電圧範囲のどんな電源でも動作可能です。3個の全てのスイッチングDC/DCコンバータが共通の1.27MHz発振器で動作します。1本のピンを使って3個のDC/DCコンバータ全てをBurst Mode動作にして、6つの出力電圧レール全てがアクティブな状態で、合計無負荷消費電流をわずか38 μ A(標準)に減らすことができます。スタンバイ動作ではLDO出力とMAX出力だけがアクティブであり、入力電流は15 μ A(標準)に減少します。

5スイッチの昇降圧DC/DCコンバータはユーザーがプログラム可能な出力電圧レールを発生します。この出力電圧は入力電源の電圧範囲内にすることができます。昇降圧コンバータは、独自のスイッチング・アルゴリズムを使って、必要な出力レールより高いまたは低い入力電圧で、さらに出力レールに等しい入力電圧でさえ、高効率で低ノイズの動作を維持します。昇降圧の出力電圧レールによって給電される保護されたHot Swap出力は、昇降圧レールがレギュレーション状態に達するとイネーブルされます。これにより、主昇降圧出力に影響を与えることなく短絡できる、電流制限された出力が与えられます。Hot Swap出力の1つの使い方は、主昇降圧出力レールを乱すことなく活線挿入する必要がある外部フラッシュメモリカードに給電することです。

同期整流式降圧コンバータは一般に2つの高効率低電圧出力を与えるのに使われ、100%デューティ・サイクルの動作をサポートしてバッテリーの寿命を延ばします。各降圧コンバータの出力電圧は独立にユーザーがプログラム可能で、わずか0.6Vに設定することができます。

常時アライブLDOは固定1.8V出力で50mAを供給し、リアルタイム・クロックなどクリティカルな機能に給電するのに使うことができます。逆ブロッキングにより、LDOを使って、両方の電力源が取り去られたときメモリ・バックアップ用スーパーキャパシタを充電することができます。MAX出力は、常時アライブの、電流制限された補助出力レールを発生し、電圧が高い方の入力電源(バッテリーまたはUSB)をトラッキングします。追加の外部LDOや、広い入力電圧範囲から直接動作できる回路に給電するのに便利です。

プッシュボタン・インタフェースと内部電源シーケンシングによりLTC3101は電源ソリューションとして完成しており、最少の外部サポート部品を必要とするだけです。内部マイクロプロセッサ・リセット・ジェネレータがプッシュボタン制御と一体化されており、リセット持続時間を1個の外部コンデンサを使って簡単にプログラムすることができるので、それぞれの特定のアプリケーション向けにインタフェースをカスタム化することができます。

LTC3101は外部機能と柔軟性およびその小さなサイズと高効率により、様々な低消費電力の携帯型電子製品の優れた電力ソリューションになります。

プッシュボタン・インタフェース

LTC3101はプッシュボタン・インタフェースを内蔵しているので、1個のモメンタリ・プッシュボタンを使って、外部マイクロプロセッサと連携して、全ての出力レールのパワーアップやパワーダウンのシーケンスを制御することができます。さらに、3つの独立したイネーブル・ピンにより、使われていないDC/DCコンバータを個別にディスエーブルすることができ、さらに、手動で別のパワーアップ・シーケンスを実現することができます。

LTC3101は、PWRONを“H”に強制するか、またはPWRKEYを“L”に強制することにより、イネーブルすることができます。どちらの場合も、DC/DCコンバータは(それぞれのイネーブル・ピンでイネーブルされている)内部で固定された既定のシーケンス(降圧コンバータ1、降圧コンバータ2、そして最後に昇降圧コンバータ)に従ってパワーアップします。標準的なアプリケーションでは、外部モメンタリ・プッシュボタンによってPWRKEYが“L”にドライブされるとパワーオン・シーケンスが開始されます。マイクロプロセッサがパワーアップすると、プッシュボタンがリリースされる前にPWRONを“H”にアサートして、LTC3101がイネーブル状態に留まるように強制する必要があります。

動作

パワーダウンは、マイクロプロセッサにPBSTATをモニタさせてプッシュボタンが再度押されたのを検出させることにより通常実現されます。これが検出されると、マイクロプロセッサはPWRONを“L”に強制することにより(または、単にPWRONをリリースして、その内部プルダウン抵抗によって“L”に引き下げることにより)LTC3101をディスエーブルします。このようにして、パワーアップとパワーダウンのシーケンスを制御するには、1個の外部モメンタリ・プッシュボタンだけで十分です。

標準的パワーアップ・シーケンスの波形を図1に示します。この例では、3つのDC/DCコンバータのレール全てがアプリケーションに使われると仮定しているため、ENA1、ENA2およびENA3が“H”にドライブされます(またはMAXの出力に接続されます)。外部の通常開いているプッシュボタンはグラウンドとPWRKEYピンの間に接続されています。プッシュボタンが押されていないと、PWRKEYは内部400kプルアップ抵抗によって“H”に引き上げられます。パワーアップ・シーケンスが開始されるまでデバイスはスタンバイ状態であり、LDOとMAXの出力だけがアクティブです。

プッシュボタンが押されると標準的パワーアップ・シーケンスが開始され、24ms(標準)の内部デバウンス持続時間より長

い時間PWRKEYを“L”に強制します。PWRKEYがデバウンス時間だけ“L”に保たれた後、PBSTATが“L”にドライブされてプッシュボタンの状態を表示します。さらに、降圧コンバータ1がイネーブルされ、その出力がレギュレーションに向かって上昇し始めます。降圧コンバータ1の帰還電圧がそのパワーグッド・スレッシュホールドに達すると、降圧コンバータ2がイネーブルされます。降圧コンバータ2の帰還電圧がそのパワーグッド・スレッシュホールドに達した後、昇降圧コンバータがイネーブルされます。最後に、昇降圧の出力がそのパワーグッド・スレッシュホールドに達すると、Hot Swap出力がイネーブルされ、同時にマイクロプロセッサのリセット持続時間が開始され、1 μ A(公称)の電流が外部のCRSコンデンサを充電し始めます。マイクロプロセッサ・リセット出力(RESET)は、CRSピンが1.2V(標準)に充電されるまでのこのパワーアップ・シーケンス全体を通して“L”にドライブされます。RESETが“H”になると、アプリケーションのマイクロプロセッサは初期化を行い、LTC3101をイネーブル状態に保つため、LTC3101のPWRON入力を“H”にドライブする必要があります。PWRKEYが“H”に戻るまでに(つまり、プッシュボタンがリリースされるまでに)PWRONが“H”にドライブされないと、LTC3101はディスエーブルされ、全ての出力がアクティブにグラウンドに放電されます。

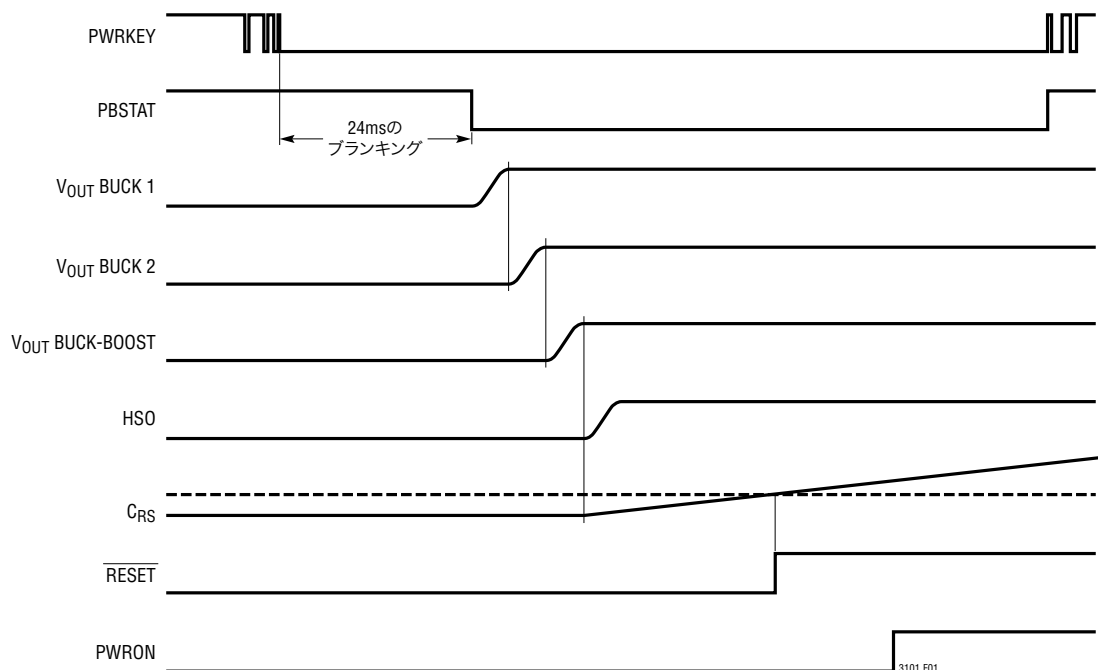


図1. パワーアップ・シーケンスの波形

動作

独立したイネーブル

それぞれの降圧コンバータと昇降圧コンバータは独立したイネーブル・ピン(ENA1、ENA2およびENA3)を備えています。これらにより、使わないチャンネルを個別にディスエーブルしてパワーアップ・シーケンスでスキップできるので、柔軟性が増します。たとえば、2番目の降圧コンバータによって発生する追加の低電圧レールが不要ならば、単にENA2をグランドに強制することによりディスエーブルすることができます。パワーアップ・シーケンスは、2番目の降圧コンバータがスキップされる以外、影響を受けません。その結果、降圧コンバータ1がパワーアップしてレギュレーションに達すると直ちに昇降圧がイネーブルされます。使用されないどのチャンネルもこのようにディスエーブルすることができ、パワーアップ・シーケンスでは単にスキップされます。

PWRONピンを使った手動によるパワーアップ

プッシュボタン・インタフェースが不要であれば、単にPWRONピンを“H”に強制することにより、LTC3101を手動でイネーブルすることができます。PWRONが“H”に強制されると、個別のイネーブル・ピンによってイネーブルされたどのチャンネルも標準シーケンス(降圧コンバータ1、降圧コンバータ2、次いで昇降圧コンバータ)でパワーアップします。全てのイネーブル(ENA1、ENA2、ENA3)を“L”に強制し、PWRONを“H”にすることにより、任意のパワーアップ・シーケンスを手動で強制することができます。次いで、ロジックの初期化のために10 μ s待った後、個々のコンバータを、それらの個別イネーブル・ピンを介して、必要な順序で手動でイネーブルすることができます。たとえば、ENA1、ENA2およびENA3を“L”に保ったままPWRONを“H”にすることにより、同時パワーアップが開始されます。次いで、10 μ s以上の遅延の後、ENA1、ENA2およびENA3を同時に“H”にすると、2つの降圧レールと昇降圧レールが同時に立ち上がり始めます。

フォールト状態

過温度または入力低電圧のフォールト状態では、全てのDC/DCコンバータ、LDOおよびMAXの出力がディスエーブルされ、CRSPINが“L”にドライブされるので、マイクロプロセッサ・リセット出力(RESET)も“L”にドライブされます。標準的アプリケーションでは、これにより、マイクロプロセッサはPWRONピンをリリースしてLTC3101をディスエーブルします。このため、フォールト状態が解消したとしても、LTC3101は自動的に再度イネーブルされることはありません。代わりに、LTC3101は通常のパワーアップ・シーケンスを繰り返して再スタートす

る必要があります。代わりに、フォールト状態が解消するまでPWRONが“H”に保たれていると、イネーブルされているどのコンバータも、フォールトが解消すると既定のシーケンスでパワーアップし、マイクロプロセッサ・リセットがそのプログラムされた遅延後にクリアされます。

どれかのコンバータのパワーグッド・コンパレータがフォールト(レギュレーションから外れた)状態を示すと、CRSPINとRESETピンが“L”にドライブされます。標準的アプリケーションでは、これにより、マイクロプロセッサはリセット状態になり、PWRONをリリースするのでLTC3101はディスエーブルされます。ただし、PWRONが“H”に保たれると、全てのコンバータはフォールト状態の間イネーブルされたまま留まります。フォールト状態が解消すると、影響を受けたコンバータの出力が回復し、CRSの充電が開始されます。プログラムされたリセット持続時間の後、RESETがリリースされます。

LDO出力

LDO出力は安定化された1.8V(公称)の出力電圧レールを発生し、50mA負荷をサポートすることが保証されています。LDOの出力はUSB2入力またはBAT2入力のどちらかに有効な電源が存在するときは常にアクティブ状態に留まり、プッシュボタン・インタフェースには影響されません。LDOは常時オン状態なので、あらゆる状態で給電されている必要のあるリアルタイム・クロックのようなクリティカルな機能に給電することができます。

LDOの出力はシャットダウン時に(つまり、低電圧ロックアウト・スレッシュホールドに達すると)逆ブロックするので、両方の入力電源が取り去られてもその出力は充電された状態に留まることができ、逆リーク電流は1 μ A未満であることが保証されています。これにより、両方の電力源が取り去られたときのメモリ・バックアップやスタンバイ機能への給電のために、LDOを使ってスーパーキャパシタを充電することができます。LDOは小型4.7 μ Fコンデンサで安定するように特に設計されていますが、直列絶縁抵抗を必要とすることなく、任意の大きさの容量のスーパーキャパシタで安定動作を維持するようにも設計されています。

LDO出力は電流制限で保護されています。低電圧または過温度のフォールトが発生すると、LDOはフォールト状態が解消するまでディスエーブルされます。

動作

MAX出力

MAXの出力は保護された出力レールを発生し、2つの入力電源の電圧が高い方(BAT2またはUSB2)をトラッキングします。MAXの出力は電流制限によって保護されており、200mA負荷をサポートすることが保証されています。

MAXの出力は常時アライブ出力です。つまり、プッシュボタン・インタフェースの状態に依存せずに常にイネーブルされています。このため、MAXの出力は、追加のLDOや、スタンバイ時にも引き続き給電する必要のあるクリティカル回路に給電することができます。さらに、スイッチング・コンバータの1つに負担をかけることなく、MAXの出力を使って、広い入力電圧範囲から直接動作可能な追加のアプリケーション回路に効率的に給電することができます。MAXの出力はどちらかの入力電源が存在すれば常に給電されるので、(PWM、ENA1、ENA2およびENA3などの)ロジック入力を“H”に強制するのも便利な電源です。

低電圧ロックアウトおよび過温度シャットダウン時にはMAXの出力はディスエーブルされます。MAXの出力はLDOへの入力として機能するので、アプリケーションでLDOを使用する場合はMAXの出力を1 μ F以上のセラミック・コンデンサでバイパスすることを推奨します。

Hot Swap (HSO) 出力

HSO出力は保護されたパワースイッチによって昇降圧コンバータの出力から発生します。これは、昇降圧の出力電圧を乱すことなくグラウンドに短絡できる、電流制限された出力を与えます。これは主にアプリケーションで活線挿入可能なフラッシュメモリカードの電源レールとして使うことが意図されています。カードがHSO出力に活線挿入されると、カードの電源バイパス・コンデンサは、昇降圧の出力レールに影響を与えずに、電流制限された出力を介して徐々に充電されます。昇降圧がイネーブルされ、レギュレーション状態に入ったことをそのパワーグッド・コンパレータが表示するまで、HSO出力はイネーブルされません。

降圧コンバータの動作

LTC3101は2個の独立した降圧DC/DCコンバータを備えており、それぞれ350mAの負荷に給電することができます。それぞれ出力電圧を調節することができ、わずか0.6Vにまで設定することができます。さらに、各降圧コンバータは低損失動作

をサポートして、バッテリー寿命を延ばします。これらのコンバータはBurst Mode動作で使用して軽負荷時の効率と無負荷スタンバイ電流を改善することができます。または、PWMモードで動作させて低ノイズ動作を確実にすることができます。各降圧コンバータはデュアルPチャネル・パワースイッチとシングルNチャネル同期整流器を備えています。デュアルPチャネル・パワースイッチにより、降圧コンバータはバッテリー入力またはUSB入力(BAT1またはUSB1)のどちらからでも直接動作することができます。降圧コンバータは電圧が高い方の電源に自動的にシームレスに移行して、電圧が高い方の電源で動作します。両方の降圧コンバータとも短絡保護回路と周波数フォールドバックを備えており、低抵抗の出力短絡状態の間インダクタ電流の暴走を防ぎます。

PWMモードの動作

PWMピンが“H”に強制されると、両方の降圧コンバータは電流モード制御を使った固定周波数パルス幅変調モードで動作します。アクティブなPチャネル・スイッチが各発振器サイクルの開始点でオンし、重ね合わされたスロープ補償ランプを伴うインダクタ電流が誤差アンプの出力を超えるまで、オン状態を保ちます。この時点で、同期整流器がオンし、インダクタ電流がゼロまで下がるか、または次のスイッチング・サイクルが開始されるまでオン状態を保ちます。その結果、降圧コンバータは効率を改善するため軽負荷では不連続なインダクタ電流で動作します。極端に軽い負荷では、Pチャネル・スイッチの最小オン時間に到達し、降圧コンバータはレギュレーションを維持するため複数サイクルにわたってオフし始めます。

Burst Mode動作

PWMピンが“L”に強制されると、両方の降圧コンバータは、十分軽い負荷(約10mA以下)でのBurst Mode動作とそれより重い負荷でのPWMモードの間を自動的に個別に移行します。Burst Modeへの移行はピーク・インダクタ電流によって決まり、したがって、Burst Mode動作に入る負荷電流は、入力電圧、出力電圧およびインダクタの値に依存します。Burst Modeへ移行するスレッシュホールドの標準的曲線が、このデータシートの「標準的性能特性」のセクションに与えられています。ドロップアウト動作では、アクティブなPチャネル・スイッチは連続してオン状態に留まり、Burst Mode動作には入りません。

動作

低損失動作

入力電圧が出力のレギュレーション電圧に向かって低下するにつれ、デューティ・サイクルがPチャネル・スイッチの最大オン時間まで増加します。電源電圧がさらに低下すると、メイン・スイッチは1サイクルを超えてオン状態に強制され、低調波スイッチングが生じて実効デューティ・サイクルが高くなります。入力電圧がさらに低下すると降圧コンバータは100%デューティ・サイクル動作に入り、Pチャネル・スイッチは連続してオン状態に留まります。このドロップアウト状態では、出力電圧は、Pチャネル・スイッチとインダクタの直列抵抗による電圧降下を入力電圧から差し引いた電圧になります。

スロープ補償

電流モード制御では、高デューティ・サイクル動作でのインダクタ電流波形の低調波発振を防ぐためスロープ補償を利用する必要があります。この機能は電流検出信号に補償ランプを追加することによりLTC3101の内部で実行されます。電流モードのICによっては、電流制限は誤差アンプの電圧を固定された最大値にクランプすることにより行われます。この場合、低い降圧比で出力電流能力が減少します。対照的に、LTC3101はスロープ補償ランプが追加される前に電流制限を行うので、デューティ・サイクルには依存しないピーク・インダクタ電流制限を実現します。

出力短絡動作

出力がグランドに短絡すると、誤差アンプが“H”に飽和し、Pチャネル・スイッチが各サイクルの開始点でオンし、電流制限がトリップするまでオン状態に留まります。Pチャネル・スイッチの最小オン時間の間、インダクタ電流は急速に増加しますが、ハードな出力短絡によって生じる非常に小さな逆電圧のため、周期の残りの時間は非常にゆっくり減少します。この状況でインダクタ電流の暴走の可能性を除去するため、それぞれの帰還ピン(FB1またはFB2)の電圧が0.3Vより下に下がると、降圧コンバータのスイッチング周波数は1/4に減少します。これにより、インダクタ電流がリセットする時間が与えられ、インダクタ内の電流増加に対して保護します。

内部電圧モード・ソフトスタート

各降圧コンバータは公称継続時間が800 μ sの個別の内部電圧モード・ソフトスタート回路を備えています。降圧コンバータはソフトスタートの間レギュレーション状態に留まりますので、この間に生じる出力負荷過渡に応答します。さらに、起動時の出力電圧の立上り時間は出力コンデンサのサイズや負荷電流にはわずかに依存しません。

誤差アンプと内部補償

LTC3101の降圧コンバータは内部トランスコンダクタンス誤差アンプを利用しています。降圧コンバータの帰還ループの補償は内部で行われるので、アプリケーションのサイズが小さくなり、設計過程が単純になります。補償ネットワークは、広い範囲の出力コンデンサの使用を可能にし、同時に負荷過渡への高速応答を保証するように設計されています。

パワーグッド・コンパレータの動作

各降圧コンバータは内部パワーグッド・コンパレータを備えており、それぞれの帰還ピンの電圧(FB1またはFB2)をモニタします。パワーグッド・コンパレータの出力は、パワーアップ時のシーケンス制御のために使われます。パワーグッド・コンパレータは、通常動作時には出力レールのフォールト状態をモニタするのに使われます。どちらかの降圧のパワーグッド・コンパレータがフォールト状態を示すと、CRSピンとRESETピンが“L”にドライブされます。これを使って、どちらかのコンバータの出力レールがレギュレーション状態から外れたら、アプリケーション回路のマイクロプロセッサをリセットすることができます。

降圧のパワーグッド・コンパレータは、それぞれの帰還ピンがレギュレーション電圧より8%(公称)下がるとトリップします。出力電圧が上昇するときは、パワーグッド・コンパレータは一般にそれぞれの帰還電圧がレギュレーション電圧の5.5%以内に上昇するとクリアします。さらに、パワーグッド・コンパレータには標準60 μ sのデグリッチ遅延があり、負荷ステップで生じる短時間の電圧過渡による誤ったトリップを防ぎます。

動作

昇降圧コンバータの動作

昇降圧コンバータは同期整流式の5スイッチDC/DCコンバータで、出力レギュレーション電圧に比べて、高い、低いまたは等しい入力電圧で効率的に動作することができます。独自のスイッチング・アルゴリズムにより、高効率と低ノイズ性能を維持しながら、動作モードの間を滑らかに移行します。「ブロック図」に示されているように、昇降圧コンバータは2つのPチャネル入力パワースイッチ(AおよびA')を備えています。これにより、昇降圧コンバータはどちらの入力電源(USBまたはバッテリー)からでも直接動作することができます。昇降圧コンバータは電圧が高い方の入力電源に自動的にシームレスに移行します。

PWMモードの動作

PWMピンが“H”に保たれていると、LTC3101昇降圧コンバータは電圧モード制御を使った固定周波数パルス幅変調モードで動作します。独自のスイッチング・アルゴリズムにより、コンバータは、インダクタ電流やループ特性の不連続なしに、降圧、昇降圧および昇圧の各モードの間を移行することができます。昇降圧コンバータのスイッチ・トポロジを図2に示します。

入力電圧が出力電圧よりかなり大きいと、昇降圧コンバータは降圧モードで動作します。スイッチDは連続してオンし、スイッチCはオフのまま留まります。スイッチのA(またはA')とBはパルス幅変調され、必要なデューティ・サイクルを発生して出力のレギュレーション電圧をサポートします。入力電圧が減少

するにつれ、スイッチAはスイッチング周期の大きな部分でオンに留まります。デューティ・サイクルが約85%に達すると、スイッチ・ペアACがスイッチング周期の小さな部分でオンし始めます。入力電圧がさらに減少すると、ACスイッチ・ペアはもっと長い時間オン状態に留まり、BDフェーズの継続時間が比例して減少します。入力電圧が出力電圧より下に下がるにつれ、最終的にどんなBDフェーズもなくなるポイントまでACフェーズが増加します。このポイントで、スイッチAは連続してオン状態に留まり、他方、スイッチ・ペアCDは望みの出力電圧を得るためパルス幅変調されます。このポイントでは、コンバータは昇圧モードでだけ動作しています。

このスイッチング・アルゴリズムにより、3つの動作モード全てにわたって動作モード間をシームレスに移行し、平均インダクタ電流、インダクタ電流リップル、およびループの伝達関数の不連続性を除去します。これらの利点により、従来の4スイッチ昇降圧コンバータに比べて効率と安定性が向上します。

誤差アンプと内部補償

昇降圧コンバータは、図3に示されているように、内部補償ネットワーク付き電圧モード誤差アンプを利用します。

外部抵抗分割器ネットワークの抵抗R2は、補償ネットワークの周波数応答の決定において不可欠の役目を果たすことに注意してください。R1に対するR2の比は望みの電圧をプログラムするために設定されますが、それでもR2の値をコンバータの過渡応答を最適化するために調節することができます。

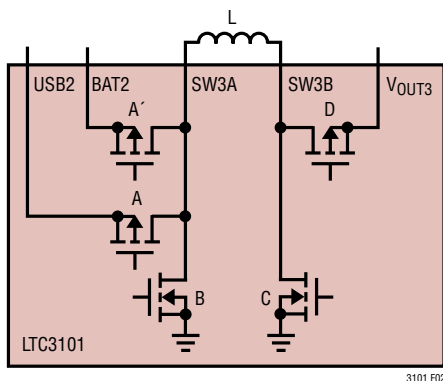


図2. 昇降圧のスイッチ・トポロジ

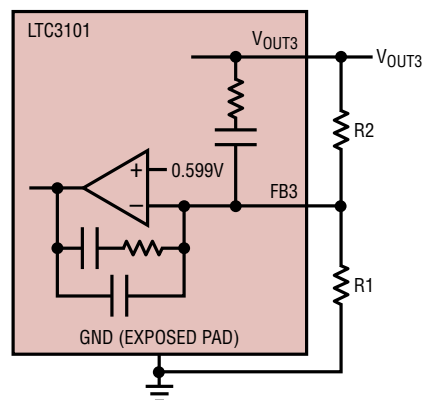


図3. 昇降圧の誤差アンプと補償

動作

R2の値を大きくすると一般に安定性が増しますが、代償として過渡応答の速度が低下します。R2の値を大きくすると、(特に、大きな昇圧比で)小さな値の出力コンデンサまたは大きなインダクタンスの使用により位相マージンが減少している場合、過渡応答を大きく改善することができます。逆に、R2の値を小さくするとループの帯域幅が増加し、コンバータの過渡応答の速度を改善することができます。これは、大きな値の出力コンデンサが使われている場合、過渡応答の改善に役立つことがあります。この場合、R2を小さくすることによって生じる帯域幅の増加を使って、大きな出力コンデンサによって生じるコンバータの帯域幅の減少を中和します。

電流制限動作

昇降圧コンバータには2つの電流制限回路が備わっています。主電流制限は平均電流制限回路で、スイッチA(またはA')の電流が電流制限値を超える分に比例したある量の電流を帰還ノードに注入します。この帰還ループは利得が高いので、注入された電流は、スイッチAを流れる平均電流がほぼ電流制限値に減少するまで誤差アンプの出力が減少するよう強制します。平均電流制限はアクティブ状態の誤差アンプを利用しますので、電流制限フォールト状態が解消するとほとんどオーバーシュートなしにスムーズに回復します。電流制限はスイッチA(またはA')を流れる平均電流に基づいているので、電流制限時のピーク・インダクタ電流はデューティ・サイクル(つまり過電流状態の入力電圧と出力電圧)に依存します。

平均電流制限回路の速度は誤差アンプの動特性によって制限されます。ハードな出力短絡では、平均電流制限回路が応答する前にインダクタ電流が電流リミットを超えてかなり増加する可能性があります。この理由で、第二の電流制限回路があり、電流が平均電流制限値の約165%を超えるとスイッチA(またはA')をオフします。これにより、短時間のハードな出力短絡に対する追加の保護が与えられます。

逆電流制限

スイッチDの逆電流コンパレータはOUT3ピンに入ってくる電流をモニタします。この電流が400mA(標準)を超えると、スイッチDがスイッチング・サイクルの残りの時間オフします。この機能は、外部ソースによって昇降圧の出力がレギュレーション電圧より上に保持されるとき、昇降圧コンバータを過度の逆電流から保護します。

Burst Mode動作

PWMピンを“L”に保つと、昇降圧コンバータは、軽負荷で効率を改善し、ゼロ負荷で待機電流を減らすように設計された可変周波数スイッチング・アルゴリズムを使って動作します。Burst Mode動作では、インダクタはピーク振幅が固定された電流パルスによって充電されます。これらの電流パルスは出力レギュレーション電圧を維持するのに必要な頻度で繰り返されます。Burst Mode動作で供給可能な最大出力電流(I_{MAX})は次式で与えられるように入力電圧と出力電圧に依存します。

$$I_{MAX} = \frac{0.15 \cdot V_{IN}}{V_{IN} + V_{OUT}} \text{ (A)}$$

昇降圧の負荷がBurst Modeの最大電流能力を超えると、出力レールはレギュレーションから外れ、パワーグッド・コンパレータはフォールト状態を表示します。

Burst Mode動作では誤差アンプは使われませんが、代わりに低電流スタンバイ・モードに置かれ、電源電流を減らして軽負荷の効率を改善します。

内部電圧モード・ソフトスタート

昇降圧コンバータは公称持続時間が800μsの内部電圧モード・ソフトスタート回路を備えています。コンバータはソフトスタートの間レギュレーション状態に留まりますので、この間に生じる出力負荷過渡に応答します。さらに、出力電圧の立ち上がり時間は出力コンデンサのサイズや負荷にはわずらかしに依存しません。ソフトスタートの間、昇降圧コンバータはPWMピンの状態には関係なくPWMモードの動作に強制されます。

動作

パワーグッド・コンパレータの動作

昇降圧コンバータは内部パワーグッド・コンパレータを備えており、帰還ピンFB3の電圧を連続的にモニタします。このコンパレータの出力は、パワーアップ時のシーケンス制御のために使われます。さらに、パワーグッド・コンパレータが動作時にフォールト状態を示すと、 C_{RS} と \overline{RESET} が“L”にドライブされます。この機能を使って、昇降圧の出力がレギュレーション状態から外れたら、アプリケーション回路のマイクロプロセッサをリセットすることができます。

Burst Mode動作では(PWM = “L”)、帰還電圧がレギュレーション電圧の約8.5%下に下がると、昇降圧のパワーグッド・コンパレータがフォールトを表示します。出力電圧がグッドに戻るとき、このスレッシュホールドには約2.5%のヒステリシスがあります。さらに、負荷ステップに反応する短時間の電圧過渡による誤ったトリップを防ぐため、標準60 μ sのデグリッチ遅延があります。

PWMモードでは、帰還ピンの電圧が、電圧モードの誤差アンプのアクションを通して、出力電圧には依存しないリファレンス電圧にドライブされるため、パワーグッド・コンパレータの動作が複雑になります。ソフトスタートは電圧モードなので、ソフトスタートの間帰還電圧は出力電圧を正しくトラッキングし、パワーグッド・コンパレータの出力は昇降圧がソフトスタートの終点でレギュレーション状態を達成するポイントを正しく示します。ただし、レギュレーション状態になると、帰還電圧はもはや出力電圧をトラッキングせず、パワーグッド・コンパレータは出力のレギュレーションが失われても直ちには応答しません。このため、パワーグッド・コンパレータの出力は、昇降圧コンバータが電流制限に入るとフォールト状態を表示するようにも設計されています。レギュレーションの喪失が起こりうる唯一の場合は、電流リミットに達したため昇降圧コンバータが必要な出力電圧を供給するのを妨げる場合です。このような場合、電流制限が発生すると直接パワーグッド・コンパレータがフォールト状態を表示します。ただし、電流制限に達する境

界で昇降圧コンバータが連続して電流制限状態にある場合があり、パワーグッド・コンパレータがフォールトを表示しているが、出力電圧は実際のパワーグッド・スレッシュホールドのわずかに上にあることがあります。

共通機能

サーマル・シャットダウン

ダイ温度が150°Cを超えると全てのDC/DCコンバータがディスエーブルされます。さらに、LDOとMAXの出力がディスエーブルされます。全てのパワーデバイスがオフし、全てのスイッチ・ノードが高インピーダンスになります。全てのコンバータのソフトスタート回路はサーマル・シャットダウンの間にリセットされ、過温度状態が解消するとスムーズに回復します。ダイの温度が約140°Cに低下すると、全てのDC/DCコンバータ(イネーブルされていれば)およびLDOとMAXの出力は再起動します。

低電圧ロックアウト

電源電圧が1.65V(標準)より下に下がると、全てのDC/DCコンバータがディスエーブルされ、全てのパワー・デバイスがオフします。さらに、MAXとLDOの出力がディスエーブルされます。LDOは逆ブロッキング状態に強制されるので、LDO出力は給電された状態に留まり、1 μ A未満の逆電流がLTC3101に流れます。全てのDC/DCコンバータのソフトスタート回路は低電圧ロックアウトの間にリセットされ、入力電圧が低電圧ロックアウト・スレッシュホールドより上に上昇するとスムーズに再起動します。

アクティブ出力放電

3個の全てのDC/DCコンバータの出力はディスエーブルされると1k Ω (標準)のインピーダンスを通してアクティブにグランドに放電します。降圧コンバータの出力はそれぞれのスイッチ・ピンのプルダウン抵抗を介してインダクタを通して放電します。

アプリケーション情報

LTC3101の基本的なアプリケーション回路がこのデータシートの表紙の「標準的応用例」に示されています。外部部品の選択は、PCBの面積、出力電圧、出力電流、リップル電圧、効率などの検討事項およびトレードオフにより、それぞれ特定のアプリケーションで必要とされるデバイスの性能に依存します。ここでは、外部部品の選択とアプリケーション回路の設計に役立ついくつかの基本的ガイドラインと検討事項について説明します。

C_{RS}コンデンサの選択

C_{RS}ピンからグランドへのコンデンサを使ってRESETピンのマイクロプロセッサ・リセット信号の持続時間をプログラムします。低リークセラミック・コンデンサを使って、信頼性の高い温度に依存しない動作を確実にします。アクティブ“L”のリセット・パルスの開始点で、1μA（標準）の電流がC_{RS}コンデンサを充電し始めます。RESETパルスはC_{RS}ピンの電圧が1.20V（標準）に達すると終了します。したがって、必要なC_{RS}コンデンサの値（C_{RS}）は次式によって与えられます。ここで、t_{RESET}はミリ秒で表した望みのリセット持続時間です。

$$C_{RS} = \frac{t_{RESET}}{1200} (\mu F)$$

LTC3101のマイクロプロセッサ・リセット機能を使わない場合、C_{RS}ピンは未接続のままにしておくことができます。

LDO出力の容量

LDOは広い範囲の出力コンデンサで安定して動作するように特に設計されています。ほとんどのアプリケーションで、少なくとも4.7μFの低ESRセラミック・コンデンサを使います。ループの安定性のための直列絶縁抵抗を必要とすることなく、大きな値のスーパーキャパシタをLDOの出力に直接接続することができます。ただし、スーパーキャパシタのESRが大きい場合、小さな4.7μFのセラミック・コンデンサをスーパーキャパシタに並列に接続して、適切な位相マージンを保つ必要があるかもしれません。

MAXのコンデンサの選択

MAXの出力はLDOへの入力として機能します。したがって、MAXの出力がアプリケーションに直接使われない場合でも、1μF以上のセラミック・コンデンサでバイパスすることを推奨します。このピンには最大容量の制限はありません。ただし、ソフトスタート持続時間はピンに接続された容量を充電する電流制限された出力によって与えられるので、出力コンデンサが大きくなるほどソフトスタートの持続時間が比例して長くなります。

降圧のインダクタの選択

降圧のインダクタの値の選択は効率と出力電圧リップルの大きさの両方に影響を与えます。インダクタの値を大きくするとインダクタ電流リップルが減るので、出力電圧リップルが下がります。固定DC抵抗の場合、インダクタの値を大きくすると、ピーク電流が下がって平均出力電流に近づくので、効率が高くなります。ただし、与えられたインダクタ・ファミリー内の大きなインダクタは一般に直列抵抗が大きいので、この効率の利点が相殺されてしまいます。

望みのピーク・トゥ・ピーク電流リップル（ΔI_L）が与えられると、次式を使って必要なインダクタンスを計算することができます。ここで、fはMHz単位のスイッチング周波数を表します。

$$L = \frac{V_{OUT}}{f \cdot \Delta I_L} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) (\mu H)$$

リップル電流の適切な選択はΔI_L = 140mAで、これは最大350mAの負荷電流の40%に相当します。インダクタのDC電流定格は、動作時のコアの飽和と効率低下を防ぐため、少なくとも最大負荷電流にリップル電流の半分を加えたものに等しくします。効率を最大にするため、低DC抵抗（DCR）のインダクタにします。

特にスペースが制約されているアプリケーションでは、大きなリップル電流の代価を払って、はるかに小さな値のインダクタを使うと有利です。このような場合、コンバータは広い範囲の出力負荷で不連続導通状態で動作し、効率が低下します。さらに、固定内部スロープ補償で決まる電流ループの安定性を維持するのに必要な最小インダクタ値があります。

アプリケーション情報

具体的には、降圧コンバータが40%を超えるデューティ・サイクルで使用される場合、インダクタンス値は次式で与えられているように少なくとも L_{MIN} に等しくなければなりません。

$$L_{MIN} = 2.5 \cdot V_{OUT} (\mu H)$$

いくつかの一般的な出力電圧に必要な最小インダクタンスを表1に示します。

表1. 降圧用最小インダクタンス

出力電圧	最小インダクタンス
0.8V	2.0 μ H
1.2V	3.0 μ H
1.8V	4.7 μ H
2.0V	5.0 μ H
2.7V	6.8 μ H

LTC3101の降圧コンバータのアプリケーションに十分適した様々な低ESR高電流パワー・インダクタが利用可能です。トレードオフは一般にPCBの面積、アプリケーションの高さ、必要な出力電流および効率に関係します。LTC3101の降圧コンバータに使うのに十分適した小型表面実装インダクタの代表例を表2に示します。全てのインダクタの仕様は比較のために4.7 μ Hのインダクタ値で示されていますが、これらのインダクタ・ファミリー内の他の値も一般にこのアプリケーションに十分適しています。各ファミリー内で(つまり、固定されたインダクタ・サイズで)、インダクタンスの増加とともに、DC抵抗は一般に増加し、最大電流は一般に減少します。

降圧の出力コンデンサの選択

出力電圧リップルを最小に抑えるため、降圧コンバータの出力には低ESRの出力コンデンサを使います。多層セラミック・コンデンサはESRが小さく、実装面積の小さいものが入手できるので最適です。リップルの大きさの制御に加えて、出力コンデンサの値はループのクロスオーバー周波数も設定するので、ループの安定性に影響を与えません。一般に、ループの安定性を保証するのに必要な最小と最大の両方の容量値があります。出力コンデンサが小さすぎると、スイッチング遅延と誤差アンプの高周波数の寄生ポールが位相マージンを劣化させるポイントまで、ループのクロスオーバー周波数が増加します。

表2. 代表的降圧用インダクタ

PART NUMBER	VALUE (μ H)	DCR (Ω)	MAX DC CURRENT (A)	SIZE (mm) W x L x H
Coilcraft				
LPS3015	4.7	0.20	1.2	3.0 x 3.0 x 1.5
EPL2014	4.7	0.23	0.88	2.0 x 2.0 x 1.4
EPL2010	4.7	0.43	0.65	2.0 x 2.0 x 1.0
LPS4018	4.7	0.125	1.9	4.0 x 4.0 x 1.8
Cooper-Bussmann				
SD3118	4.7	0.162	1.31	3.1 x 3.1 x 1.8
SD3112	4.7	0.246	0.80	3.1 x 3.1 x 1.2
SD3110	4.7	0.285	0.68	3.1 x 3.1 x 1.0
SD10	4.7	0.154	1.08	5.2 x 5.2 x 1.0
Murata				
LQH3NP	4.7	0.26	0.80	3.0 x 3.0 x 0.9
LQM31PN	4.7	0.30	0.70	3.2 x 1.6 x 0.85
LQH32CN	4.7	0.15	0.65	3.2 x 2.5 x 2.0
Panasonic				
ELLVEG	4.7	0.24	0.70	3.0 x 3.0 x 1.0
ELL4G	4.7	0.16	0.86	3.8 x 3.8 x 1.1
ELL4LG	4.7	0.09	1.10	3.8 x 3.8 x 1.8
Sumida				
CDRH2D09	4.7	0.167	0.42	3.2 x 3.2 x 1.0
CDRH3D16/LD	4.7	0.081	0.62	3.2 x 3.2 x 1.8
CDRH2D09B	4.7	0.218	0.70	3.0 x 2.8 x 1.0
Taiyo-Yuden				
CBC2518	4.7	0.2	0.68	2.5 x 1.8 x 1.8
CBC3225T	4.7	0.1	1.01	3.2 x 2.5 x 2.5
NR3010T	4.7	0.19	0.75	3.0 x 3.0 x 1.0
TOKO				
DE2812C	4.7	0.13	1.2	3.0 x 3.2 x 1.2
D310F	4.7	0.26	0.9	3.8 x 3.8 x 1.0
DB3015C	4.7	0.09	0.86	3.2 x 3.2 x 1.8
Würth				
744028004	4.7	0.265	0.90	2.8 x 2.8 x 1.1
744032004	4.7	0.280	0.49	3.2 x 2.5 x 2.0
744029003	4.7	0.170	0.80	2.8 x 2.8 x 1.35

さらに、小さな出力コンデンサによって生じる広い帯域幅により、ループがスイッチング・ノイズの影響を受けやすくなります。いくつかの標準的な出力電圧に必要な推奨最小出力容量を表3に示します。反対方向に極端な場合として、出力コンデンサが大きすぎると、クロスオーバー周波数が補償のゼロよりはるかに低くなることもあり、またもや位相マージンの劣化をもたらします。このような場合、単に抵抗分割器の上側の抵抗に並列なフィードフォワード・コンデンサのサイズを大きくして、位相マージンと過渡性能を改善することができます。(詳細については、「降圧の出力電圧プログラミング」のセクションを参照してください。)

アプリケーション情報

表3. 降圧の推奨最小出力容量

出力電圧	推奨最小出力容量
0.6V	22μF
0.8V	22μF
1.2V	10μF
1.8V	10μF
2.7V	4.7μF
3.3V	4.7μF

降圧の入力コンデンサの選択

BAT1ピンとUSB1ピンは両方の降圧コンバータの電力段に電流を供給します。少なくとも4.7μFの値の低ESRセラミック・コンデンサを使って、これらのピンのそれぞれをバイパスすることを推奨します。これらのコンデンサはできるだけそれぞれのピンの近くに配置し、デバイスのバックパッドへのリターン経路を短くします。

降圧の出力電圧のプログラミング

降圧の出力電圧は図4に示されているようにそれぞれの帰還ピン(FB1またはFB2)に接続された外部抵抗分割器を介してプログラムされます。

抵抗分割器の抵抗は次式に従って出力電圧を制御します。

$$V_{OUT1,2} = 0.596 \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) (V) \quad (1)$$

抵抗分割器のインピーダンスが高すぎると、帰還ピンへの浮遊ノイズの結合により、ノイズの影響を受けやすくなります。

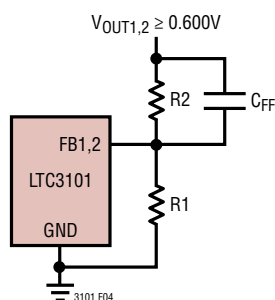


図4. 降圧の出力電圧の設定

さらに、帰還ピンの入力容量に直列な抵抗分割器の抵抗の並列抵抗は寄生ポールを生じ、周波数が低くなりすぎるとループの位相マージンを減少させることがあります。これらの理由により、R2に並列なR1の抵抗値を300kより下に保つことを推奨します。ノイズ耐性と静止電流の間の妥当な妥協は、R2 = 221kを選択することにより与えられます。次いで、R1の必要な値は式1を使って計算することができます。

帰還ピンのノイズ耐性をさらに増やして降圧コンバータの過渡応答を改善するには、小さな値のフィードフォワード・コンデンサ(C_{FF})を帰還分圧器の上側の抵抗(R2)に並列に追加することができます。これは帰還ピンの高い周波数でのインピーダンスを減らし、それによって浮遊ノイズを拾うことに対する耐性を増やします。さらに、これはポール-ゼロのペアをループの動特性に追加し、位相マージンを改善して過渡応答の速度を上げることができる位相ブーストを発生し、負荷過渡時の電圧変化を小さくします。ゼロの周波数は、フィードフォワード・コンデンサの値だけでなく、抵抗分割器の上側の抵抗にも依存します。特に、ゼロの周波数(f_{ZERO})は次式によって与えられます。

$$f_{ZERO} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R2 \cdot C_{FF}}$$

理想的には、ポール-ゼロのペアによって発生する位相ブーストはループのクロスオーバー周波数を中心にします。よく使われるいくつかの出力電圧のための帰還分圧器の推奨抵抗値と対応するフィードフォワード・コンデンサを表4に示します。

表4. 降圧の抵抗分割器とフィードフォワード・コンデンサの値

V _{OUT}	R1	R2	C _{FF}	C _{OUT}
0.6V	-	0	-	22μF
0.8V	649k	221k	18pF	22μF
1.0V	324k	221k	18pF	22μF
1.2V	221k	221k	18pF	10μF
1.5V	147k	221k	18pF	10μF
1.8V	110k	221k	18pF	10μF
2.0V	86.6k	205k	18pF	10μF
2.7V	56.2k	200k	18pF	4.7μF
3.3V	48.7k	221k	18pF	4.7μF

アプリケーション情報

かなり大きな出力コンデンサを使うと、ループの帯域幅が減少します。このような場合、ゼロの周波数を下げ、過渡応答を改善するため、フィードフォワード・コンデンサの値を大きくすることができます。

昇降圧の出力電圧のプログラミング

昇降圧の出力電圧は、図5に示されているように、FB3ピンに接続された外部抵抗分割器を介して設定されます。

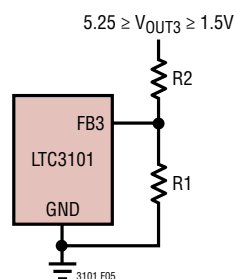


図5. 昇降圧の出力電圧の設定

抵抗分割器の値は次式に従って昇降圧の出力電圧を決めます。

$$V_{OUT3} = 0.599 \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) \quad (2)$$

昇降圧コンバータは電圧モード制御を使います。R2の値は出力電圧の設定に加えて、帰還ループの動特性で不可欠の役目を果たします。一般に、R2の値を大きくすると安定性が増し、過渡応答の速度が下がります。R2の値を小さくすると安定性が下がりますが、過渡応答の速度が上がります。良い出発点としてR2 = 1Mを選択し、次に望みの出力電圧を設定するのに必要なR1の値を式2に従って計算します。大きな出力コンデンサを使うとコンバータの帯域幅が減少します。このような場合は、R2を減らして過渡応答を改善することができます。大きなインダクタまたは小さな出力コンデンサを使うとループの安定性が下がりますが、R2の値を大きくすることにより、位相マージンを改善することができます。

昇降圧のインダクタの選択

高効率を達成するには、昇降圧コンバータに低ESRのインダクタを使います。さらに、昇降圧のインダクタは飽和電流定格

がワーストケースの平均インダクタ電流にリップル電流の半分を加えた電流を超えている必要があります。ピーク・トゥ・ピーク・インダクタ電流リップルは昇降圧領域よりも降圧モードおよび昇圧モードで大きくなります。各モードのピーク・トゥ・ピーク・インダクタ電流リップルは以下の式から計算することができます。ここで、fはMHzを単位にした周波数、LはμHを単位にしたインダクタンスです。

$$\Delta I_{L(P-P)(BUCK)} = \frac{V_{OUT}}{f \cdot L} \left(\frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

$$\Delta I_{L(P-P)(BOOST)} = \frac{V_{IN}}{f \cdot L} \left(\frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT}} \right)$$

出力電流リップルへの影響に加えて、インダクタのサイズは帰還ループの安定性にも影響を与えます。昇圧モードでは、コンバータの伝達関数はインダクタの値に反比例する周波数で、右半平面のゼロを持ちます。その結果、インダクタ値が大きいと、このゼロが、帰還ループの位相マージンを劣化させるだけ十分低い周波数に移動することがあります。昇降圧コンバータを昇圧領域で使うつもりならば、10μH未満のインダクタ値を選択することを推奨します。

昇降圧コンバータの効率に対する影響に加え、インダクタのDC抵抗は低入力電圧での昇降圧コンバータの最大出力能力にも影響を与えることがあります。降圧モードでは、昇降圧の出力電流はインダクタ電流が電流制限値に達することによってだけ制限されます。ただし、昇圧モードでは、特に大きな昇圧比では、出力電流能力は電力段の合計抵抗損失によっても制限されます。これらにはスイッチ抵抗、インダクタ抵抗およびPCBのトレース抵抗が含まれます。DC抵抗の高いインダクタを使うと、出力電流能力が、このデータシートの「標準的性能特性」のセクションのグラフに示されているものから低下することがあります。

インダクタの異なったコア材と種類は、ある与えられた電流定格でのインダクタのサイズと価格に影響を与えます。シールドされた構造は他の回路との干渉の可能性を最小にするので一般に望ましいと言えます。インダクタの種類を選択は、特定のアプリケーションの価格、サイズおよびEMIに対する要件に依存します。

アプリケーション情報

LTC3101の昇降圧コンバータの多くのアプリケーションに十分適したインダクタのサンプルを表5に示します。全てのインダクタの仕様は比較のために4.7μHのインダクタンス値で示されていますが、これらのインダクタ・ファミリー内の他の値も一般にこのアプリケーションに十分適しています。各ファミリー内で（つまり、固定されたサイズで）、インダクタンスの増加とともに、DC抵抗は一般に増加し、最大電流は一般に減少します。

表5. 標準的昇降圧用表面実装インダクタ

PART NUMBER	VALUE (μH)	DCR (mΩ)	MAX DC CURRENT (A)	SIZE (mm) W × L × H
Coilcraft				
LPS4018	4.7	125	1.9	4.0 × 4.0 × 1.8
LPS4012	4.7	175	1.8	4.0 × 4.0 × 1.2
ME3220	4.7	190	1.5	3.2 × 2.5 × 2.0
MSS5121	4.7	95	1.66	5.4 × 5.4 × 2.1
Cooper-Bussmann				
SD12	4.7	118	1.29	5.2 × 5.2 × 1.2
SD14	4.5	94	1.74	5.2 × 5.2 × 1.4
Panasonic				
ELL6PG	4.7	58	1.5	6.0 × 6.0 × 2.0
ELL5PS	4.7	61	1.5	5.0 × 5.0 × 1.85
Sumida				
CDRH3D18	4.7	86	1.35	4.0 × 4.0 × 2.0
CDRH4D15/S	4.7	103	1.4	4.7 × 4.7 × 1.7
CDRH4D22/HP	4.7	66	2.2	5.0 × 5.0 × 2.4
Taiyo-Yuden				
NR6020T	4.7	58	2.0	6.0 × 6.0 × 2.0
NP04SZB	4.7	75	1.8	5.0 × 5.0 × 2.0
TOKO				
DE2815C	4.7	100	1.3	3.0 × 2.8 × 1.5
DP418C	4.7	50	1.50	4.2 × 4.2 × 1.8
DE4514C	4.7	100	1.9	4.7 × 4.9 × 1.4
Würth				
744042004	4.7	82	1.65	4.8 × 4.8 × 1.8
7447785004	4.7	78	2.20	5.9 × 6.2 × 3.3
7447745056	4.7	57	2.40	5.2 × 5.8 × 2.0

昇降圧の出力コンデンサの選択

出力電圧リップルを最小に抑えるため、昇降圧コンバータの出力には低ESRの出力コンデンサを使います。多層セラミック・コンデンサはESRが小さく、実装面積の小さいものが入手できるので最適です。十分大きなコンデンサを選択して出力電圧リップルを許容レベルに下げます。コンデンサのESRとESLを無視すると、ピーク・トゥ・ピーク出力電圧リップルは以

下の式で計算することができます。ここで、fはMHz表示の周波数、C_{OUT}はμF表示の容量、LはμH表示のインダクタンス、I_{LOAD}はアンペア表示の出力電流です。

$$\Delta V_{P-P(BUCK)} = \frac{1}{8 \cdot L \cdot C_{OUT} \cdot f^2} \cdot \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) V_{OUT}}{V_{IN}}$$

$$\Delta V_{P-P(BOOST)} = \frac{I_{LOAD} (V_{OUT} - V_{IN})}{C_{OUT} \cdot V_{OUT} \cdot f}$$

出力電流は昇圧モードでは不連続だと仮定すると、このモードのリップルは一般に降圧モードのリップルの大きさよりはるかに大きくなります。リップルの大きさの制御に加えて、出力コンデンサの値は開ループのコンバータの伝達関数の共振周波数の位置に影響します。出力コンデンサが小さすぎると、コンバータの帯域幅は位相マージンを劣化させるだけ十分高く広がります。これが起きるのを防ぐには、昇降圧の出力コンデンサに10μFの最小値を使うことを推奨します。昇降圧の必要な負荷電流が400mAより大きい場合、出力コンデンサを22μFに増やして、出力電圧リップルとループ安定性を改善することを推奨します。

昇降圧の入力コンデンサの選択

昇降圧コンバータの電源電流はUSB2ピンとBAT2ピンによって供給されます。さらに、これらのピンはLTC3101の内部回路に電力を供給します。少なくとも10μFの値の低ESRセラミック・コンデンサをできるだけこれらのピンのそれぞれに近づけて配置することを推奨します。さらに、各ピンからグラウンド・プレーンへのリターン・トレースをできるだけ短くします。

コンデンサ・メーカーに関する情報

LTC3101と一緒に使われる入力バイパス・コンデンサとDC/DCコンバータの出力コンデンサは両方とも低ESRのもので、スイッチング・コンバータが発生する大きなAC電流を扱うように設計されている必要があります。これはデバイスの適切な動作を維持し、出力リップルを減らすのに重要です。最近の低電圧セラミック・コンデンサの多くは、DCバイアス電圧が増加するにつれ、容量が定格値から大きく減少します。たとえば、小型表面実装セラミック・コンデンサがその定格電圧近くで動作するとき、その定格容量の45%を失うことは珍しくありません。

アプリケーション情報

その結果、最大動作電圧で意図する容量を実際に得るため、大きな値の容量や必要以上に電圧定格の高いコンデンサを使うことが必要になることがあります。詳細については、コンデンサ・メーカーの「容量とDCバイアス電圧」の曲線を参照してください。

表6に示されているコンデンサは、LTC3101のアプリケーション回路に十分適した小型表面実装セラミック・コンデンサの例です。温度に対する容量低下を最小に抑えるため、示されている全てのコンデンサはX5RまたはX7Rの誘電体のものです。

表6. 代表的バイパスコンデンサと出力コンデンサ

PART NUMBER	VALUE (μF)	VOLTAGE (V)	SIZE (mm) L × W × H (FOOTPRINT)
AVX			
12106D475K	4.7	6.3	1.6 × 0.8 × 0.86 (0603)
12104D106K	10	4	1.6 × 0.8 × 1.02 (0603)
12106D106K	10	6.3	2.0 × 1.25 × 1.4 (0805)
12106D226K	22	6.3	2.0 × 1.25 × 1.4 (0805)
Kemet			
C0603C475K9P	4.7	6.3	1.6 × 0.8 × 0.8 (0603)
C0603C106K9P	10	6.3	1.6 × 0.8 × 0.8 (0603)
C0805C476K9P	47	6.3	2.0 × 1.25 × 1.25 (0805)
Murata			
GRM18	4.7	6.3	1.6 × 0.8 × 0.8 (0603)
GRM21	4.7	10	2.0 × 1.25 × 1.25 (0805)
GRM21	10	10	2.0 × 1.25 × 1.25 (0805)
GRM21	22	6.3	2.0 × 1.25 × 1.25 (0805)
Samsung			
CL10A475KP5LNN	4.7	10	1.6 × 0.8 × 0.55 (0603)
CL10A106KQ8NNN	10	6.3	1.6 × 0.8 × 0.90 (0603)
CL21A226MQCLRN	22	6.3	2.0 × 1.25 × 0.95 (0805)
CL21A476MQYNNN	47	6.3	2.0 × 1.25 × 1.45 (0805)
Taiyo Yuden			
JMK107BJ	10	6.3	1.6 × 0.8 × 0.8 (0603)
LMK107BJ	4.7	10	1.6 × 0.8 × 0.8 (0603)
JMK212BJ	22	6.3	2.0 × 1.25 × 0.85 (0805)
JMK212BJ	47	6.3	2.0 × 1.25 × 0.85 (0805)
TDK			
C1608X5R0J	4.7	6.3	1.6 × 0.8 × 0.8 (0603)
C1608X5R0J	6.8	6.3	1.6 × 0.8 × 0.8 (0603)
C1608X5R0J	10	6.3	1.6 × 0.8 × 0.8 (0603)
C2012X5R0J	15	6.3	2.0 × 1.25 × 0.85 (0805)

PCBのレイアウトに関する検討事項

LTC3101は大きな電流を高い周波数でスイッチングします。ノイズのない安定した効率の良いアプリケーション回路にするには、PCBのレイアウトに特別の注意が必要です。主要な検討事項のアウトラインを示すための代表的PCBレイアウトを図6に示します。主なガイドラインは以下のとおりです。

1. 循環する全ての高電流経路をできるだけ短くします。これは図6の全ての部品への配線をできるだけ短く、幅を広くすることによって実現できます。コンデンサのグランドはできるだけ短い配線でビアを使ってグランド・プレーンに接続します。USB1、USB2、BAT1およびBAT2のバイパス・コンデンサはできるだけデバイスの近くに配置し、グランドへの経路をできるだけ短くします。
2. 露出パッドはLTC3101の小信号と電力のグランド接続です。多数のビアでバックパッドを直接グランド・プレーンに接続します。さらに、バックパッドに接続されるメタルを最大にすると熱環境が改善され、デバイスの電力処理能力が増加します。
3. 太線で示されている部品とそれらの接続は全て完全なグランド・プレーン上に配置し、ループの断面積を最小にします。これにより、EMIが最小になり、誘導性の電圧降下が減ります。
4. 太線で示されている全ての部品への接続をできるだけ幅広くして直列抵抗を減らします。これにより、効率が改善され、昇降圧コンバータの出力電流能力が最大化されます。
5. 大きな循環電流が出力電圧検出を妨げないように、各抵抗分割器のグランドはデバイスの近くに電力接続から離して配置したビアを使ってグランド・プレーンに戻します。
6. 抵抗分割器から帰還ピンFB1とFB2への接続をできるだけ短くし、スイッチ・ピンの接続からできるだけ離します。
7. 交差接続(図に示されているSW3Aからインダクタへの接続など)には、利用できれば内部の銅層を使います。これらをグランド・プレーンに配置する必要がある場合は、グランド・プレーンのトレースをできるだけ短くして、グランド・プレーンへの攪乱を最小に抑えます。

アプリケーション情報

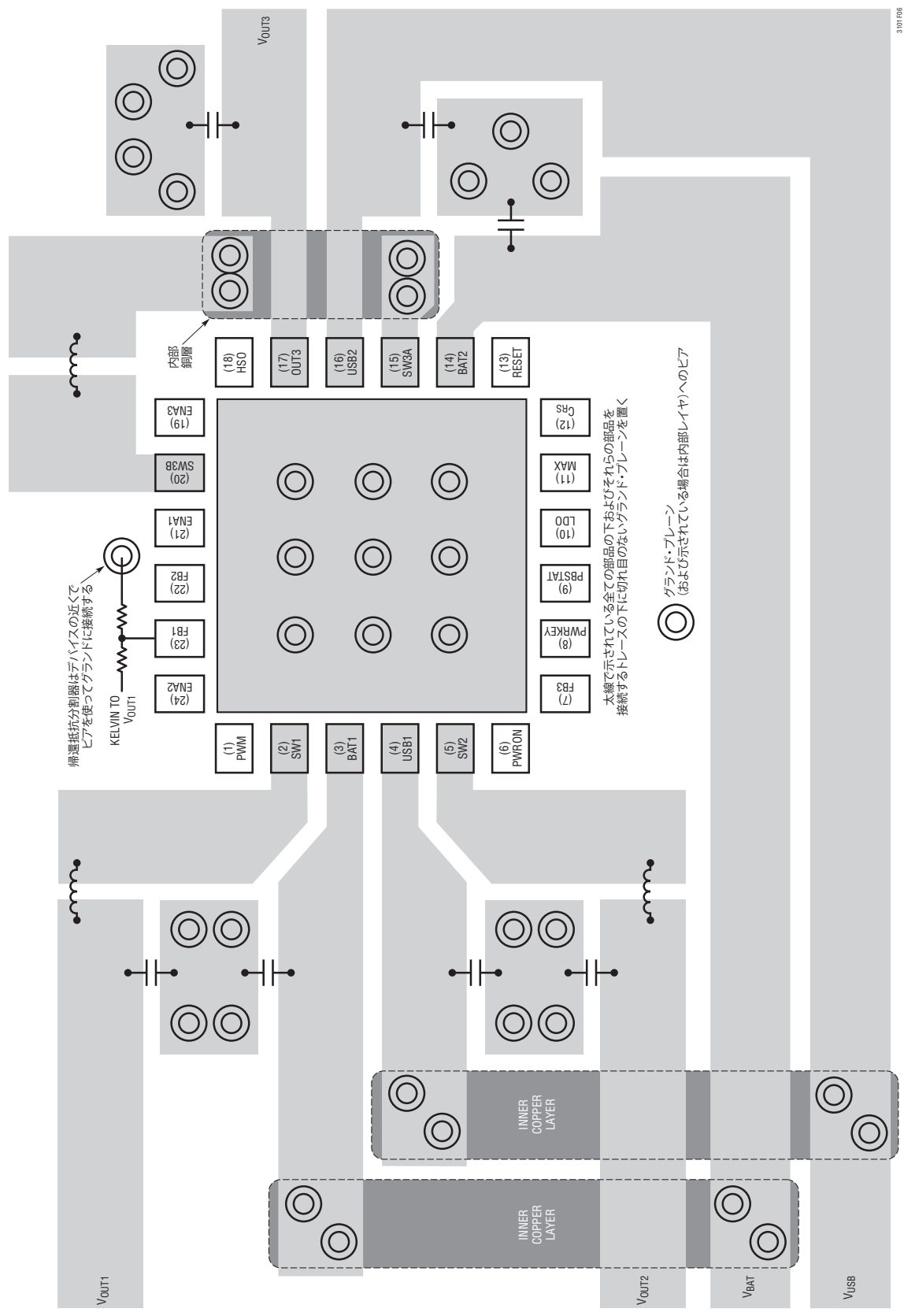
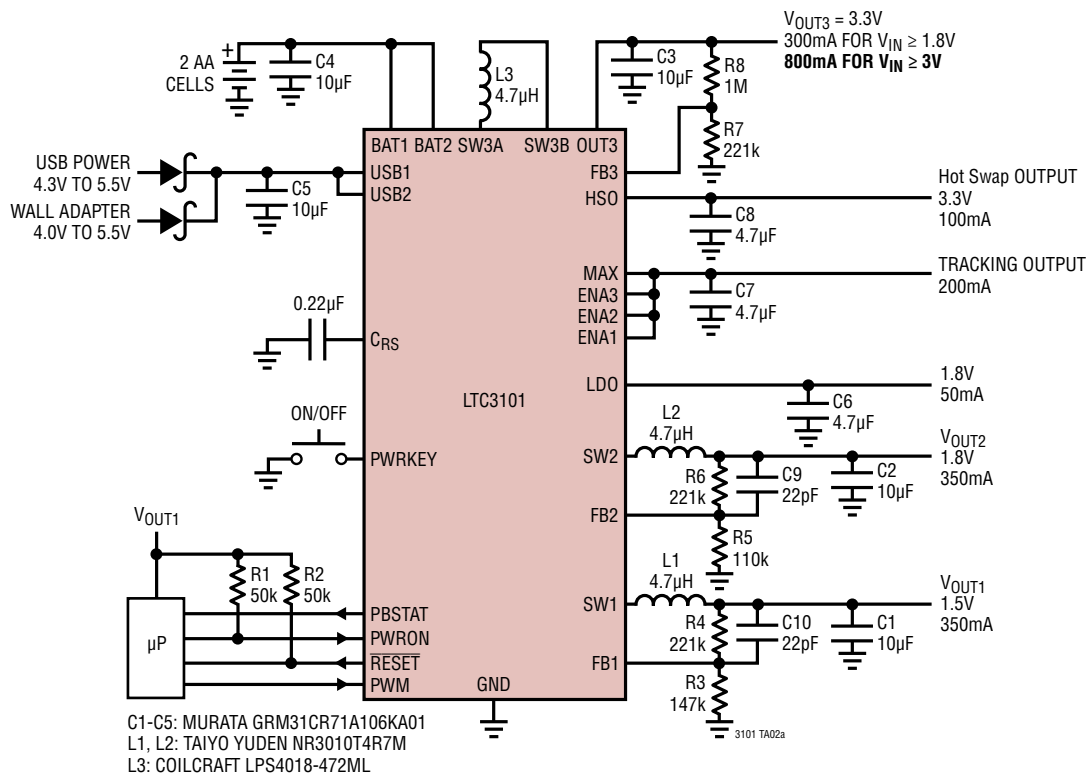


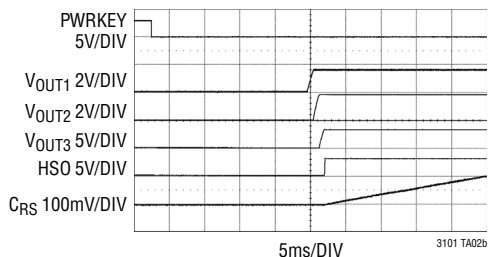
図6. PCBレイアウトの推奨事項

標準的応用例

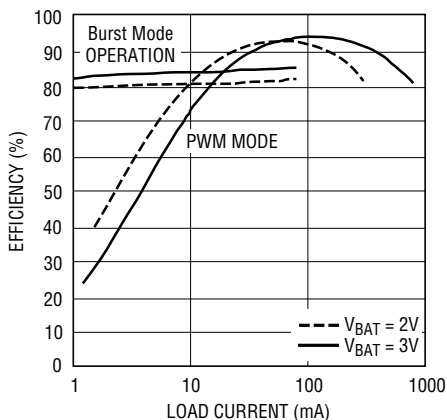
6出力レールとプッシュボタンによるオン/オフ付き2AAセル/USB/ACアダプタ電源



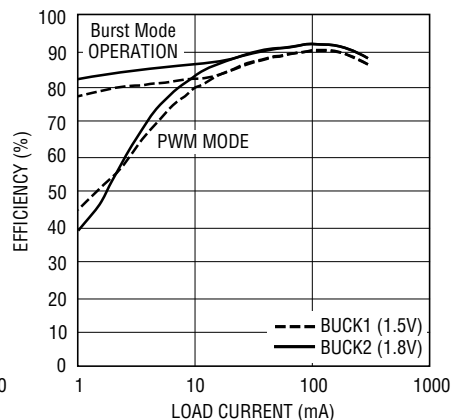
起動時の波形



昇降圧コンバータの効率と
負荷電流

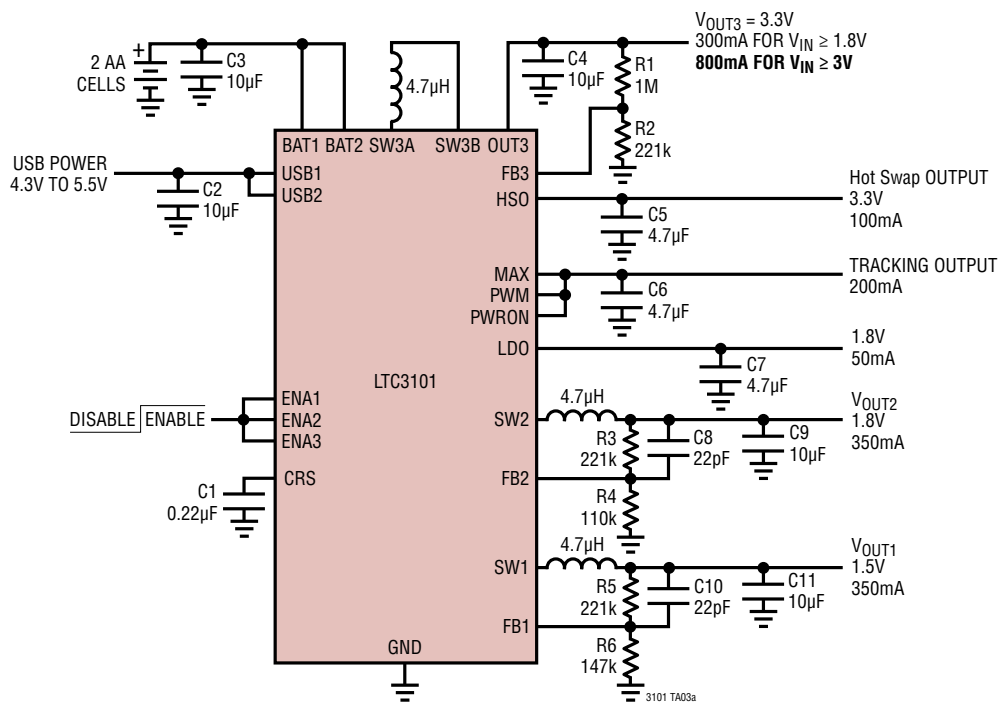


降圧コンバータの効率と
負荷電流、V_{BAT} = 3V

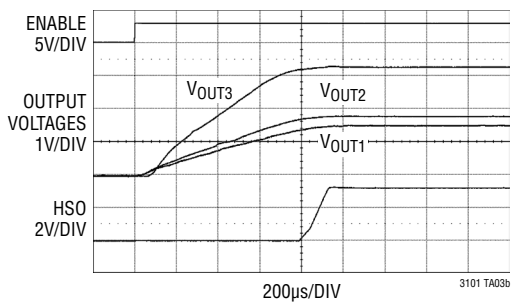


標準的応用例

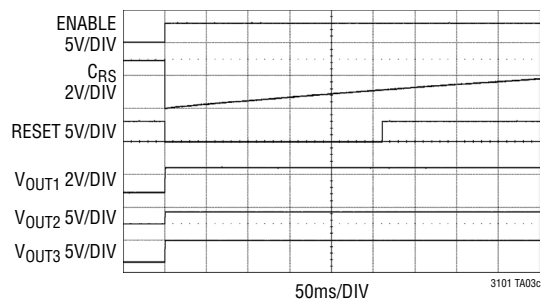
同時起動の手動イネーブル



起動波形

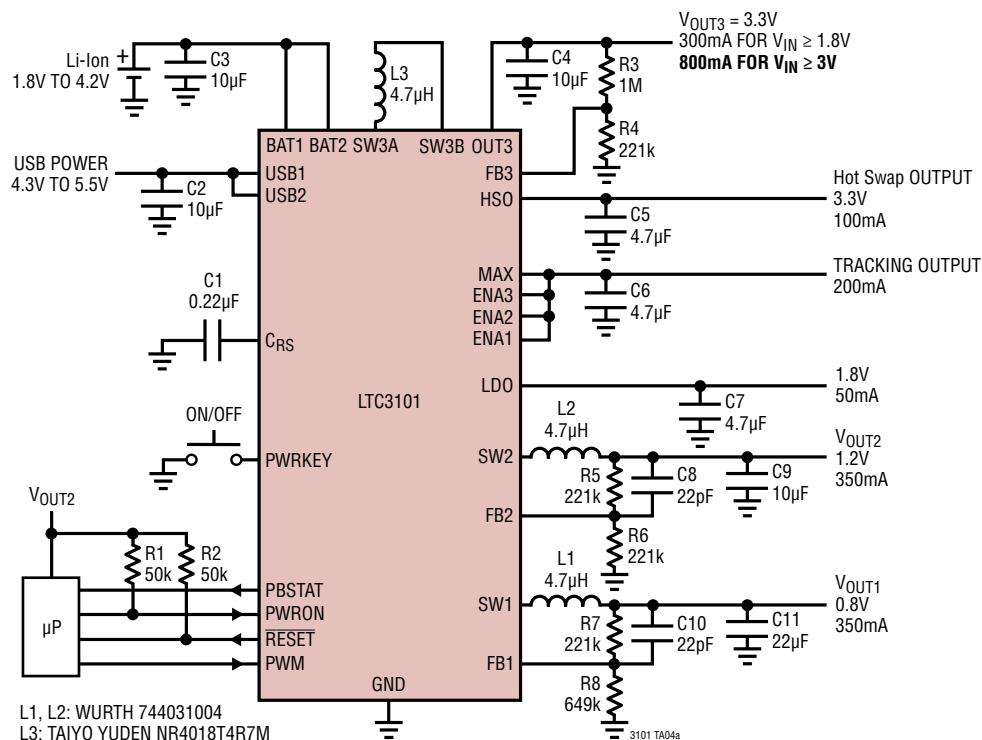


起動時のRESETタイミング

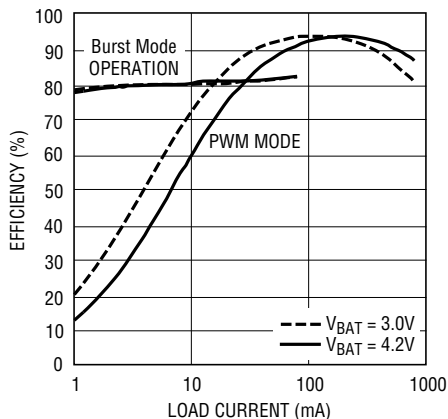


標準的応用例

プッシュボタン制御付き、リチウムイオン/USBから給電される6出力電源

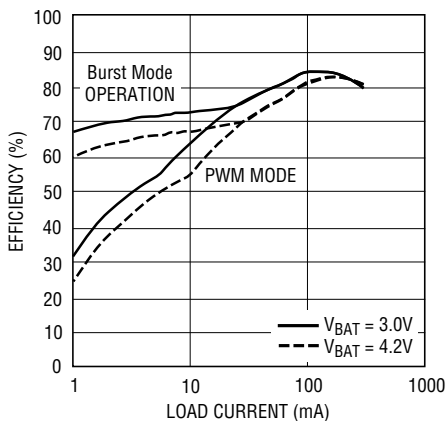


昇降圧の効率と負荷電流



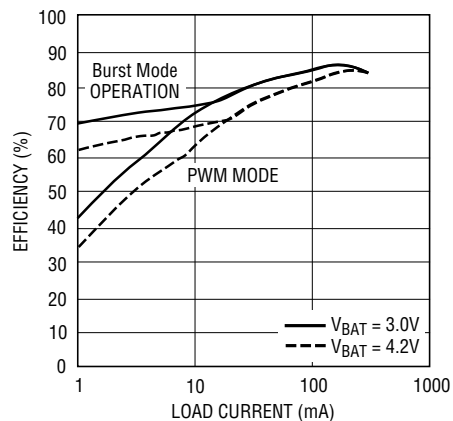
3101 TA04b

降圧コンバータ1の効率と負荷電流



3101 TA02c

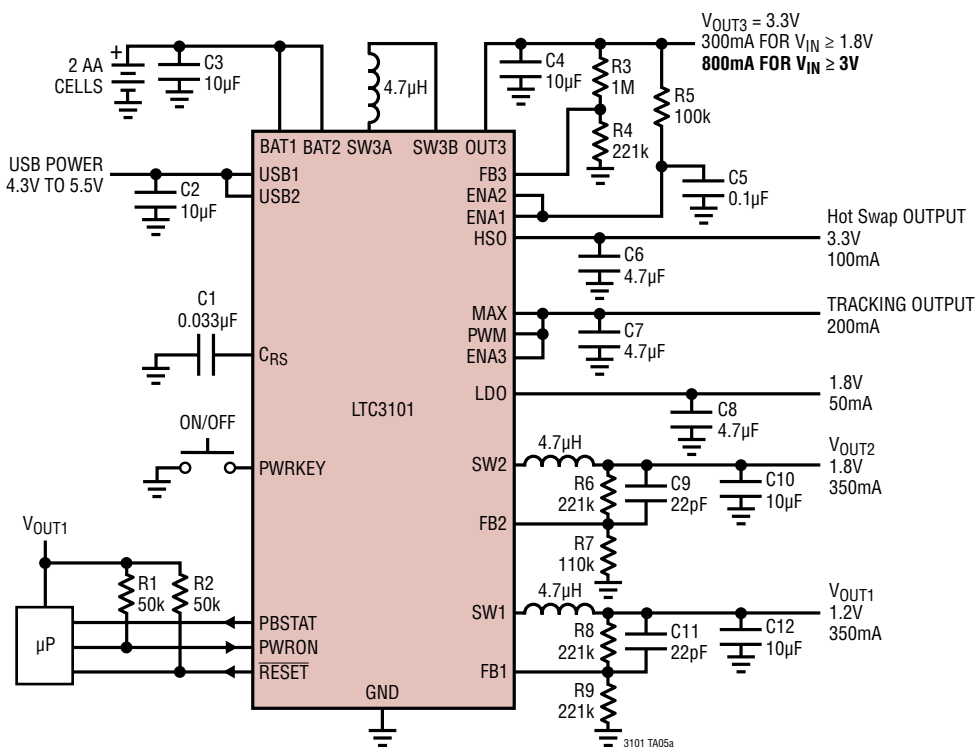
降圧コンバータ2の効率と負荷電流



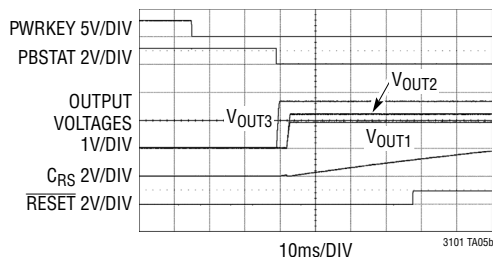
3101 TA04d

標準的応用例

シーケンス制御されたスタートアップ、昇降圧に続いて降圧コンバータ

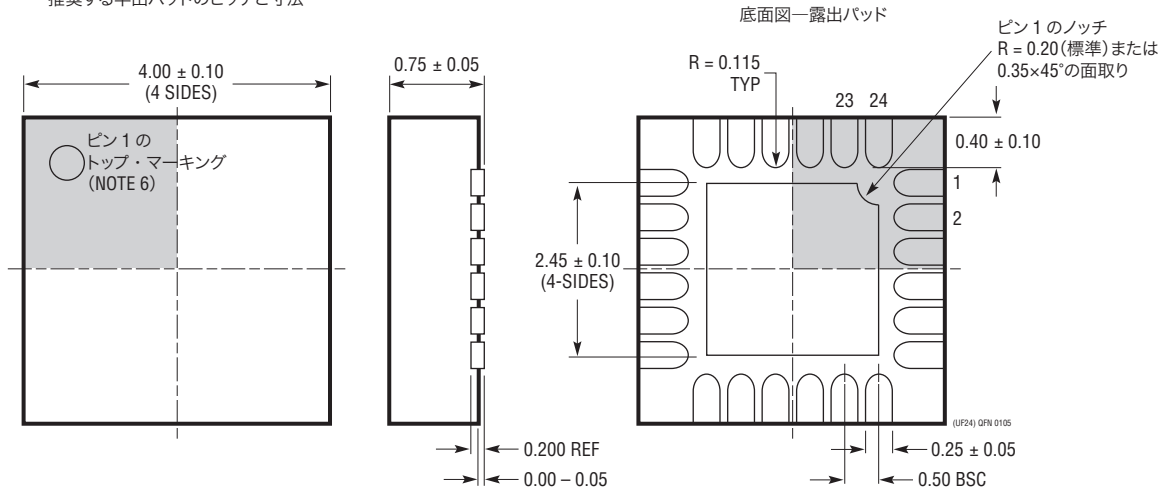
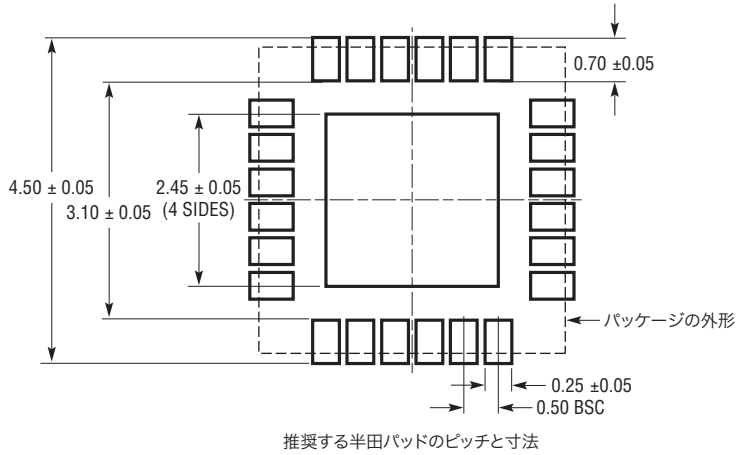


起動波形



パッケージ

UFパッケージ 24ピン・プラスチックQFN (4mm×4mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1697)



NOTE :

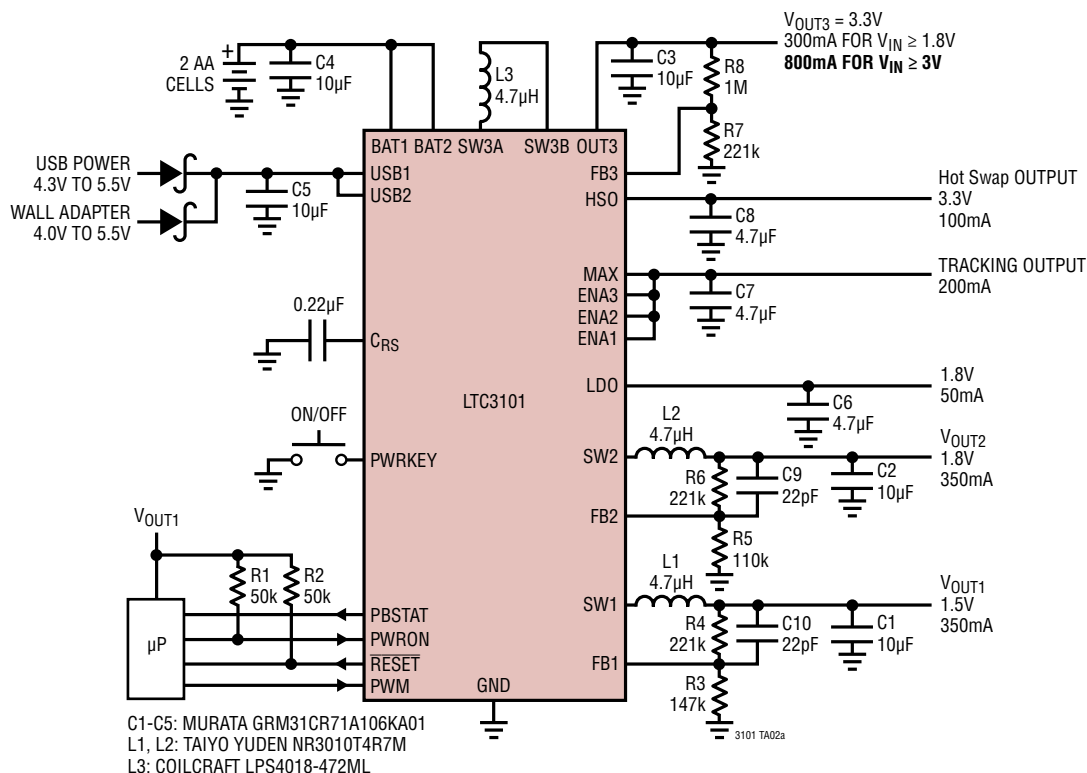
1. 図は JEDEC パッケージ外形 MO-220 のバリエーション (WGGD-X) にするよう提案されている (承認待ち)
2. 図は実寸とは異なる
3. 全ての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない
モールドのバリは (もしあれば) 各サイドで 0.15mm を超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン 1 の位置の参考に過ぎない

改訂履歴 (改訂履歴は Rev B から開始)

REV	日付	概要	ページ番号
B	4/10	グラフG41およびG42を追加 ピン25の文章を変更 「関連製品」を更新	8 11 34

標準的応用例

6出力レールとプッシュボタンによるオン/オフ付き2AAセル/USB/ACアダプタ電源



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3455	デュアルDC/DCコンバータ、USBパワーマネージャとリチウムイオン・バッテリー・チャージャ付き	V_{IN} : 3V~5.5V、入力間の移行、 $I_Q = 110\mu A$ 、 $I_{SD} < 2\mu A$ 、QFNパッケージ
LTC3456	2セル、複数出力DC/DCコンバータ、USBパワーマネージャ付き	V_{IN} : 1.8V~5.5V、デュアルDC/DCコンバータとHot Swap出力、入力間のシームレスな移行、 $I_Q = 180\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、QFNパッケージ
LTC3555	高効率USBパワーマネージャ、リチウムイオン/ポリマー・バッテリー・チャージャおよびトリプル降圧DC/DCコンバータ	V_{IN} : 2.7V~5.5V、充電電流: 最大1.5A、180mΩ理想ダイオード、2個の400mAと1個の1Aの降圧DC/DCコンバータ、 $I_Q = 20\mu A$ 、QFNパッケージ
LTC3556	デュアル降圧コンバータと昇降圧 DC/DCコンバータを搭載した高効率USBパワーマネージャ	V_{IN} : 2.7V~5.5V、充電電流: 最大1.5A、1A昇降圧DC/DCコンバータ、デュアル400mA降圧DC/DCコンバータ、 $I_Q = 20\mu A$ 、QFNパッケージ
LTC3127	入力電流制限をプログラム可能な1A (I_{OUT})、1.2MHz 昇降圧DC/DC コンバータ	効率: 96%、 V_{IN} : 1.8V~5.5V、 V_{OUT} : 1.8V~5.25V、 $I_Q = 35\mu A$ 、 $I_{SD} < 4\mu A$ 、MSOPおよびDFNパッケージ
LTC3520	1A (I_{OUT}) 昇降圧および600mA降圧の同期整流式DC/DCコンバータ、LDOコントローラ付き	効率: 96%、 V_{IN} : 2.2V~5.5V、昇降圧の V_{OUT} : 2.2V~5.25V、降圧の V_{OUT} : 最小0.8V、 $I_Q = 55\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、QFNパッケージ
LTC3521	1A (I_{OUT}) 同期整流式昇降圧およびデュアル600mA降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%、 V_{IN} : 1.8V~5.5V、昇降圧 V_{OUT} : 1.8V~5.25V、降圧の V_{OUT} : 最小0.6V、 $I_Q = 30\mu A$ 、 $I_{SD} < 2\mu A$ 、QFNパッケージ
LTC3533	2A (I_{OUT})、2MHz同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ	効率: 96%、 V_{IN} : 1.8V~5.5V、 V_{OUT} : 1.8V~5.25V、 $I_Q = 40\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、DFNパッケージ