



リニア USB バッテリー充電器

顔立ち

バッテリーチャージャー

—n スタンドアロン

USB チャージャー—n 最

大 950mA の充電電流を

プログラム可能

HPWR 入力の 1 つの抵抗で、プログラムされた値の 20% または 100% を選択

充電電流 n NTC 入力 温度認定用 充電
内部タイマー終了 n 不良バッテリ検出

スイッチングレギュレータ(バックおよび
バックブースト) n レギュレータあたり最大
400mA の出力電流 n 2.25MHz 固定周波数動
作 n 省電力バーストモード®動作 n 低プロフ
アイル、20 ピン、3mm × 3mmQFN パッケ
ージ

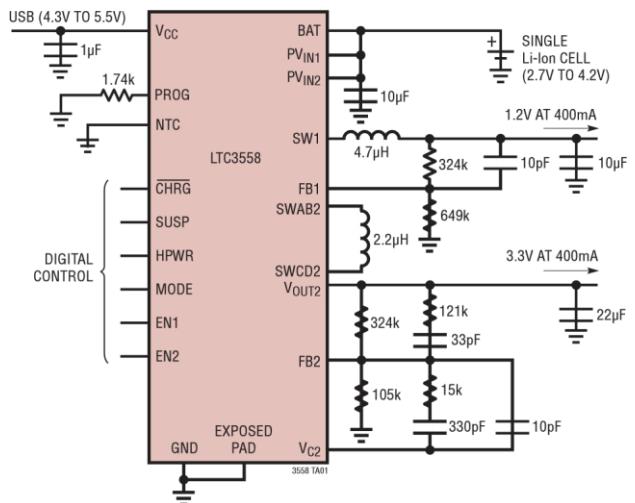
アプリケーション

n SD/フラッシュ・ベースの

MP3 プレーヤ n 低消費電力ハン
ドヘルド・アプリケーション

代表的なアプリケーション

USB チャージャー、バックレギュレータ、バックブースト
レギュレータ



バックおよびバ ックブーストレギュレータ付き 説明

LTC3558®は、デュアル高効率スイッチングレギュレータを備えた USB バッテリチャージャーです。このデバイスは、複数の電源レールを必要とするシングルセル・リチウムイオン/ポリマー・ベースのハンドヘルド・アプリケーションへの電力供給に最適です。

バッテリ充電電流は、PROG ピンと HPWR ピンを介してプログラムされ、BAT ピンで最大 950mA の電流を流すことができます。CHRG ピンにより、充電プロセス中にバッテリの状態を継続的に監視できます。内部タイマはチャージャの終了を制御します。

この製品には、モノリシック同期整流式降圧レギュレータと昇降圧レギュレータが含まれ

ており、それぞれ最大 400mA の出力電流を供給でき、リチウムイオン/ポリマー・バッテリの全範囲にわたって 90%以上の効率で動作します。昇降圧レギュレータは、プログラムされた出力電圧を定格出力電流で全リチウムイオン範囲にわたってドロップアウトすることなく調整できるため、バッテリの実行時間を延長できます。

この LTC3558 は、低プロファイル(0.75mm)の熱強化型 20 ピン(3mm×3mm)QFN パッケージで提供されます。

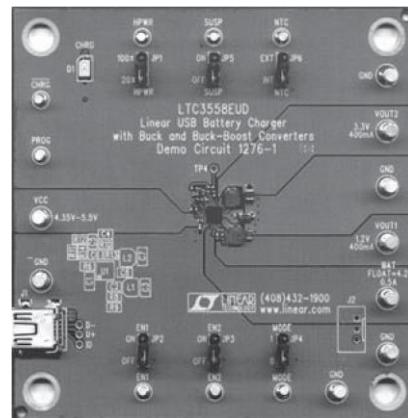
L、LT、LTC、LTM、および Burst Mode は、Linear Technology Corporation の登録商標です。その他すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

絶対最大定格

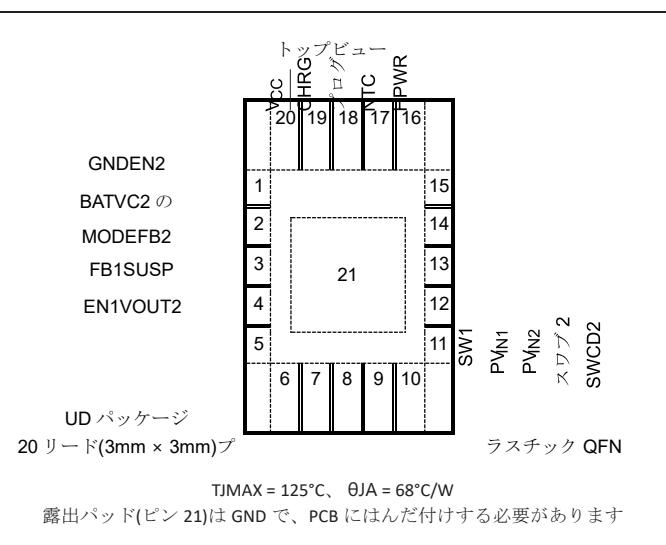
(注 1)

VCC (トランジエント)、 $t < 1\text{ms}$ 、デューティ・サイクル < 1%	-0.3V ~ 7V
<u>VCC (ステイック)</u>	-0.3V ~ 6V
BAT、CHRG	-0.3V から 6V
PROG、SUSP	-0.3V から (VCC + 0.3V)
HPWR、NTC	-0.3V から最大 (VCC、BAT) + 0.3V
PROG ピン電流	1.25mA
BAT ピン電流	1A
PVIN1、PVIN2	-0.3V ~ (BAT + 0.3V)
EN1、EN2、MODE、VOUT2	-0.3V ~ 6V
FB1、SW1	-0.3V から (PVIN1 + 0.3V) または 6V
FB2、VC2、SWAB2	-0.3V から (PVIN2 + 0.3V) または 6V
SWCD2	-0.3V から (VOUT2 + 0.3V) または 6V
ISW1	600mA DC の
ISWAB2、ISWCD2、IVOUT2	750mA
DC ジャンクション温度(注 2)	125°C 動
作温度範囲(注 3)	-40°C ~ 85°C 保存温度
	-65°C ~ 125°C

デモボード



ピン構成



適用される特定の陽イオンを示し、それ以外の場合は、指定された陽イオンは T にあります
ある = 25°C. VCC 時に断りのない限り)。

注文情報

鉛フリー仕上げ	テープ&リール	パーツマーキング	パッケージの説明	温度範囲
LTC3558EUD#PBF の	LTC3558EUD#TRPBF の	LDCD の	20 ピン(3mm × 3mm)プラスチック QFN	-40°C から 85°C

より広い動作温度範囲で指定されている部品については、LTC マーケティングにお問い合わせください。非標準の鉛ベースの finish 部品については、LTC マーケティングにお問い合わせください。

鉛フリー部品のマーキングの詳細については、次の Web サイトをご覧ください

<http://www.linear.com/leadfree/>

テープ&リールのカチオン指定の詳細については、次のサイトを参照してください

<http://www.linear.com/tapeandreel/>

3558F

記号

記号	パラメーター	条件	分	タイ	マツ	単位
----	--------	----	---	----	----	----

VCOLD の	低温障害閾値電圧	NTC 電圧ヒステリシスの上昇	75	76.5	78	%VCC の %VCC の
VHOT の	高温障害閾値電圧	NTC 電圧ヒステリシスの立ち下がり	33.4	34.9	36.4	%VCC の %VCC の

VDIS の	NTC ディセーブル閾値電圧	NTC 電圧ヒステリシスの立ち下がり	I	0.7 50	1.7 1	2.7 μA	VCC mV (英語)
イントシー	NTC リーク電流	VNTC = VCC = 5V		-1		1	μA
充電器							
VCC の	入力電源電圧		I	4.3	5.5	V	
IVCC の	バッテリチャージャの静止電流 (注 4)	スタンバイ・モード、充電終了サスペンション・モード、VSUSP = 5V		285 8.5	400 17	μA	μA
VFLOAT の	BAT 安定化出力電圧 $0^{\circ}\text{C} \leq \text{TA} \leq 85^{\circ}\text{C}$			4.179 4.165	4.200 4.200	4.221 4.235	V
ICHG の	定電流モード充電電流 HPWR = 1 HPWR = 0	I	440 84	460 92	500 100	mA mA	
IBAT の	バッテリードレイン電流 スタンバイモード、チャージャ終端、EN1 = EN2 = 0 シャットダウン、VCC < VUVLO、BAT = 4.2V、EN1 = EN2 = 0 サスペンションモード、SUSP = 5V、BAT = 4.2V、EN1 = EN2 = 0 VCC = 0V、EN1 = EN2 = 1、MODE = 1、FB1 = FB2 = 0.85V、VOUT2 = 3.6V			-3.5 -2.5 -1.5 -50	-7 -4 -3 -100	μA μA μA μA	
ブロ	低電圧ロックアウト閾値 BAT = 3.5V、VCC 上昇			3.85	4	4.125	V
ΔVUVLO(英語)	低電圧ロックアウトヒステリシス BAT = 3.5V				200		mV の
VDUVLO(ブロウブロ)	差動低電圧ロックアウト閾値 BAT = 4.05V、(VCC - BAT)落下			30	50	70	mV の
ΔVDUVLO(英語)	差動低電圧ロックアウト・ヒステリシス BAT = 4.05V				130		mV の
VPROG の	PROG ピンサーボ電圧 HPWR = 1 HPWR = 0 バット<VTRKL			1.000 0.200 0.100			V V V
h プログ(株)	IBAT と PROG ピン電流の比				800		mA/mA
ITRKL の	トリクル充電電流 バット<VTRKL			36	46	56	mA
VTRKL の	トリクル充電スレッショルド電圧 BAT ライジング			2.8	2.9	3	V
ΔVTRKL(英語)	トリクル充電ヒステリシス電圧				100		mV の
ΔVRECHRG	バッテリーのしきい値電圧を再充電 VFLOAT に対するスレッショルド電圧			-75	-95	-115	mV の
tRECHRG	リチャージコンパレータのフィルタ時間	BAT フォーリング			1.7		さん

適用される特定の陽イオンを示し、それ以外の場合は、指定された陽イオンは T にあります
ある = 25°C. VCC
特に断りのない限り)。

t ターム	セーフティタイマ終了期間	BAT = VFLOAT です。	3.5	4	4.5	時
tBADBAT	不良バッテリ終了時間	バット<VTRKL	0.4	0.5	0.6	時
hC/10	充電終了表示電流比	(注 5)	0.085	0.1	0.11	mA/mA
tC/10	充電終了コンパレータのフィルタ時間	IBAT フォーリング		2.2		さん
ロン(CHG)	バッテリー充電器の電源 FET が オン- 抵抗(VCC と BAT 間)	IBAT=190mA		500		mΩ
TLIM の	定温モードでのジャンクション 温度			105		°C

NTC の

LTC3558

電気的特性 **ザ**は、全動作温度範囲に適用される特定の陽イオンを示し、それ以外の場合は、指定された陽イオンはTにあります。**T**=25°C、**VCC**=5V、**BAT**=**PVIN1**=**PVIN2**=3.6V、**RPROG**=1.74k(特に断りのない限り)。

記号	パラメーター	条件	分	タイ	マツ	単位	
ロジック(HPWR、SUSP、CHRG、EN1、EN2、モード)							
VIL の	入力低電圧	HPWR、SUSP、MODE、EN1、EN2 ピン			0.4	V	
VIH の	入力高電圧	HPWR、SUSP、MODE、EN1、EN2 ピン		1.2		V	
RDN の	ロジック・ピンのプルダウン抵抗	HPWR、SUSP ピン		1.9	4	MΩの	
VCHRG の	CHRG ピン出力低電圧	ICHRG=5mA		100	250	mVの	
ICHRG の	CHRG ピン入力電流	BAT = 4.5V、VCHRG = 5V		0	1	μAの	
降圧スイッチングレギュレータ							
PVIN1 の	入力電源電圧			2.7	4.2	V	
IPVIN1 の	パルス・スキップ入力電流 バースト・モード電流シ ヤットダウン電流 UVLO の供給電流	FB1 = 0.85V、MODE = 0 (注 6) FB1 = 0.85V、MODE = 1 (注 6) EN1 = 0 PVIN1 = PVIN2 = 2V		220	400	μA	
IPVIN1 UVLO シリーズ	PVIN1 下降 PVIN1 上昇			35	50	μA	
fOSC の	スイッチング周波数	モード = 0		0	2	μA	
ILIMSW1	ピーク PMOS 電流制限			4	8	μA	
VFB1 の	フィードバック電圧	モード = 0		2.30	2.45	V	
IFB1	FB 入力電流	FB1 = 0.85V		2.55	2.70	V	
DMAX1 の	最大デューティサイクル	FB1 = 0V		1.91	2.25	2.59	メガヘルツ
RPMOS1 の	PMOS の RDS(ON)	ISW1 = 100mA		550	800	1050	mA
RNMOS1 の	NMOS の RDS(ON)	ISW1 = -100mA		780	800	820	mVの
RSW1(PD)	シャットダウン時の SW プルダウン			-50	50	nAの	
バックブーストスイッチングレギュレータ							
PVIN2 の	入力電源電圧			100		%	
				0.65		Ω	
				0.75		Ω	
				13		kΩ	
				2.7	4.2	V	

電気的特性 ザ¹は、全動作温度範囲に適用される特定の陽イオンを示し、それ以外の場合は、指定された陽イオンは T₁ にあります。T₁ = 25°C, VCC = 5V, BAT = PVIN1 = PVIN2 = 3.6V, RPROG = 1.74k (特に断りのない限り)。

IPVIN2 の	PWM 入力電流 バースト・モード入力電流 シャットダウン電流 UVLO の供給電流	モード=0, IOUT=0A, FB2=0.85V(注 6) モード=1, IOUT=0A, FB2=0.85V(注 6) EN2 = 0, IOUT = 0A PVIN1 = PVIN2 = 2V		220 20 0 4	400 30 1 8	μA μA μA μA
PVIN2 UVLO モジュール	PVIN2 下降 PVIN2 上昇			2.30 2.55	2.45 2.70	V V
VOUT2(ロー)	最小安定化昇降圧 VOUT				2.65 2.75	V
VOUT2(ハイ)	最大安定化昇降圧 VOUT			5.45	5.60	V
ILIMF2 の	順方向電流制限(スイッチ A)	モード = 0		580	700 820	mA
IPEAK2(バースト)	順方向電流制限(スイッチ A)	モード = 1		180	250 320	mA
ILIMR2 の	逆電流制限(スイッチ D)	モード = 0		325	450 575	mA
IZERO2(バースト)	逆電流制限(スイッチ D)	モード = 1		-35	0 35	mA
IMAX2(バースト)	バースト・モード動作時の最大配信出力電流	2.7V < PVIN2 < 4.2V 2.75V < VOUT2 < 5.5V		50		mA
VFB2 の	フィードバックサーボ電圧			780	800 820	mV の
IFB2 (英語)	FB2 入力電流	FB2 = 0.85V			-50 50	nA の
fOSC の	スイッチング周波数	モード = 0		1.91	2.25 2.59	メガヘルツ

典型的な性能特性 $T_A = 25^\circ\text{C}$ (特に断りのない限り)。

記号	パラメーター	条件	分	タイプ	マッ (TYP)	クス	単位
RDSP(オン)	PMOS RDS(オン)	V _{OUT} = 3.6V			0.6		Ω
RDSN(オン)	NMOS RDS(オン)				0.6		Ω
アイリーク (P)	PMOS スイッチのリーク	スイッチ A、D		-1	1	μA の	
I _{LEAK(N)}	NMOS スイッチのリーク	スイッチ B、C		-1	1	μA の	
DCBUCK(MAX)	最大降圧デューティサイクル	モード = 0		100			%
DCBOOST(最大)	最大ブーストデューティサイクル	モード = 0		75			%
t _{SS2} の	ソフトスタート時間			0.5		さん	
ルート(PD)	シャットダウン時の V _{OUT} プルダウン			10		kΩ	

注 1: 絶対最大定格に記載されているストレスを超えるストレスは、デバイスに恒久的な損傷を与える可能性があります。絶対最大定格条件に長時間さらされると、デバイスの信頼性と寿命に影響を与える可能性があります。

注 2: T_J は、周囲温度 T_A と消費電力 PD から次の式に従って計算されます。

$$T_J = T_A + (PD \cdot \theta_{JA} \text{ の})$$

注 3: LTC3558E は 0°C から 85°C までの指定を満たすことが保証されています。 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作温度範囲での特定の陽イオノンは、設計、特性評価、および統計的プロセス制御との相関によって保証されます。

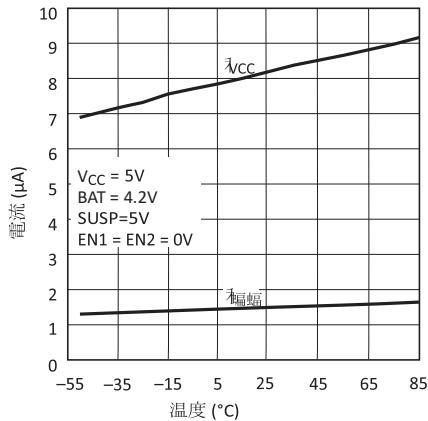
注 4: VCC 供給電流には、PROG ピンを流れる電流や BAT ピンに供給される電流は含まれません。合計入力電流は、この仕様に $1.00125 \cdot I_{BAT}$ を加えたものに等しくなります(I_{BAT} は充電電流です)。

注 5: IC / 10 は、示されている PROG 抵抗で測定されたフル充電電流の一部として表されます。

注 6: スイッチング周波数でゲート電荷が供給されるため、動的消費電流が大きくなります。

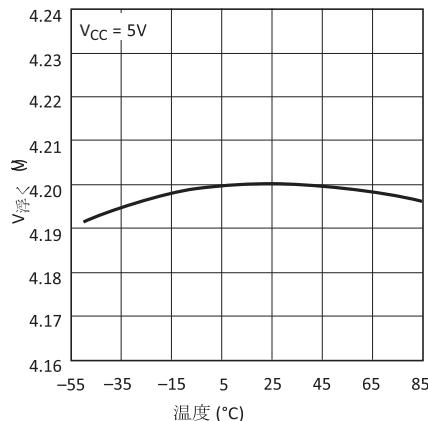
電気的特性 ザイは、全動作温度範囲に適用される特定の陽イオンを示し、それ以外の場合は、指定された陽イオンはTにあります。 $V_{CC} = 5V$ 、 $BAT = PVIN1 = PVIN2 = 3.6V$ 、 $R_{PROG} = 1.74k$ (特に断りのない限り)。

サスペンド状態の電源と BAT 電流と温度の関係



3558 G01 の

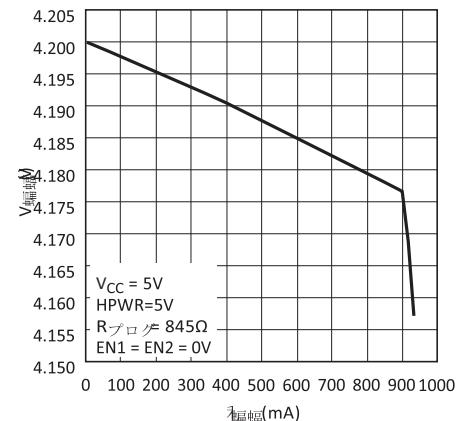
バッテリ・レギュレーション
(フロート)電圧対温度



3558 G02 の

バッテリーレギュレーション(フロート)電圧

vs バッテリー充電電流、定電圧充電



3558 G03 の

4.3 4.4 4.5 4.6 4.7 4.8 4.9 5.0 5.1 5.2 5.3 5.4 5.5 $V_{CC}(V)$

G04 の

2.5 3 3.5 4 4.5 $V_{BAT}(V)$

G05 の

-55 -35 -15 5 25 45 65 85 125

温度 (°C)

G06

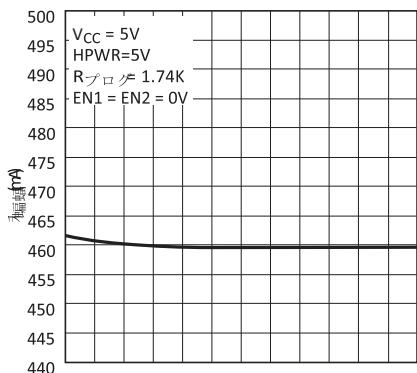
バッテリ・チャージャの低電圧ロックアウト閾値 vs 温度

低電圧ロックアウト時のバッテリ消耗電流 vs 温度

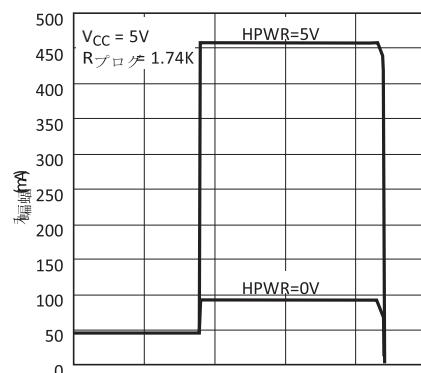
PROG 電圧とバッテリ一充電電流

典型的な性能特性 $TA = 25^{\circ}\text{C}$ (特に断りのない限り)。

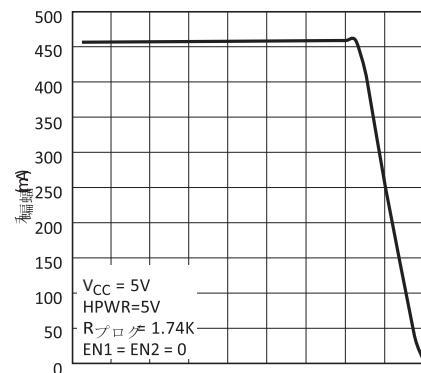
バッテリー充電電流



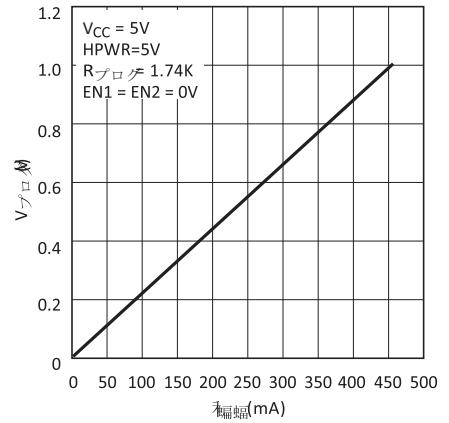
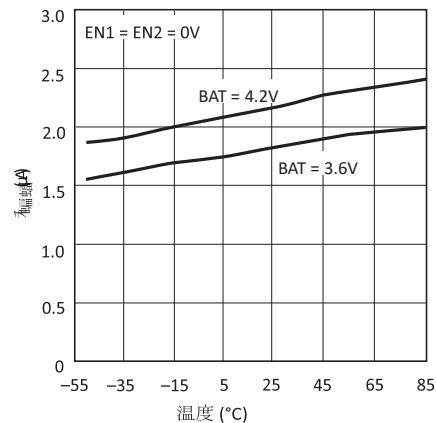
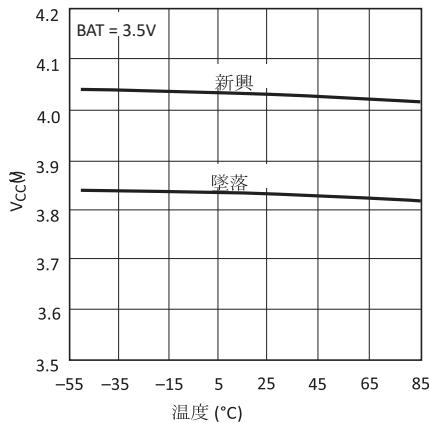
バッテリー充電電流



バッテリー充電電流 vs 周囲電圧 vs 電源電圧 vs バッテリー電圧



バッテリー電圧 温度調整における温度



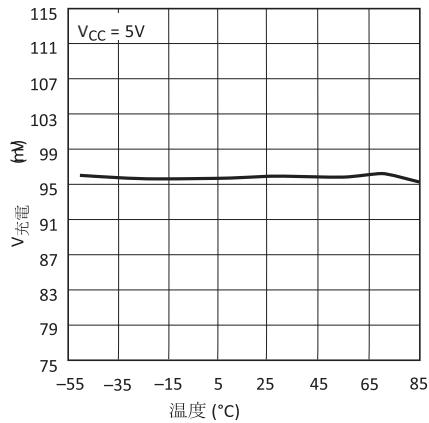
3558 G07 の

3558 G08 の

3558 G09

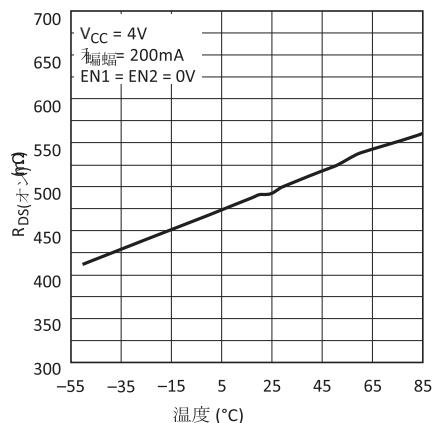
典型的な性能特性 $TA = 25^{\circ}\text{C}$ (特に断りのない限り)。

再充電しきい値と
温度



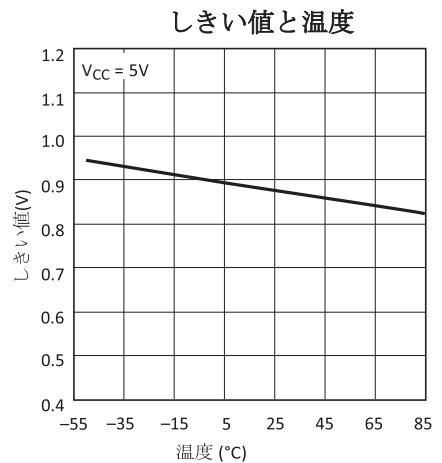
3558 G10 の

バッテリーチャージャーFET
オン抵抗対温度



3558 G11 の

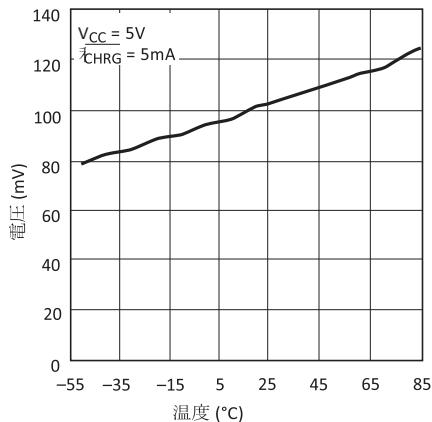
SUSP/HPWR ピンライジ
ング



3558 G12 の

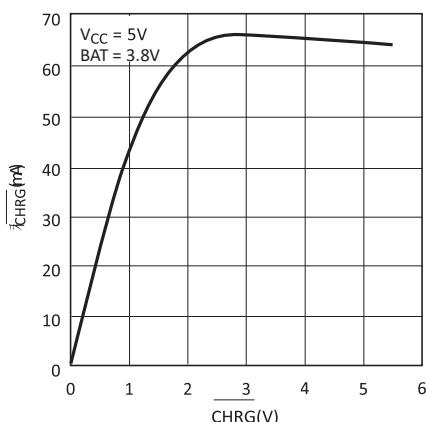
CHRG ピン出力低電圧

vs 気温



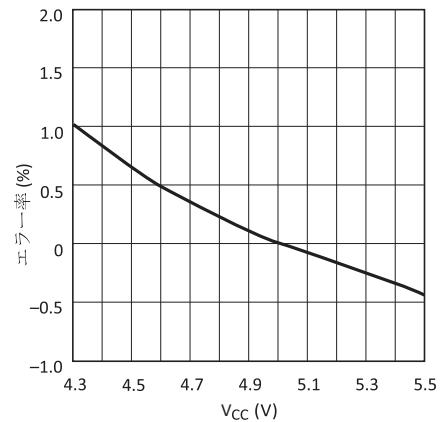
3558 G13

CHRG ピン I-V カーブ



3558 G14

タイマー精度と電源電圧



3558 G15

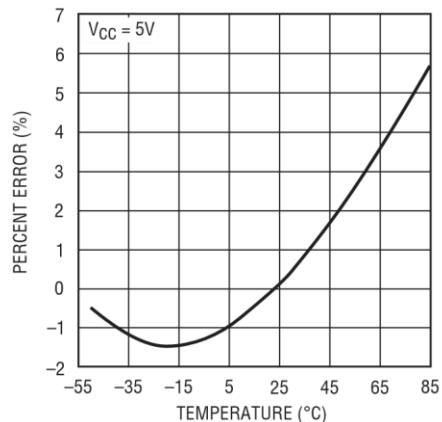
タイマーの精度と温度の関
係

完全充電サイクル
2400mAh バッテリー

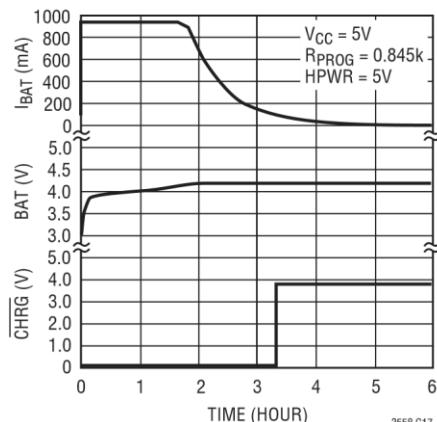
バックおよびバックブースト
レギュレータ
スイッチング周波数 vs 温度

LTC3558

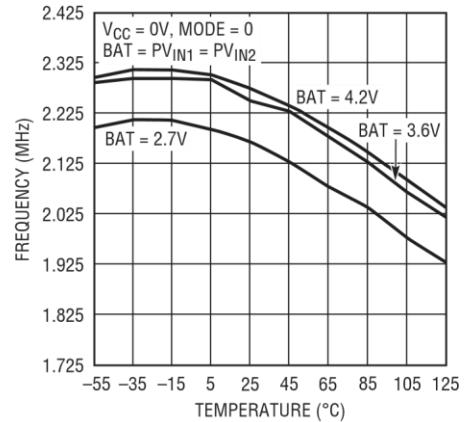
典型的な性能特性 $TA = 25^{\circ}\text{C}$ (特に断りのない限り)。



降圧および昇降圧レギュレータ
の低電圧スレッショルド



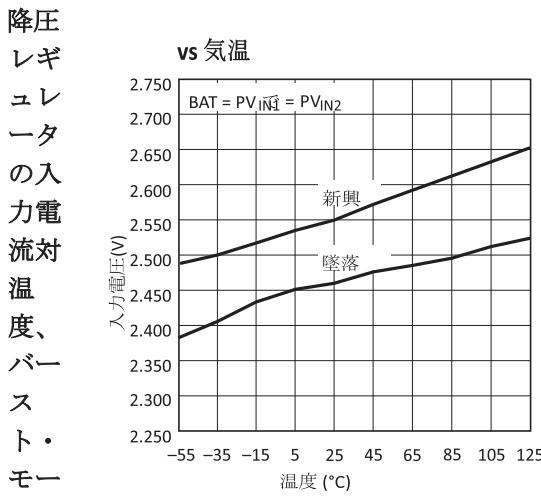
バックおよびバックブー
ストレギュレータのイネ
ーブルスレッショルド



3558 G18 の
3558 G21 の

降圧レギュレータの入力電流 vs
温度 (°C)

3558 G22 の

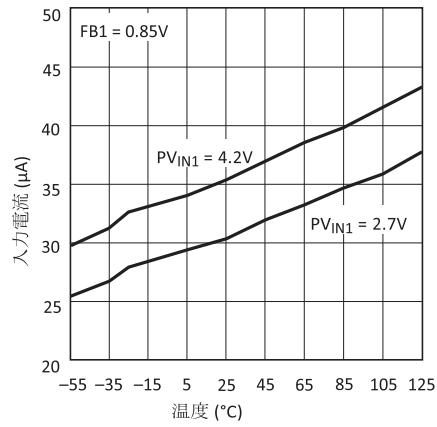
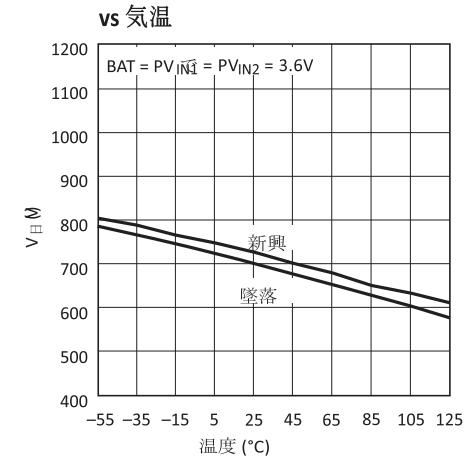


ド動作

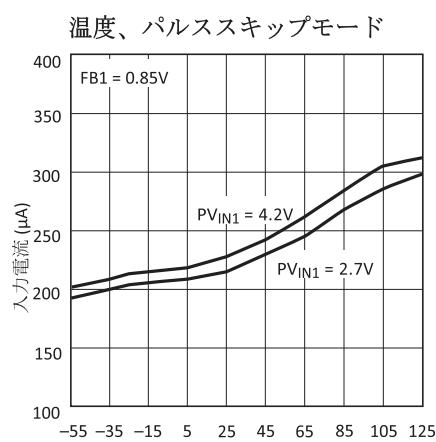
降圧レギュレータ PMOS
RDS(ON)

温度 (°C)

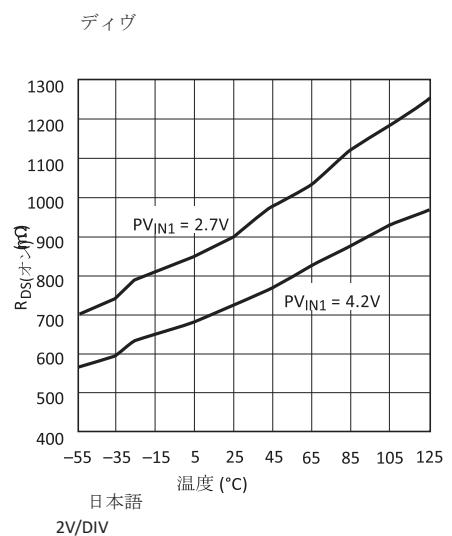
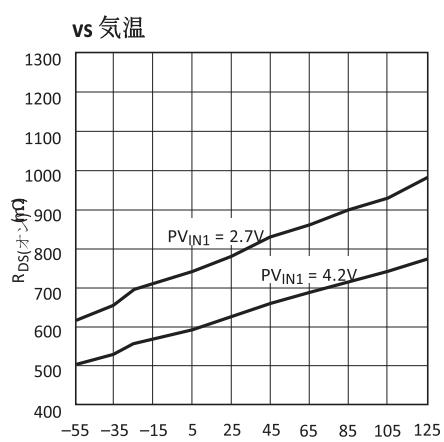
3558 G23 の



典型的な性能特性 $T_A = 25^\circ\text{C}$ (特に断りのない限り)。



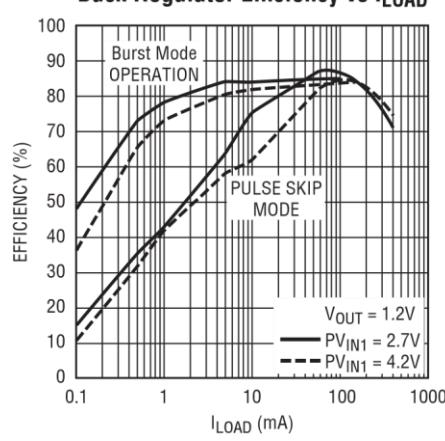
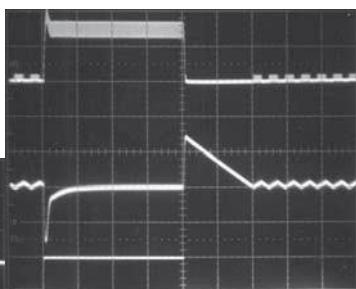
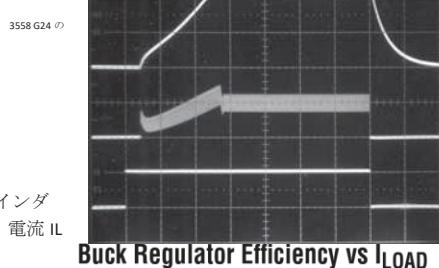
降圧レギュレータ NMOS RDS(ON) 対 温度



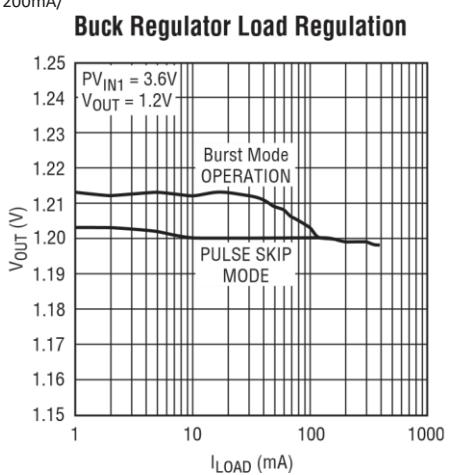
PVIN1 = 3.8V 50μs/DIV
パルススキップモード負荷
= 6Ω

降圧レギュレータの過渡応答、パルス・スキップ・モード

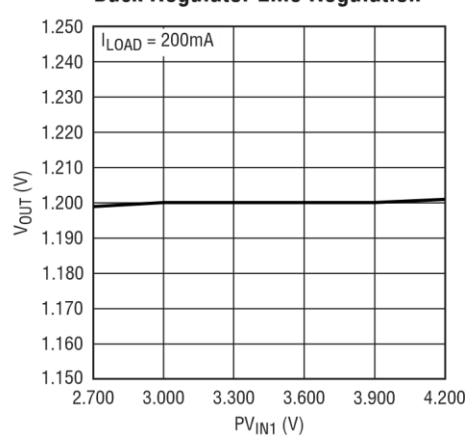
インダクタ
現在の
IL = 200mA /
ディヴ



3558 G25



3558 G26 の



3558 G27

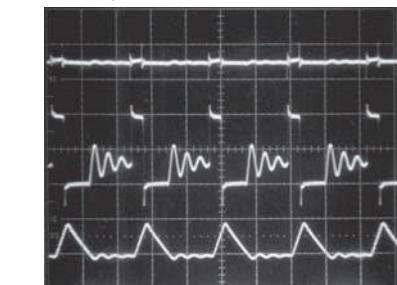
LTC3558

典型的な性能特性 $T_A = 25^\circ\text{C}$ (特に断りのない限り)。

$P_{VIN1} = 3.8\text{V}$ 50 $\mu\text{s}/\text{DIV}$

昇降圧レギュレータの入力電流対温度

降圧レギュレータのスタートアップ過渡

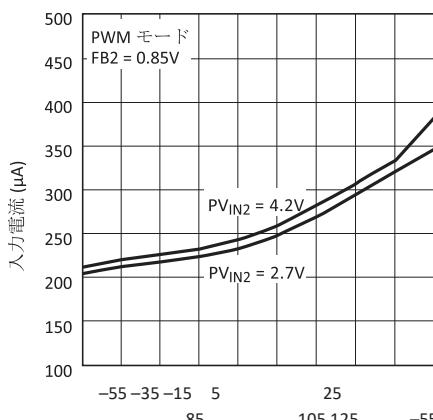


VOUT の
20mV/20mV/
ディビジョン (AC) ディビジョン (エアコン)

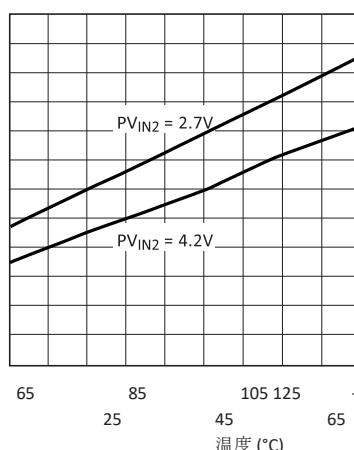
SWSW の
2V/DIV 2V/DIV

インダクタインダクタ
現在の電流

$I_L = 50\text{mA} / I_{L\text{max}} = 60\text{mA} /$
DIV/DIV



バックブーストレギュレータ
効率と入力電圧

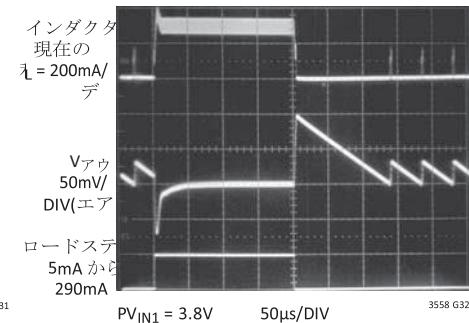


バックブースト効
率と負荷電流

3558 G28 の
 $P_{VIN1} = 3.8\text{V}$ 200ns/DIV 負荷
= 10mA

降圧レギュレータの過渡
現象
応答、バーストモード動作

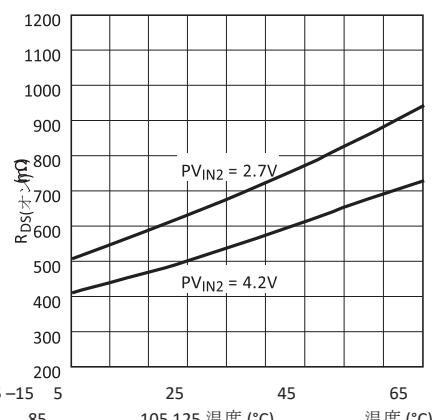
降圧レギュレータ
ー
バーストモード動作



3558 G31 3558 G32

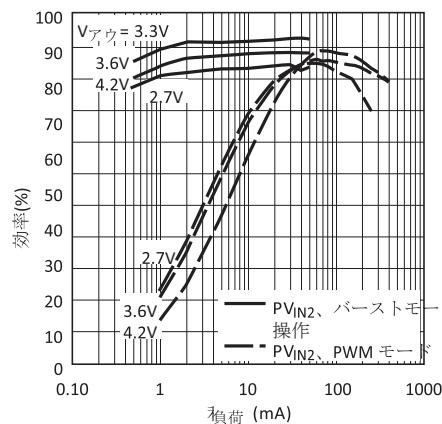
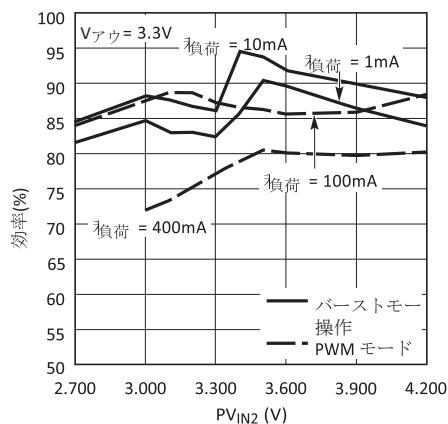
温度 ($^\circ\text{C}$)

バックブーストレギュレ
ータ PMOS
RDS(ON)対温度

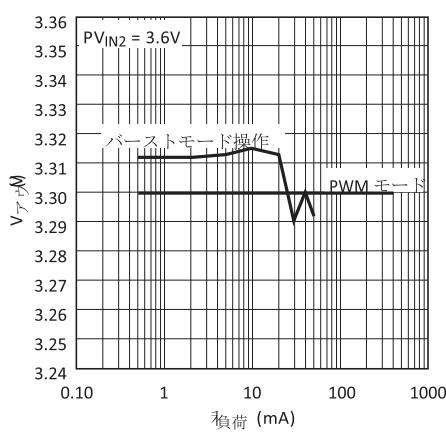


3558 G33 の

典型的な性能特性 $TA = 25^{\circ}\text{C}$ (特に断りのない限り)。

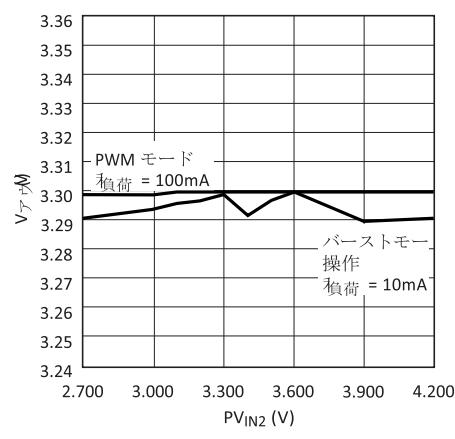


バックブーストレギュレータの負荷レギュレーション



昇降圧レギュレータのスタートアップ・トランジエント、バースト・モード動作

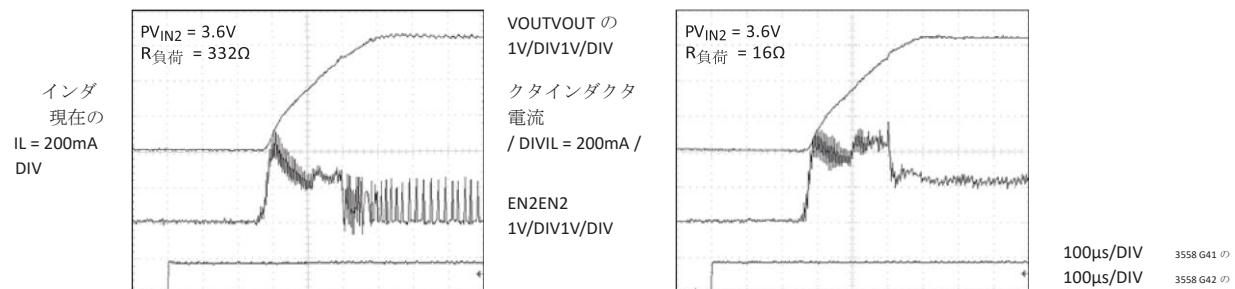
バックブーストレギュレータラインレギュレーション



昇降圧レギュレータ、スタートアップ、過渡、PWM モード

LTC3558

典型的な性能特性 $TA = 25^{\circ}\text{C}$ (特に断りのない限り)。



ピン機能

GND(ピン 1): アース。露出パッド(ピン 21)に接続します。

BAT(ピン 2): 充電電流出力。バッテリーに充電電流を供給し、最終電圧電圧を 4.2V に調整します。

MODE(ピン 3): スイッチングレギュレータ用の MODE ピン。ハイに保持すると、両方のレギュレータはバーストモード動作で動作します。ローに保持されると、バックレギュレータはパルススキップモードで動作し、バックブーストレギュレータは PWM モードで動作します。このピンは高インピーダンス入力です。オーツ麦を FL しないでください。

FB1(ピン 4): 降圧レギュレータフィードバック電圧ピン。出力の両端に接続された抵抗分圧器によってフィードバックを受け取ります。

EN1 (ピン 5): 降圧レギュレータのイネーブル入力ピン。このピンは高インピーダンス入力です。オーツ麦を FL しないでください。アクティブハイ。

SW1(ピン 6): 降圧レギュレーターのスイッチングノード。このノードには外部インダクタが接続されています。

PVIN1(ピン 7): 降圧レギュレータ用の入力電源ピン。BAT と PVIN2 に接続します。GND への 10 μ F 入力デカップリングコンデンサが 1 つ必要です。

PVIN2 (ピン 8): 昇降圧レギュレータ用の入力電源ピン。BAT と PVIN1 に接続します。GND への 10 μ F 入力デカップリングコンデンサが 1 つ必要です。

SWAB2(ピン 9): 内部電源スイッチ A および B に接続された昇降圧レギュレータ用のスイッチノード。このノードと SWCD2 の間には外部インダクタが接続されています。

SWCD2(ピン 10): 内部電源スイッチ C および D に接続された昇降圧レギュレータ用のスイッチノード。このノードと SWAB2 の間には外部インダクタが接続されています。

VOUT2 (ピン 11): 昇降圧レギュレータの安定化出力電圧。

SUSP(ピン 12): バッテリーの充電操作を一時停止します。このピンの電圧が 1.2V を超えると、バッテリ・チャージャはサスPEND・モードになり、チャージャはディセーブルされ、終了タイマがリセットされます。このピンには、入力が外部から駆動されていないときに電源投入時に弱いプルダウン電流が内部で印加されます。

FB2(ピン 13): 昇降圧レギュレータのフィードバック電圧ピン。出力の両端に接続された抵抗分圧器によってフィードバックを受け取ります。

VC2(ピン 14): 誤差増幅器の出力と昇降圧レギュレータの電圧補償ノード。外部タイプ I またはタイプ III 補償(FB2 へ)がこのピンに接続します。

EN2 (ピン 15): 昇降圧レギュレータのイネーブル入力ピン。このピンは高インピーダンス入力です。オーツ麦を FL しないでください。アクティブハイ。

HPWR(ピン 16): 大電流バッテリー充電が有効になっています。このピンで 1.2V を超える電圧は、プログラムされた最大充電電流の 100%で BAT ピン電流をプログラムします。0.4V 未満の電圧は、BAT ピン電流をプログラムされた最大充電電流の 20%に設定します。1.74k の PROG 抵抗とともに使用すると、このピンは USB 仕様に従って低電力モードと高電力モードを切り替えることができます。このピンには、入力が外部から駆動されていないときに電源投入時に弱いプルダウン電流が内部で印加されます。

LTC3558

NTC(ピン 17):NTC サーミスタ監視回路への入力。

NTC ピンは、通常、バッテリーパックと共同パッケージ化されている負の温度係数サーミスターに接続し、バッテリーが充電するには熱すぎるか寒すぎるかを判断します。バッテリーの温度が範囲外の場合、バッテリーの温度が再び有効範囲に入るまで充電は一時停止されます。V_{CC} から NTC までは低ドリフトのバイアス抵抗が必要で、NTC からグランドまではサーミスターが必要です。NTC 機能を無効にするには、NTC ピンをグランドに接続する必要があります。

PROG (ピン 18): 充電電流プログラムと充電電流モニタ ピン。充電電流は、PROG からグランドに抵抗を接続することによってプログラムされます。定電流モードで充電する場合、HPWR ピンをハイにプルダウンすると PROG ピンは 1V に、HPWR ピンをローにプルダウンすると 200mV にサーボします。このピンの電圧は、常に次の式で BAT ピンの電流を表します。

$$\text{プログラミング} \cdot 800$$

$$I_{BAT} = \frac{\text{R}_{PROG}}{\text{R}_{PROG} + 1}$$

R_{PROG} の

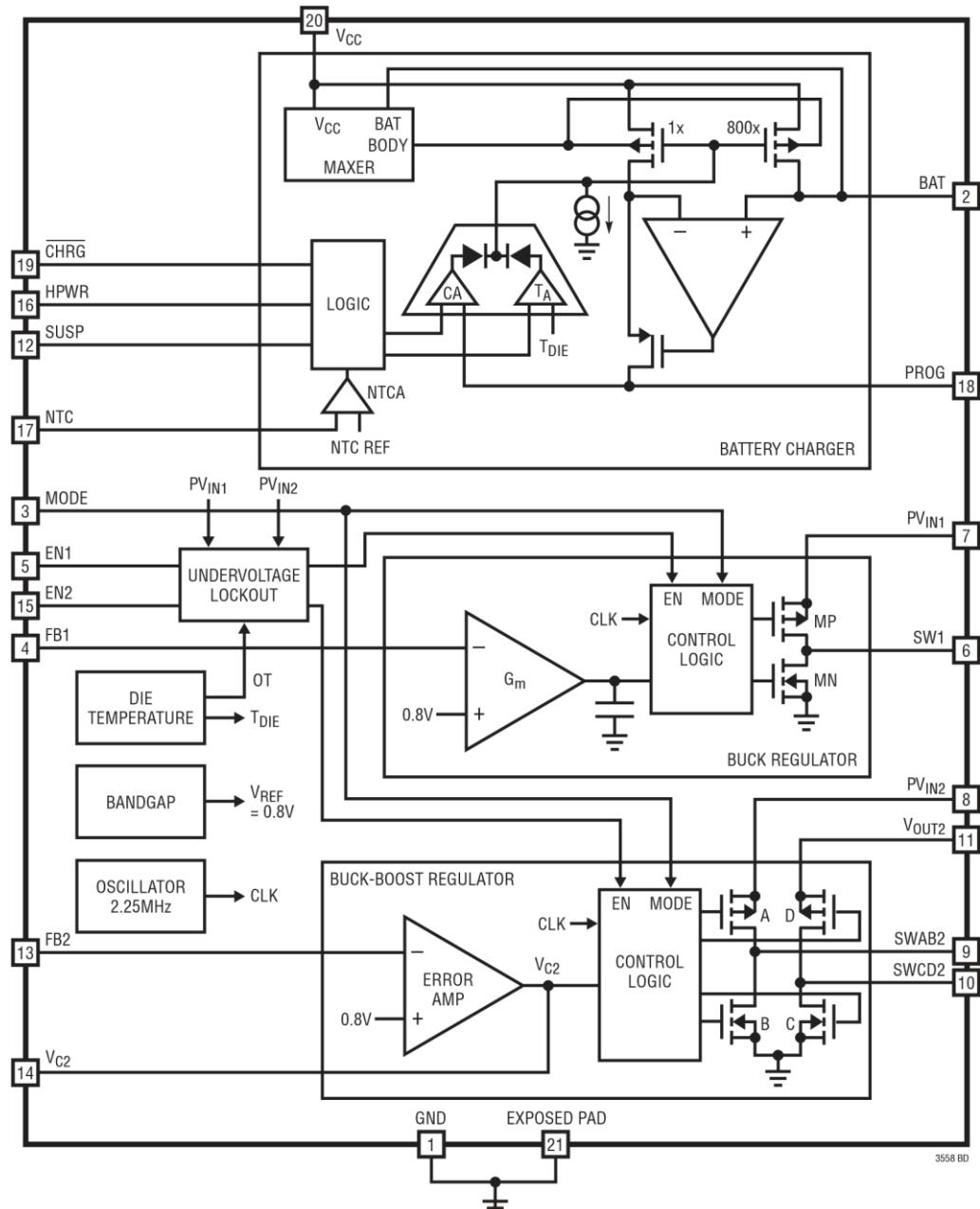
CHRG(ピン 19): オープンドレイン充電ステータス出力。CHRG ピンは、バッテリーチャージャーのステータスを示します。4 つの可能な状態は、充電ではなく CHRG 充電で表されます(つまり、充電電流が 10 分の 1 未満です)

ピン機能

フルスケールの充電電流)、応答しないバッテリー(つまり、バッテリー voltage は 30 分の充電後も 2.9V 未満のままで)、およびバッテリーの温度が範囲外です。CHRG は、表示を提供するためにプルアップ抵抗および/または LED を必要とします。

ブロック図

露出パッド(ピン 21): アース。露出パッドは、



V_{CC}(ピン 20): バッテリーチャージャー入力。
1μF のデカップリングコンデンサを GND にすることをお勧めします。

電気的接触と定格熱性能を提供するために PCB グランドにはんだ付けする必要があります。

LTC3558

操作

この LTC3558 は、モノリシック同期整流式降圧レギュレータとモノリシック同期整流式昇降圧レギュレータを備えたリニア・バッテリ・チャージャです。降圧レギュレータは内部補償されており、外部補償部品は不要です。

このバッテリチャージャは、定電流、定電圧充電アルゴリズムを採用しており、最大 950mA の充電電流で 1 つのリチウムイオンバッテリを充電することができます。ユーザーは、1 つの PROG 抵抗を介して BAT ピンで利用可能な最大充電電流をプログラムできます。実際の BAT ピン電流は、HPWR ピンのステータスによって設定されます。

アプリケーション情報

バッテリーチャージャーの紹介

LTC3558 には、シングルセルリチウムイオン電池を充電するように設計されたリニアバッテリー充電器があります。このチャージャは、定電流/定電圧充電アルゴリズムを使用し、充

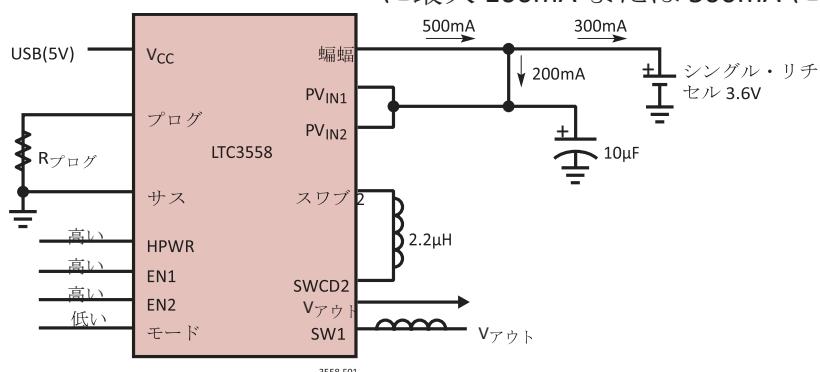


図 1. 適切に動作させるには、BAT、PVIN1、および PVIN2 ピンを相互に接続する必要があります

電電流は最大 950mA までプログラム可能です。 ます。
その他の機能には、自動再充電、内部ターミネーションタイマー、ローバッテリトリクル

正しく動作させるには、図 1 に示すように、BAT、PVIN1、および PVIN2 ピンを相互に接続する必要があります。BAT ピンに供給される電流は 500mA です。両方のスイッチング レギュレータがインエーブルになっています。両方のスイッチング レギュレータによって消費される平均入力電流の合計は 200mA です。これにより、バッテリの実効充電電流はわずか 300mA になります。HPWR ピンが LO に接続されている場合、BAT ピンの電流は 100mA になります。スイッチング レギュレータの状態が変わらないと、バッテリは 100mA で放電します。

充電コンディショニング、不良バッテリ検出、および温度外充電一時停止用のサーミスタセンサ入力などがあります。

さらに、バッテリーチャージャーは USB 電源から動作することができます。このアプリケーションでは、充電電流を USB 電源仕様ごとに最大 100mA または 500mA にプログラムでき

入力電流と充電電流

バッテリチャージャは、BAT ピンに供給される総電流を調整します。これが充電電流です。合計入力電流(つまり、VCC ピンから引き出される合計電流)を計算するには、バッテリ充電電流、チャージャ静止電流、および PROG ピン電流を合計する必要があります。

低電圧ロックアウト(UVLO)

低電圧ロックアウト回路は入力電圧 (VCC) を監視し、VCC が VUVLO (通常は 4V) を超えるまでバッテリチャージャをディスエーブルします。200mV のヒステリシスにより、トリップポイント周辺の振動を防ぎます。さらに、差動低電圧ロックアウト回路により、バッテリチャージャがディセーブルされます

LTC3558

アプリケーション情報

VCC が BAT 電圧の VDUVLO(通常は 50mV)以内に低下したとき。

サスPENDモード

バッテリチャージャは、SUSP ピンを 1.2V 以上にプルダウンすることによってもディセーブルできます。サスPENDモードでは、バッテリのドレイン電流は $1.5\mu\text{A}$ に減少し、入力電流は $8.5\mu\text{A}$ に減少します。

充電サイクルの概要

バッテリーの充電サイクルが始まると、バッテリチャージャは最初にバッテリーが深く放電しているかどうかを判断します。バッテリ電圧が V_{TRKL} を下回る場合(通常は 2.9V)、自動トリクル充電機能により、バッテリ充電電流がフルスケール値の 10%に設定されます。

バッテリ電圧が 2.9V を超えると、バッテリチャージャは定電流モードで充電を開始します。バッテリー電圧がフル充電を維持するために必要な 4.2V(別名 float 電圧)に近づくと、バッテリー充電器が定電圧モードに切り替わると、充電電流は減少し始めます。

トリクル充電と不良バッテリ検出

バッテリ電圧が V_{TRKL} を下回ると、チャージャはトリクル充電モードに入り、充電電流をフルスケール電流の 10%に減少させます。バッテリ電圧が V_{TRKL} を $1/2$ 時間以上下回ったままの場合、チャージャは不良バッテリ状態をラッチし、自動的に終了し、バッテリが応答しなかつたことを CHRG ピンで示します。何らかの理由でバッテリ電圧が V_{TRKL} を超えると、充電器は充電を再開します。チャージャが不良バッテリ状態をラッチしたため、バッテリ電圧が再び V_{TRKL} を下回っても V_{RECHRG} ファイル rst を超えて上昇しない場合、チャージ

ヤーはすぐにバッテリーに欠陥があると見なします。充電器をリセットするには(つまり、切れたバッテリーを新しいバッテリーに交換する場合)、入力電圧を取り外して再印加するか、部品をサスPENDモードに切り替えたり解除したりします。

充電終了

バッテリー充電器には、合計充電時間を 4 時間に設定する安全タイマーが内蔵されています。バッテリ電圧が V_{RECHRG} (通常は 4.105V)を超えて上昇し、充電器が定電圧モードに入ると、4 時間タイマーが開始されます。安全タイマーが切れると、バッテリーの充電は中止され、電流は供給されなくなります。

自動リチャージ

バッテリーチャージャが終了した後も、バッテリーはオフのままになり、バッテリーからマイクロアンペアの電流のみが消費されます。ポータブル製品がこの状態に長時間留まると、バッテリーは最終的に自己放電します。バッテリーが常に満タンになるように、バッテリ電圧が V_{RECHRG} (通常は 4.105V)を下回ると、充電サイクルが自動的に開始されます。バッテリ電圧が V_{RECHRG} を下回ったときにセーフティタイマーが作動している場合、バッテリーはゼロにリセットされます。 V_{RECHRG} を下回る短時間のエクスカーションによって安全タイマーがリセットされるのを防ぐには、バッテリ電圧が 1.7ms を超えて V_{RECHRG} を下回っている必要があります。 $V_{CC UVLO}$ または $DUVLO$ サイクルがローからハイになる(V_{CC} が取り外されてから交換されるなど)か、チャージャがサスPENDモードに入ってから終了すると、充電サイクルと安全タイマーも再起動します。

アプリケーション情報

充電電流のプログラミング

PROG ピンは、充電電流プログラム・ピンと充電電流モニタ・ピンの両方として機能します。設計上、**PROG** ピン電流はバッテリ充電電流の $1/800$ です。したがって、**PROG** からグランドに抵抗を接続すると、**PROG** ピン電圧を測定しながら充電電流をプログラムできます。

フルスケール充電電流は、**PROG** 抵抗によってプログラムされた定電流モード充電電流の 100%として定義されます。定電流モードでは、**HPWR** がハイの場合は 1V(フルスケール充電電流での充電に相当)、**HPWR** がローの場合は 200mV(フルスケール充電電流の 20%での充電に相当)にサーボします。したがって、特定のフルスケール充電電流に対するフルスケール充電電流と所望のプログラム抵抗は、次の式を使用して計算されます。

800V

ICHG = _____

R_{PROG} の

800V

R_{PROG} = _____

ICHG の

どのモードでも、実際のバッテリ電流は、**PROG** ピン電圧を監視し、次の式を使用して決定できます。

プログラッシブ

I_{BAT} の = _____ • 800

R_{PROG} の

サーマルレギュレーション

IC または周辺部品への熱損傷を防ぐために、ダイ温度が約 115°C に上昇すると、内部の熱帰還ループがプログラムされた充電電流を自動的に減少させます。サーマルレギュレーションは、高電力動作や高周囲温度条件による過度の温度からバッテリチャージャを保護し、ユーザーは LTC3558 や外部コンポーネントを損傷するリスクなしに、特定の回路基板設計で電力処理能力の限界を押し広げることができます。LTC3558 バッテリチャージャのサーマルレギュレーションループの利点は、最悪の条件ではなく実際の条件に応じて充電電流を設定できることであり、最悪の条件ではバッテリチャージャが自動的に電流を減らすことが保証されます。

充電状態の表示

CHRG ピンは、バッテリーチャージャーのステータスを示します。**CHRG** 充電中、充電中でない状態、応答しないバッテリー、バッテリー温度が範囲外という 4 つの状態で表されます。

CHRG ピンの信号は、人間またはマイクロプロセッサによって、上記の 4 つの状態のいずれかとして容易に認識できます。オープンドレン出力である **CHRG** ピンは、ヒューマンインターフェース用の電流制限抵抗、またはマイクロプロセッサーインターフェース用の単にプルアップ抵抗を介してインジケータ LED を駆動できます。

CHRG ピンを人間とマイクロプロセッサの両方が簡単に認識できるように、ピンは充電用にローにするか、充電しない場合はハイにするか、または高周波(35kHz)で切り替えて、応答しないバッテリとバッテリ温度が範囲外であることを示す必要があります。

LTC3558

アプリケーション情報

充電が始まると、CHRG はローに引き下げられ、通常の充電サイクルの間ローのままになります。充電電流がフルスケール電流の 10%未満に低下すると、CHRG ピンが解放されます(ハイインピーダンス)。CHRG ピンを離した後に障害が発生した場合、ピンはハイインピーダンスのままです。ただし、CHRG ピンが解放される前に障害が発生すると、ピンは 35kHz でスイッチングされます。スイッチング中、そのデューティサイクルは、非常に低い周波数で高い値と低い値の間で変調されます。低デューティサイクルと高デューティサイクルは、LED がオンまたはオフに見えるほど異なっているため、「点滅」しているように見えます。2 つの障害にはそれぞれ、人間が認識するための独自の「点滅」速度と、マイクロプロセッサ認識のための 2 つの固有のデューティサイクルがあります。

表 1 は、バッテリチャージャがアクティブのときの CHRG ピンの 4 つの可能な状態を示しています。

テーブル 1.CHRG 出力ピン

地位	周波数	転調(点滅)周波数	デューティサイクル
充電	0 ヘルツ	0 Hz (Lo-Z)	100%
IBAT<C/10	0 ヘルツ	0 Hz (Hi-Z)	0%
NTC 障害	35kHz の	50% で 1.5Hz	6.25%, 93.75%
不良バッテリー	35kHz の	50% で 6.1Hz	12.5%, 87.5%

NTC フォルトは、1.5Hz のレートで 6.25% と 93.75% の間でデューティサイクルが交互に変化する 35kHz のパルス列で表されます。人間は 1.5Hz のレートを「遅い」点滅として容易に認識し、これは範囲外のバッテリ温度を示しますが、マイクロプロセッサは 6.25% または

93.75% のデューティサイクルを NTC 障害としてデコードできます。

バッテリーが充電に反応しないことが判明した場合(つまり、その電圧が VTRKL を 1/2 時間以上下回ったままの場合)、CHRG ピンはバッテリー障害を示します。この障害の場合、人間は LED の 6.1Hz の「高速」点滅を容易に認識し、マイクロプロセッサは 12.5% または 87.5% のデューティサイクルを不良バッテリ障害としてデコードできます。

非常に可能性は低いですが、明るい-薄暗い遷移(低デューティサイクルから高デューティサイクル)でデューティサイクルを読み取る可能性があります。これが発生すると、デューティサイクルの読み取り値は正確に 50% になります。デューティサイクルの読み取り値が 50% の場合、システムソフトウェアはデューティサイクルを失格にして、新しいデューティサイクルの読み取り値を取得する必要があります。

NTC サーミスタ

バッテリーの温度は、負の温度係数(NTC)サーミスタをバッテリーパックの近くに置くことによって測定されます。NTC 回路を図 3 に示します。

この機能を使用するには、NTC ピンとグランドの間に NTC サーミスタ RNTC を接続し、VCC と NTC の間にバイアス抵抗 RNOM を接続します。RNOM は、25°C(R25)で選択した NTC サーミスタの値に等しい値を持つ 1% の抵抗である必要があります。サーミスタの電流はバッテリ充電器によって測定されず、その電流は USB 仕様に準拠するために考慮する必要があるため、100k サーミスタが推奨されます。

NTC サーミスタの抵抗が R25 の 0.54 倍、つまり約 54k(Vishay の「Curve 1」サーミスタの場合、約 40°C に相当)に低下すると、バッテリチャ

アプリケーション情報

ジャは充電を一時停止します。バッテリチャージャが定電圧モードの場合、サーミスタが有効な温度に戻ることを示すまで、安全タイマは一時停止します。

温度が下がると、NTC サーミスタの抵抗が増加します。また、このバッテリーチャージャーは、NTC サーミスタの値が R₂₅ の 3.25 倍に増加したときに充電を一時停止するように設計されています。ビシェイ社の「Curve 1」サーミスタの場合、この抵抗値 325k は約 0°C に相当します。ホットコンパレータとコールドコンパレータは、トリップポイント付近の発振

を防ぐために、それぞれ約 3°C のヒステリシスを備えています。NTC ピンを接地すると、すべての NTC 機能が無効になります。

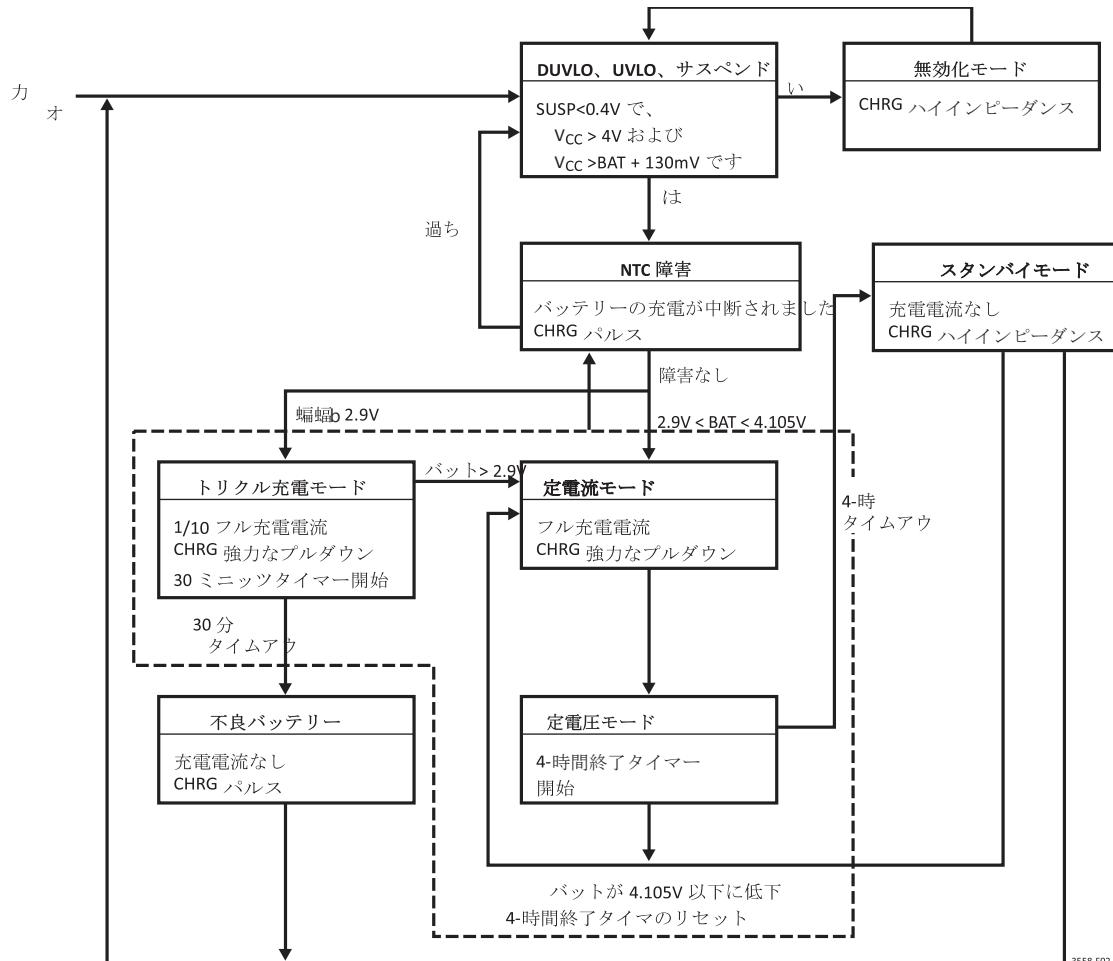


図 2.バッテリー充電器の動作状態図

LTC3558

アプリケーション情報

代替 NTC サーミスタおよびバイアス

バッテリチャージャは、接地されたサーミスタとバイアス抵抗が NTC ピンに接続されている場合、温度適格な充電を提供します。サーミスタ(R_{25})の室温抵抗に等しい値のバイアス抵抗を使用することにより、上限と下限の温度は約 40°C と 0°C に事前にプログラムされています。

(Vishay の「Curve1」サーミスタを想定)。

温度の上限と下限のスレッショルドは、バイアス抵抗の値を変更するか、回路に2番目の調整抵抗を追加することで調整できます。バイアス抵抗のみを調整する場合は、上限または下限のしきい値のいずれかを変更できますが、両方を変更することはできません。他のトリップポイントは、サーミスタの特性によって決まります。調整抵抗に加えてバイアス抵抗を使用すると、温度の上限と下限のトリップポイントを独立してプログラムでき、温度の上限と下限の閾値の差が小さくならないという制約があります。各手法の例を以下に示します。

NTC サーミスタは、抵抗-温度変換表に示されている温度特性を持っていています。次の例で使用されている Vishay-Dale 社のサーミスタ NTHS0603N011-N1003F は、公称値が 100k で、Vishay 社の「Curve 1」抵抗温度特性に従っています。

以下の説明では、以下の表記を使用しています。

$R_{25} = 25^{\circ}\text{C}$ でのサーミスタの値

$\text{RNTC|COLD} = \text{コールドトリップポイントでの}$

サーミスタの値 $\text{RNTC|HOT} = \text{ホットトリップ}$

ポイント r でのサーミスタの値 $\text{COLD} = \text{RNTC の}$

比率 $|\text{COLD 对 } R_{25}|_{\text{HOT}} = \text{RNTC|HOT}$ から $R_{25} \sim$

$\text{RNOM} = \text{一次サーミスタバイアス抵抗 (図 3 を参照)}$

$\text{R1} = \text{オプションの温度範囲調整抵抗 (図 4 を参照)}$

バッテリチャージャの温度認定のトリップポイントは、ホットスレッショルドが $0.349 \cdot V_{CC}$ 、コールドスレッショルドが $0.765 \cdot V_{CC}$ に内部でプログラムされています。

したがって、ホットトリップポイントは次の場合に設定されます。

RNTCHOT|

$$\frac{\text{RNTCHOT|}}{\text{RNOM} + \text{RNTCHOT|}} \cdot V_{CC} = 0.349 \cdot V_{CC}$$

また、コールドトリップポイントは、次の場合に設定されます。

RNTCCOLD|

$$\frac{\text{RNTCCOLD|}}{\text{RNOM} + \text{RNTCCOLD|}} \cdot V_{CC} = 0.765 \cdot V_{CC}$$

$\text{RNOM} = \text{サーミスタの公称値}$

Solving these equations for RNTC|COLD と RNTC|HOT の結果は次のとおりです。

$$\text{RNTC|HOT} = 0.536 \cdot \text{RNOM}$$

RNOM および

$$\text{RNTC|COLD} = 3.25 \cdot \text{RNOM}$$

アプリケーション情報

R_{NOM} を R_{25} に設定すると、上記の式は $r_{HOT} = 0.536$ 、 $r_{COLD} = 3.25$ になります。これらの比率を Vishay の抵抗-温度曲線 1 のチャートに参照すると、ホットトリップポイントは約 40°C 、コールドトリップポイントは約 0°C になります。ホットトリップポイントとコールドトリップポイントの差は約 40°C です。

R_{25} と値が異なるバイアス抵抗 R_{NOM} を使用することで、ホットトリップポイントとコールドトリップポイントをどちらの方向にも移動させることができます。温度スパンは、サーミスタの非線形動作により多少変化します。次の式を使用すると、バイアス抵抗の新しい値を簡単に計算できます。

$r_{HOT} \cdot R_{25}$

$$R_{NOM} = 0.536.$$

$r_{COLD} \cdot R_{25}$

$$R_{NOM} = 3.25.$$

ここで、 r_{HOT} で、 r_{COLD} は目的のホットトリップポイントとコールドトリップポイントでの抵抗比です。これらの方程式はリンクされていることに注意してください。したがって、2つのト
リップ
ポイント

図 3.標準的な NTC サーミスタ回路

ち 1 つだけを選択でき、もう 1 つは IC で設計されたデフォルトの比率によって決定されます。 60°C のホットトリップポイントが必要な例を考えてみましょう。

Vishay Curve 1 の R-T 特性から、 r_{HOT} は 60°C で 0.2488 です。上記の式を使用すると、 R_{NOM}

は $46.4\text{k}\Omega$ に設定する必要があります。この R_{NOM} の値では、コールドトリップポイントは約 16°C です。スパンが以前の 40°C から 44°C になったことに注意してください。

温度の上限と下限のトリップ・ポイントは、図 4 に示すように、追加のバイアス抵抗を使用して個別にプログラムできます。次の式を使用して、 R_{NOM} と R_1 の値を計算できます。

$$R_{NOM} = r_{COLD} - r_{HOT} \\ \cdot R_{25} 2714.$$

$R_1 = 0.536$ です。 $\cdot R_{NOM} - r_{HOT}$ $\cdot R_{25}$ の

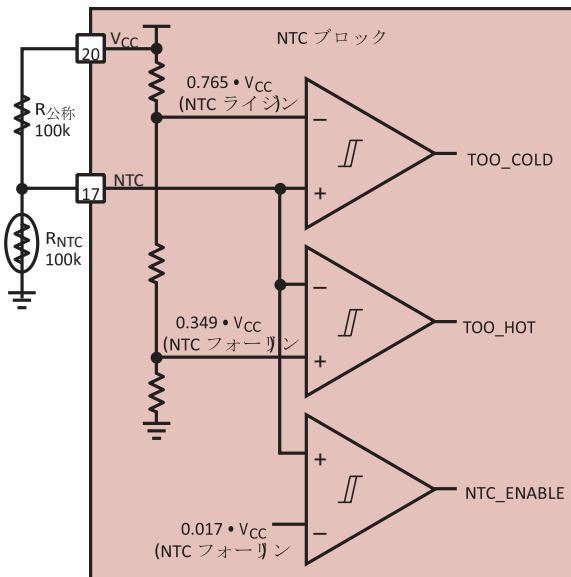
3558 F03

3558 F04

図 4.NTC サーミスタ回路とバイアス抵抗の追加

LTC3558

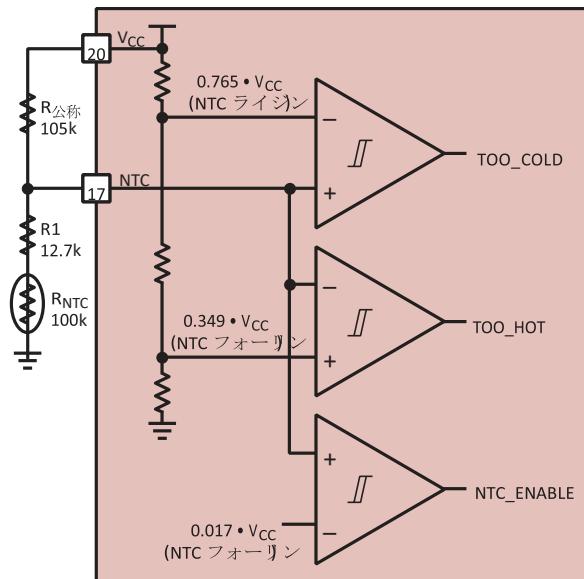
アプリケーション情報



たとえば、Vishay Curve 1 サーミスターでトリップポイントを 0°C と 45°C に設定するには、以下を選択します。

$$\frac{3.266 - 0.4368}{2.714} \text{ RNOM } = 100\text{k} = 104.2\text{k}$$

最も近い 1% の値は 105K です。 $R1 = 0.536 \cdot 105\text{k} - 0.4368 \cdot 100\text{k} = 12.6\text{k}$ 最も近い 1% 値は 12.7k です。最終的な溶液を図 4 に示すと、トリップポイントの上限は 45°C、トリップポイントの下限は 0°C になります。



USB および AC アダプタ電源

バッテリー充電器は、USB ポートから電力を引き出してリチウムイオンバッテリーを充電するように設計されていますが、ウォールアダプターも使用できます。図 5 は、AC アダプタと USB 電源入力を組み合わせる方法の例を示しています。AC アダプタが存在する場合に USB ポートへの逆導通を防止するために P チャネル MOSFET(MP1)を使用し、1k プルダウン抵抗による USB 電力損失を防止するためにショットキーダイオード(D1)を使用します。

通常、AC アダプタは、500mA に制限された USB ポートよりも大幅に多くの電流を供給できます。したがって、N チャネル MOSFET、MN1、および追加のプログラム抵抗を使用して、AC アダプタが存在する場合の最大充電電流を 950mA に増加させます。

アプリケーション情報

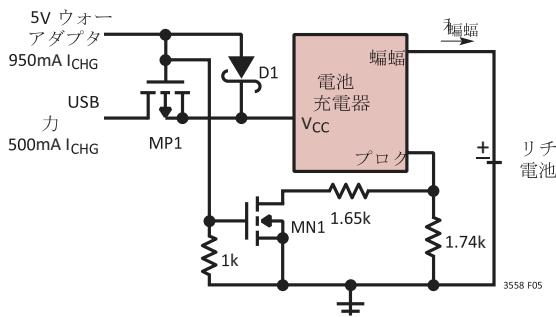


図 5.AC アダプタと USB 電源の組み合わせ

消費電力

LTC3558 がサーマルフィードバックを通じて充電電流を減少させる条件は、IC で消費される電力を考慮することで概算できます。高充電電流の場合、LTC3558 消費電力は約次のようになります。

$$\text{パーキンソン} = (V_{CC} - V_{BAT}) \cdot I_{BAT}$$

ここで、PD は消費電力、VCC は入力電源電圧、VBAT はバッテリ電圧、IBAT は充電電流です。LTC3558 は自動的に充電電流を減らしてダイ温度を約 105°C に維持するため、ワーストケースの消費電力シナリオを実行する必要はありません。ただし、サーマルフィードバックが IC を保護し始めるおおよその周囲温度は、次のようになります。

$$TA = 105^{\circ}\text{C} P - D JA \theta$$

$$TA \text{ さん } = 105^{\circ}\text{C} - (V_{CC} - V_{BAT}) \cdot I_{BAT} \cdot \theta JA$$

例:USB ポートで動作する LTC3558 が 3.5V リチウムイオンバッテリに 500mA を供給するとします。LTC3558 が 500mA の充電電流を減らし始

める周囲温度は、おおよそ次のようになります。

$$TA = 105^{\circ}\text{C} - (5V - .35V) \cdot 500\text{mA} \cdot 68^{\circ}\text{C}$$

W/

$$TA = 105^{\circ}\text{C} - 0.75W \cdot 68^{\circ}\text{C} W/ = 105^{\circ}\text{C} - 51^{\circ}\text{C}$$

$$TA = 54^{\circ}\text{C}$$

LTC3558 は 70°C 以上で使用できますが、充電電流は 500mA から減少します。特定の周囲温度でのおおよその電流は、次のように計算できます。

$$IBAT = \frac{105^{\circ}\text{C} - TA}{(V_{CC} - V_{BAT}) \cdot \theta JA}$$

前の例を周囲温度 88°C で使用すると、充電電流は約次のように減少します。

$$IBAT \text{ の } = \frac{105^{\circ}\text{C} - 88^{\circ}\text{C}}{(5V - .35V) \cdot 68^{\circ}\text{C} W/} = \frac{17^{\circ}\text{C}}{102^{\circ}\text{C} A/} \\ IBAT \text{ の } = 167\text{mA}$$

さらに、PROG ピンの電圧は、「充電電流のプログラミング」セクションで説明したように、充電電流に比例して変化します。

ジャンクション温度が約 105°C に達すると IC は自動的に消費電力を低減するため、LTC3558 アプリケーションは最悪の熱条件で設計する必要がないことを覚えておくことが重要です。

LTC3558

アプリケーション情報

バッテリーチャージャーの安定性に関する考慮事項

LTC3558 バッテリチャージャには、定電圧ループと定電流ループの 2 つの制御ループが含まれています。定電圧ループは、バッテリが低インピーダンスのリード線に接続されている場合、補償なしで安定しています。ただし、リード長が長すぎると、BAT から GND まで少なくとも $1.5\mu F$ のバイパスコンデンサが必要になるほどの直列インダクタンスが追加される可能性があります。さらに、バッテリが切断されたときにリップル電圧を低く保つために、BAT から GND への $0.2\Omega \sim 1\Omega$ の直列抵抗を備えた $4.7\mu F$ コンデンサが必要です。

ESR が非常に低い高値のコンデンサ(特にセラミック)は、定電圧ループの位相マージンを減少させ、不安定になる可能性があります。最大 $22\mu F$ のセラミックコンデンサをバッテリと並列に使用できますが、より大きなセラミックは 0.2Ω から 1Ω の直列抵抗でデカッピングする必要があります。

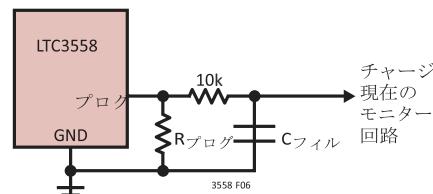
定電流モードでは、PROG ピンはバッテリではなくフィードバックループ内にあります。PROG ピンの静電容量によって追加の極が作成されるため、このピンの静電容量を最小限に抑える必要があります。PROG ピンに追加の静電容量がないため、チャージャは $25K$ のプログラム抵抗値で安定しています。ただし、このノードに容量を追加すると、最大許容プログラム抵抗が減少します。PROG ピンのポール周波数は $100kHz$ 以上に保つ必要があります。したがって、PROG ピンにキャパシタンス CPROG が負荷されている場合は、次の式を使用して RPROG の最大抵抗値を計算する必要があります。

1

RPROG の \leq _____ 5

$2\pi \cdot 10 \cdot C$

プログレッシブ



瞬間的ではなく平均的なバッテリ電流は、ユーザにとって興味深いものとなるかもしれません。たとえば、低電流モードで動作するスイッチング電源がバッテリと並列に接続されている場合、通常、BAT ピンから引き出される平均電流は、瞬時電流パルスよりも重要です。このような場合は、図 6 に示すように、PROG ピンに単純な RC フィルタを使用して平均バッテリ電流を測定できます。安定性を確保するために、PROG ピンとフィルターコンデンサの間に $10k$ の抵抗が追加されています。

USB 突入制限

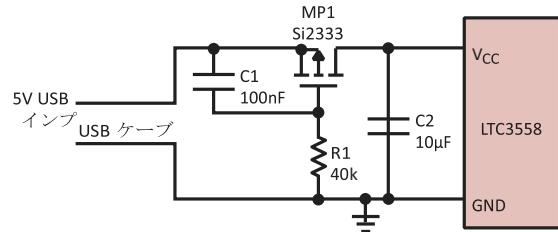
USB ケーブルを携帯品に差し込むと、ケーブルのインダクタンスと High-Q セラミックス入力コンデンサが L-C 共振回路を形成します。ケーブルのインピーダンスがあまりない場合、製品の入力の電圧が USB 電圧の 2 倍($\sim 10V$)に達する可能性があります。実際、多くのセラミックコンデンサの高電圧係数(非線形性)により、電圧は USB 電圧の 2 倍を超えることさえあります。ホット挿入中に過度の電圧が LTC3558 を損傷するのを防ぐために、図 7 のソフト接続回路を使用することができます。

図 7 の回路では、ケーブルが最初に接続されると、コンデンサ C1 が MP1 をオフに保持します。最終的に、C1 は USB 入力電圧まで充電を開始し、MP1 にゲートサポートを増やします。R1 と C1 の長い時定数により、ケーブルに電流が

アプリケーション情報

急激に蓄積されるのを防ぎ、共振オーバーシュートを抑制します。

図 6.PROG ピンとフィルタリングの絶縁型容量性負荷



3558 F07

降圧スイッチング・レギュレータ 一般情報

この LTC3558 には、最大 400mA を供給可能な 2.25MHz の固定周波数電流モード降圧スイッチングレギュレータが含まれています。このスイッチャは、最小出力電圧 0.8V にプログラムでき、マイクロコントローラコア、マイクロコントローラ I/O、メモリ、またはその他のロジック回路への電力供給に使用できます。このレギュレータは、入力電圧が出力電圧に非常に近いときに 100% デューティサイクル動作(ドロップアウトモード)をサポートし、軽負荷時に最高の効率を実現する Burst Mode 動作でも動作できます(Burst Mode 動作はピンで選択可能)。降圧スイッチング・レギュレータには、電源投入時の突入電流を制限するソフトスタート、短絡電流保護、および放射 EMI を低減するスイッチ・ノード・スルーブリッジ回路も含まれています。

MODE ピンは、降圧スイッチング・レギュレータを Burst Mode 動作モードまたはパルス・スキップ動作モードに設定します。レギュレータは、イネーブル・ピンを介して個別にイネーブルされます。降圧レギュレータ入力電源(PVIN1)は、バッテリピン(BAT)と PVIN2 に接続する必要があります。これにより、BAT ピンの低電圧ロックアウト回路は、BAT 電圧が 2.45V を下回ったときに降圧レギュレータをディスエーブルすることができます。降圧スイッチ

図 7.USB ソフトコネクト回路

ング・レギュレータを BAT 以外の電圧で駆動しないでください。PVIN1 ピンから GND への 10μF のデカッピングコンデンサを推奨します。

降圧スイッチング・レギュレータの出力電圧プログラミング

降圧スイッチング・レギュレータは、0.8V を超える出力電圧にプログラムできます。降圧スイッチング・レギュレータの出力電圧は、図 8 に示すように、帰還ピン(FB1)に接続されたスイッチング・レギュレータ出力からの抵抗分圧器を使用して、次のようにプログラムされます。

$$V_{OUT} = 0.8(1 + R1/R2)$$

R1 の一般的な値は 40k から 1M の範囲です。コンデンサ CFB は、帰還抵抗によって生成される極と FB ピンの入力容量を相殺し、0.8V をはるかに超える出力電圧の過渡応答を改善するのにも役立ちます。CFB にはさまざまなコンデンササイズを使用できますが、ほとんどのアプリケーションでは 10pF の値が推奨されます。2pF から 22pF のコンデンササイズでの実験では、ユーザーが望む場合、過渡応答が改善される可能性があります。

アプリケーション情報

降圧スイッチング・レギュレータの動作モード

降圧スイッチング・レギュレータには、さまざまなアプリケーションのノイズ/電力ニーズを満たすために、2つの動作モードがあります。

パルス・スキップ・モードでは、各サイクルの開始時に内部ラッチが設定され、メインの P チャネル MOSFET スイッチがオンになります。各サイクル中、電流コンパレータはピークインダクタ電流を誤差増幅器の出力と比較します。電流コンパレータの出力によって内部ラッチがリセットされ、メインの P チャネル MOSFET スイッチがオフになり、N チャネル MOSFET の同期整流器がオンになります。N チャネル MOSFET 同期整流器は、2.25MHz サイクルの終了時、または N チャネル MOSFET 同期整流器を流れる電流がゼロに低下するとオフになります。この操作方法を使用して、エラー アンプはピークインダクタ電流を調整して、必要な出力電力を供給します。必要なすべて

ンピーダンスになり、スイッチノード電圧が「鳴る」ようになります。これは不連続動作であり、スイッチングレギュレータの正常な動作です。パルス・スキップ・モードの非常に軽い負荷では、降圧スイッチング・レギュレータは必要に応じて自動的にパルスをスキップし、出力レギュレーションを維持します。パルス・スキップ・モードの高デューティ・サイクル($V_{OUT} > PVIN1/2$)では、インダクタ電流が逆転し、降圧コンバータが連続的にスイッチングする可能性があります。レギュレーションと低ノイズ動作は維持されますが、ゲートの連続スイッチングにより、入力供給電流は数 mA に増加します。

Burst Mode 動作中、降圧スイッチング・レギュレータは、負荷電流の関数として、固定周波数の PWM 動作とヒステリシス制御を自動的に切り替えます。軽負荷時には、降圧スイッチングレギュレータはインダクタ電流を直接制

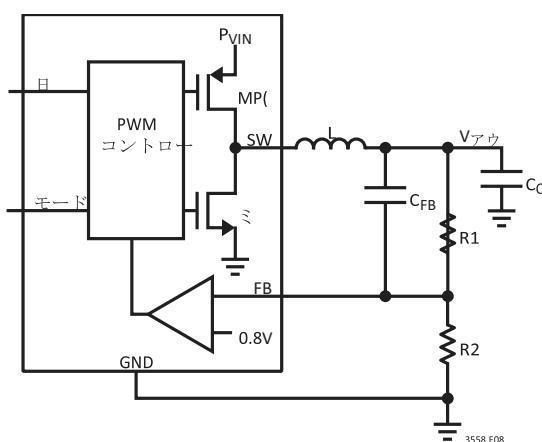


図 8. 降圧コンバータ応用回路

の補償は降圧スイッチングレギュレータの内部で行われ、安定性のために必要なのは1つのセラミック出力コンデンサだけです。パルススキップモードの軽負荷では、インダクタ電流が各パルスでゼロに達する可能性があり、N チャネル MOSFET の同期整流器がオフになります。この場合、スイッチノード(SW1)はハイイ

御し、ヒステリシス制御ループを使用してノイズとスイッチング損失の両方を最小限に抑えます。Burst Mode 動作中、出力コンデンサはレギュレーションポイントよりわずかに高い電圧に充電されます。その後、降圧スイッチング・レギュレータはスリープ・モードに入り、その間に出力コンデンサが負荷電流を供

アプリケーション情報

給します。スリープモードでは、スイッチングレギュレータの回路のほとんどがパワーダウンされるため、バッテリ電力を節約できます。出力電圧があらかじめ決められた値を下回ると、降圧スイッチング・レギュレータ回路がパワーオンされ、別のバースト・サイクルが始まります。負荷電流が増加すると、スリープ時間は短くなります。特定の負荷電流ポイント(定格出力負荷電流の約 1/4)を超えると、降圧スイッチングレギュレータは、高負荷でのパルススキップ動作とほぼ同じ、低ノイズの固定周波数 PWM 動作モードに切り替わります。低出力電流である程度の出力リップルを許容できるアプリケーションの場合、**Burst Mode** 動作は、軽負荷でのパルススキップよりも優れた効率を提供します。

降圧スイッチング・レギュレータは、fly でのモード遷移を可能にし、負荷がかかった状態でもモード間のシームレスな移行を提供します。これにより、ユーザーはモードを前後に切り替えて、必要に応じて出力リップルを減らしたり、低電流効率を向上させたりすることができます。**Burst Mode** 動作は MODE ピンを High に駆動することで設定され、パルス・スキップ・モードは MODE ピンを Low に駆動することで実現されます。

シャットダウン時の降圧スイッチング・レギュレータ

降圧スイッチング・レギュレータは、動作が有効になっていないときにシャットダウン状態になります。シャットダウン時には、降圧スイッチング・レギュレータのすべての回路がレギュレータの入力電源から切断され、シャットダウン時にはスイッチ(SW1)ピンの 13k 抵抗を介して数ナノアンペアのリーク電流がグランドに引き込まれるだけです。

降圧スイッチング・レギュレータのドロップアウト動作

降圧スイッチングレギュレータの入力電圧が、プログラムされた出力電圧に近づく可能性があります(たとえば、バッテリ電圧が 3.4V で、プログラムされた出力電圧が 3.3V の場合)。これが発生すると、PMOS スイッチのデューティサイクルが増加し、100%で連続してオンになります。このドロップアウト状態では、それぞれの出力電圧は、レギュレータの入力電圧から内部 P チャネル MOSFET とインダクタの両端の電圧降下を差し引いたものに等しくなります。

降圧スイッチング・レギュレータのソフトスタート動作

ソフトスタートは、各スイッチングレギュレータのピークインダクタ電流を 500μs の期間にわたって徐々に増加させることによって実現されます。これにより、出力がゆっくりと上昇し、レギュレータの出力コンデンサを充電するために必要なバッテリの突入電流を最小限に抑えることができます。ソフトスタートサイクルは、バックスイッチャーが最初にオンになったとき、または障害状態(サーマルシャットダウンまたは UVLO)が発生した後に発生します。ソフトスタート・サイクルは、MODE ピンを使用して動作モードを変更してもトリガされません。これにより、動作モード間の移行時にシームレスな出力動作が可能になります。

降圧スイッチング・レギュレータ・スイッチング・スルーレート制御

降圧スイッチング・レギュレータには、スイッチ・ノード(SW1)のスルーレートを制限する回路が含まれています。この回路は、スイッチ・ノードを数ナノ秒の周期で遷移させるように設計されており、高い効率を維持しながら、放射 EMI と伝導電源ノイズを大幅に低減します。

アプリケーション情報

降圧スイッチング・レギュレータの低電源動作

PVIN1 の低電圧ロックアウト(UVLO)回路は、BAT が 2.45V を下回ると降圧スイッチングレギュレータをシャットダウンします。この UVLO は、レギュレーションの喪失やその他の望ましくない動作が発生する可能性のある低電源電圧で降圧スイッチングレギュレータが動作するのを防ぎます。

降圧スイッチングレギュレータインダクタの選択

降圧スイッチングレギュレータは、 $2.2\mu\text{H}$ から $10\mu\text{H}$ の範囲のインダクタで動作するように設計されていますが、ほとんどのアプリケーションでは $4.7\mu\text{H}$ のインダクタが推奨されます。インダクタの値が大きいほどリップル電流が減少し、出力リップル電圧が向上します。インダクタの値を小さくすると、リップル電流が大きくなり、過渡応答時間が改善されます。効率を最大化するには、DC 抵抗が低いインダクタを選択します。1.2V 出力の場合、400mA の負荷電流で $100\text{m}\Omega$ の直列抵抗ごとに約 2%、100mA の負荷電流で $300\text{m}\Omega$ の直列抵抗ごとに約 2% の効率が低下します。最大負荷電流の 1.5 倍以上の DC 電流定格のインダクタを選択して、通常動作中にインダクタが飽和しないようにします。出力の短絡が可能な状態である場合、インダクタは、降圧レギュレータに規定された最大ピーク電流を処理できるように定格する必要があります。

コアの材料や形状が異なると、インダクタのサイズ/電流と価格/電流の関係が変わります。フェライトまたはパーマロイ材料のトロイドまたはシールドポットコアは小さく、エネルギーをあまり放射しませんが、一般に、同様の電気的特性を持つ粉末鉄心インダクタよりも高価です。非常に薄いインダクタや体積が非常に小さいインダクタは、通常、DCR 損失がはるかに大きく、最高の効率が得られません。

どのスタイルのインダクタを使用するかは、多くの場合、降圧レギュレータが動作するために何を必要とするかよりも、価格とサイズ、性能、および放射 EMI 要件に依存します。

インダクタの値は、Burst Mode の動作にも影響します。インダクタの値が低いと、Burst Mode スイッチング周波数が増加します。

表 2 は、LTC3558 降圧スイッチングレギュレータと相性の良いいくつかのインダクタを示しています。これらのインダクタは、定格電流、DCR、および物理サイズにおいて優れた妥協点を提供します。インダクタの全選択の詳細については、各メーカーにお問い合わせください。

降圧スイッチング・レギュレータの入出力コンデンサの選択

低 ESR(等価直列抵抗)セラミックコンデンサは、スイッチングレギュレータの出力とスイッチングレギュレータの入力電源で使用する必要があります。セラミックコンデンサの誘電体は、高い誘電率と、温度および DC バイアス電圧に対する安定性との間の妥協点です。X5R/X7R 誘電体は、高い誘電率と、全温度範囲およびバイアス下での許容可能な性能により、最適な妥協点を提供します。Y5V 誘電体は使用しないでください。 $10\mu\text{F}$ の出力コンデンサで十分です

テーブル 2. 降圧スイッチングレギュレータに推奨されるインダクタ

ほとんどのアプリケーションに対応します。良好な過渡応答と安定性を得るために、出力コンデンサは動作温度とバイアス電圧に対して少なくとも $4\mu\text{F}$ の静電容量を保持する必要があります。降圧スイッチングレギュレータの入力電源は、 $10\mu\text{F}$ のコンデンサでバイパスする必要があります。セラミックコンデンサ

アプリケーション情報

の選択と指定の詳細については、製造元にご相談ください。現在、多くのメーカーが、高さ制限のある設計での使用に最適な非常に薄い(高さ<1mm)セラミックコンデンサを提供しています。表3に、セラミックコンデンサのメーカー数社を示します。

表3:推奨セラミックコンデンサメーカー

AVX の	(803) 448-9411	www.avxcorp.com
ムラタ	(714) 852-2001	www.murata.com
太陽誘電	(408) 537-4150	www.t-yuden.com
TDK の	(888) 835-6646	www.tdk.com

インダクタタイプ	L (μ H)	MAX IDC(A)	最大 DCR($m\Omega$)	サイズ(MM 単位)(L × W × H)	生産者
DE2818C	4.7	1.25	72*	$\times 2.8 \times 1.8$	東光 www.toko.com
DE2812C	4.7	1.15	130*	$\times 2.8 \times 1.2$	
CDRH3D16	4.7	0.9	110	$\times 4 \times 1.8$	墨田 www.sumida.com
SD3118 の SD3112 の	4.7 4.7	1.3 0.8	162 246	$3.1 \times 3.1 \times 1.8$ $3.1 \times 3.1 \times 1.2$	クーパー www.cooperet.com
LPS3015	4.7	1.1	200	$\times 3 \times 1.5$	コイルクラフト www.coilcraft.com

*一般的な DCR

アプリケーション情報

バックブーストスイッチングレギュレータ

この LTC3558 には、2.25MHz の固定周波数、電圧モード、昇降圧スイッチングレギュレータが含まれています。このレギュレータは、最大 400mA の出力負荷電流を供給します。昇降圧スイッチングレギュレータは、最小出力電圧 2.75V にプログラムでき、マイクロコントローラコア、マイクロコントローラ I/O、メモリ、ディスクドライブ、またはその他のロジック回路への電力供給に使用できます。さまざまなアプリケーションに対応するために、さまざまなモード機能により、ユーザーはノイズと効率をトレードオフできます。昇降圧レギュレータの動作を制御するために、2 つのモードが利用可能です。中負荷から重負荷では、固定周波数 PWM モードがノイズの少ないスイッチングソリューションを提供します。軽負荷では、バーストモード動作を選択できます。レギュレーションは、分周された出力電圧をリファレンスと比較し、FB2 電圧が 0.8V で安定するまで補償電圧を調整する誤差増幅器によって維持されます。昇降圧スイッチング・レギュレータには、電源投入時の突入電流と電圧オーバーシュートを制限するソフトスタート、短絡電流保護、および放射 EMI を低減するためのスイッチ・ノード・スルーリミット回路も含まれています。

バックブーストレギュレータ PWM 動作モード

PWM モードでは、フィードバックノードで見られる電圧が 0.8V リファレンスと比較されます。帰還電圧から、誤差増幅器は VC2 ピンで見られる誤差信号を生成します。このエラー信号は、スイッチ A(入力 PMOS)、B(入力 NMOS)、C(出力 NMOS)、および D(出力 PMOS)を変調する PWM 波形を制御します。スイッチ A と B は同期して動作し、スイッチ C と D も同期して動作します。入力電圧がプログラムされた出力電圧よりも大幅に大きい場合、レギュレータは降圧モードで動作します。この場合、スイ

ッチ A と B は変調され、スイッチ D は常にオン(およびスイッチ C は常にオフ)で、入力電圧をプログラムされた出力に降圧します。入力電圧がプログラムされた出力電圧よりも大幅に低い場合、コンバータは昇圧モードで動作します。この場合、スイッチ C と D が変調され、スイッチ A は常にオン(およびスイッチ B は常にオフ)で、プログラムされた出力に入力電圧が昇圧されます。入力電圧がプログラムされた出力電圧に近い場合、コンバータは 4 スイッチモードで動作します。4 スイッチモードで動作しているとき、スイッチ A と D → スイッチ A と C → スイッチ B と D → スイッチ A と D の順序でスイッチがオンになります。

バックブーストレギュレータのバーストモード動作

Burst Mode 動作では、スイッチング・レギュレータはヒステリシス帰還電圧アルゴリズムを使用して出力電圧を制御します。FET スイッチングを制限し、ヒステリシス制御ループを使用することで、スイッチング損失が大幅に減少します。このモードでは、出力電流は 50mA に制限されます。Burst Mode 動作中、出力コンデンサはレギュレーションポイントよりわずかに高い電圧に充電されます。その後、昇降圧コンバータは SLEEP 状態になり、その間に出力コンデンサが負荷電流を供給します。出力コンデンサは、入力電流が標準で 250mA に達するまでインダクタを充電し、次に逆電流が標準で 0mA に達するまでインダクタを放電することによって充電されます。このバースト電流のプロセスは、フィードバック電圧がリファレンス電圧に 6mV(標準 806mV)を加えた電圧まで充電されるまで繰り返されます。SLEEP 状態では、レギュレータの回路のほとんどがパワーダウンされ、バッテリ電力の節約に役立ちます。帰還電圧がリファレンス電圧から 6mV(標準 794mV)を下回ると、スイッチング・レギュレータ回路がパワーオンされ、別のバ

アプリケーション情報

バースト・サイクルが始まります。レギュレータが SLEEP で動作する時間は、負荷電流と出力コンデンサの値によって異なります。負荷電流が増加すると、SLEEP 時間は短くなります。Burst Mode 動作時の最大供給可能負荷電流は、標準で 50mA です。バックブーストレギュレータは、負荷電流が 50mA を超えるとスリープ状態にならない場合があります。Burst Mode 動作中に負荷電流がこのポイントを超えて増加すると、出力がレギュレーションを失う可能性があります。バーストモード動作は、PWM モードと比較して、出力リップルが大きくなるという犠牲を払って、軽負荷時の効率を大幅に向上させます。ノイズに敏感な多くのシステムでは、バーストモード動作は、特定の時間(つまり、ワイヤレスデバイスの送信サイクルまたは受信サイクル中)では望ましくない場合がありますが、他の時間(つまり、デバイスが低電力スタンバイモードにあるとき)では非常に望ましい場合があります。

昇降圧スイッチング・レギュレータの出力電圧プログラミング

昇降圧スイッチング・レギュレータは、出力電圧が 2.75V 以上 5.45V 未満になるようにプログラムできます。出力電圧をプログラムするには、図 9 に示すように、VOUT2 と帰還ノード(FB2)の間に抵抗分圧器を接続します。出力電圧は $V_{OUT2} = 0.8(1 + R1/R2)$ で与えられます。

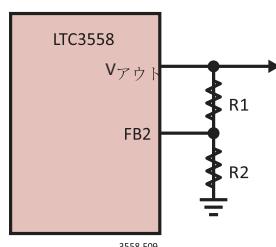


図 9. 昇降圧出力電圧のプログラミングには、VOUT2 と FB2 の間に抵抗分圧器を接続する必要があります

フィードバックループを閉じる

この LTC3558 には、電圧モード PWM 制御が組み込まれています。出力ゲインの制御は動作領域(降圧、昇圧、昇降圧)によって異なりますが、通常は 20 以下です。出力フィルタは、次式で与えられる双極応答を示します。

$$\frac{1}{2\pi \cdot N C \cdot \text{アウト}} = \frac{\text{エフフィルター}}{\text{ゼロ}} \cdot \frac{1}{\text{ヘルツ}}$$

ここで、COUT は出力フィルタコンデンサです。出力フィルター 0 は、次の式で与えられます。

$$\frac{1}{2\pi \cdot \text{RESR} \cdot \text{COUT}(\text{カウト})} = \frac{\text{エフフィルター}}{\text{ゼロ}} \cdot \frac{1}{\text{ヘルツ}}$$

$$f_{RHPZ} = \frac{1}{2\pi \cdot I_{OUT} \cdot L_V \cdot \text{アウト}^2}$$

ここで、RESR はコンデンサの等価直列抵抗です。

ブーストモードで厄介な機能は、右半分平面ゼロ (RHP) であり、次のように与えられます。

$$f_{RHPZ} = \frac{1}{2\pi \cdot I_{OUT} \cdot L_V \cdot \text{アウト}^2}$$

ループ・ゲインは通常、RHP のゼロ周波数の前にロールオフされます。

図 10 に示すように、単純なタイプ I 補償ネットワークを組み込んでループを安定させることができます。帯域幅が狭くなり、過渡応答が遅くなります。適切な位相マージンを確保するには、LC の 2 極の 10 年以上前にループを交差させる必要があります。

アプリケーション情報

タイプ I 補償を使用した誤差増幅器のユニティゲイン周波数は、次式で与えられます。

$$f_{UG} = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C_P1}$$

VOUT2 の

ほとんどのアプリケーションでは、出力フィルタコンデンサの小型化を可能にするために、過渡応答の改善が求められています。より高い帯域幅を実現するには、タイプ III 補償が必要です。双極応答を補償するには、2 つのゼロ

$$s \frac{1}{L} + sR_2 C_1 C_2 (\quad || \quad) (\quad || \quad 1 + sR_3 C_3)$$

タイプ III 補償ネットワークは、LC の 2 極よりも高い周波数で位相バンプを導入しようとします。これにより、システムは LC の 2 極の後にユニティゲインを交差させ、より高い帯域幅を実現できます。LC の 2 極の後にクロスオーバーを試みても、システムはブーストの右半分の平面 0 の前にクロスオーバーする必要があります。ユニティゲインが右半分の平面のゼロよりも前に十分に到達しない場合、LC の 2 極からの -180° の位相ラグと、右半分の平面のゼロからの -90° の位相ラグが組み合わさると、補償器の位相バンプが打ち消されます。

補償器のゼロは、LC の二重極の前または少し後に配置して、その正の位相寄与が filter の二重極で発生する -180° を相殺するようになります。周波数が低すぎると、システムにゲインが入り込みすぎ、クロスオーバー周波数が高すぎます。2 つの高周波ポールは、

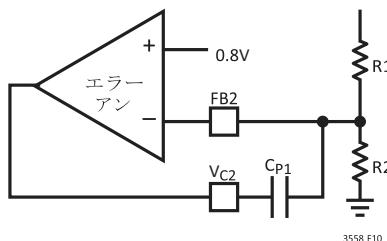


図 10. タイプ I 補正による誤差増幅器

が必要です。また、タイプ III の補償により、スタートアップ時に発生する VOUT2 のオーバーシュートも低減されます。タイプ III 補償回路を図 11 に示し、次の伝達関数を生成します。

$$VC2 の \underline{\hspace{1cm}} = 1$$

=

$$VOUT2 の R1(C1+C2)$$

$$(1 + sR_C2 2 1) [+ s R(1 + R3) C3]$$

• _____

ゼロによってもたらされる位相バンプの間、およびブーストの右半平面ゼロの前でシステムがユニティゲインを横切るよう、また補償器の帯域幅がエラーアンプの帯域幅(通常は 900kHz)よりも小さくなるように配置する必要があります。補償ネットワークのゲインが誤差増幅器のゲインよりも大きくなると、誤差増幅器は理想的なオペアンプとして機能しなくなり、同じポイントに別の極が導入されます。

アプリケーション情報

3.3V 出力に推奨されるタイプ III 補償部品は、以下のとおりです。

R1:324k Ω

RFB:105k Ω

C1:10pF

R2:15k Ω

C2:330pF

R3:121k Ω

C3:33pF

COUT:22 μ F

LOUT:2.2 μ H

逆電流制限

逆電流制限コンパレータは、出力から戻る電流が標準で 450mA を超えると、出力 PMOS スイッチをシャットダウンします。

出力過電圧保護

フィードバックノードが誤ってグランドに短絡した場合、出力は入力電源から供給できる最大電流で無限に増加します。昇降圧レギュレータは、出力電圧が最大 5.75V を超えると入力 PMOS をシャットオフすることにより、これから保護します。

バックブーストレギュレータのソフトスタート動作

ソフトスタートは、リファレンス電圧を標準

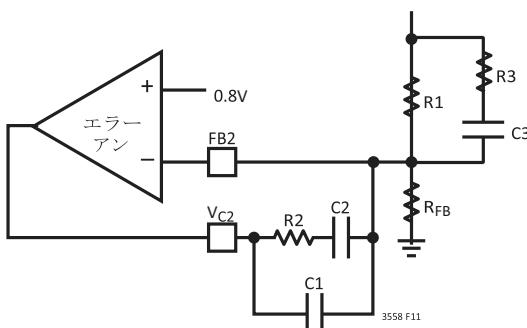


図 11. タイプ III 補償付きエラー增幅器

VOUT2 の

入力電流制限

入力電流制限コンパレータは、電流が標準で 700mA を超えると、入力 PMOS スイッチをシャットダウンします。スイッチ電流制限の前に、平均電流制限アンプ(標準 620mA)がフィードバックピンに電流を流し、出力電圧を下げます。また、入力電流制限は、VOUT2 ピンでの短絡状態から保護します。

500μ s の間にわたって徐々に増加させることによって実現されます。ソフトスタート・サイクルは、バックブーストがイネーブルされるたびに、またはフォルト状態(サーマル・シャットダウンまたは UVLO)が発生した後に発生します。ソフトスタートサイクルは、動作モードの変更によってトリガーされません。これにより、Burst Mode 動作と PWM モード動作の間を移行する際のシームレスな出力動作が可能になります。

アプリケーション情報

昇降圧スイッチングレギュレータのインダクタの選択

昇降圧スイッチングレギュレータは、 $1\mu\text{H}$ から $5\mu\text{H}$ の範囲のインダクタで動作するように設計されています。ほとんどのアプリケーションでは、 $2.2\mu\text{H}$ のインダクタで十分です。インダクターテーブル4。昇降圧スイッチングレギュレータに推奨されるインダクタ。

インダクタタイプ	L (μH)	MAX IDC(A)	最大 DCR($\text{m}\Omega$)	サイズ(MM 単位)(L × W × H)	生産者
DB3018C	2.4	1.31	80	$3.8 \times 3.8 \times 1.4$	東光
D312C の	2.2	1.14	140	$3.6 \times 3.6 \times 1.2$	www.toko.com
DE2812C	2	1.4	81	$3 \times 3.2 \times 1.2$	
DE2812C	2.7	1.2	87	$3 \times 3.2 \times 1.2$	
CDRH3D16	2.2	1.2	72	$4 \times 4 \times 1.8$	墨田 www.sumida.com
SD12 の	2.2	1.8	74	$5.2 \times 5.2 \times 1.2$	クーパー www.cooperet.com

*一般的な DCR

クタの値が大きいほどリップル電流が減少し、出力リップル電圧が向上します。インダクタの値を小さくすると、リップル電流が大きくなり、過渡応答時間が改善されます。効率を最大化するには、DC 抵抗が低く、最大負荷電流の 1.5 倍以上の DC 電流定格のインダクタを選択して、通常動作中にインダクタが飽和しないようにします。出力短絡が可能な状態である場合、インダクタ電流は、バックブーストレギュレータに規定されたピーク電流まで処理できるように定格する必要があります。

インダクタの値は、Burst Mode の動作にも影響します。インダクタの値が低いと、Burst Mode スイッチング周波数が増加します。

コアの材料や形状が異なると、インダクタのサイズ/電流と価格/電流の関係が変わります。フェライトまたはパーマロイ材料のトロイドまたはシールドポットコアは小さく、多くのエネルギーを放射しませんが、同様の電気的特性を持つ粉末鉄心インダクタよりも高価で

す。非常に薄いインダクタや体積が非常に小さいインダクタは、通常、コア損失と DCR 損失がはるかに大きく、最高の効率が得られません。

表4は、昇降圧レギュレータと相性の良いインダクタを示しています。これらのインダクタ

は、定格電流、DCR、および物理サイズにおいて優れた妥協点を提供します。インダクタの全選択の詳細については、各メーカーにお問い合わせください。

昇降圧スイッチングレギュレータの入出力コンデンサの選択

低 ESR(等価直列抵抗)セラミックコンデンサは、昇降圧レギュレータの入力(PVIN2)と出力(VOUT2)の両方で使用する必要があります。入力は $10\mu\text{F}$ のコンデンサでバイパスすることをお勧めします。出力は、タイプ I 補償を使用する場合は少なくとも $10\mu\text{F}$ 、タイプ III 補償を使用する場合は $22\mu\text{F}$ のコンデンサでバイパスする必要があります。

バック・スイッチング・レギュレータの入力/出力コンデンサにも、バック・スイッチング・レギュレータの入力/出力コンデンサの選択の項で説明したのと同じ選択基準が適用されます。

アプリケーション情報

PCB レイアウトに関する考慮事項

あらゆる条件下で最大の充電電流を供給するためには、LTC3558 の裏側をプリント基板のグランドにはんだ付けすることが重要です。

この LTC3558 にはデュアルスイッチングレギュレータがあります。すべてのスイッチングレギュレータと同様に、PC ボードのレイアウトと部品の配置には注意が必要です。入力デカップリングコンデンサ、出力コンデンサ、およびインダクタはすべて、ピンのできるだけ近く、LTC3558 と同じ側に配置する必要があります。また、すべての接続は同じレイヤー上で行う必要があります。これらのコンポーネントの下に、ローカルの切れ目のないグランドプレーンを配置します。高インピーダンス入力を駆動するラインの上または並列にスイッチピンに接続するようなノイズの多い高周波ラインの配線は避けてください。

LTC3558

代表的なアプリケーション

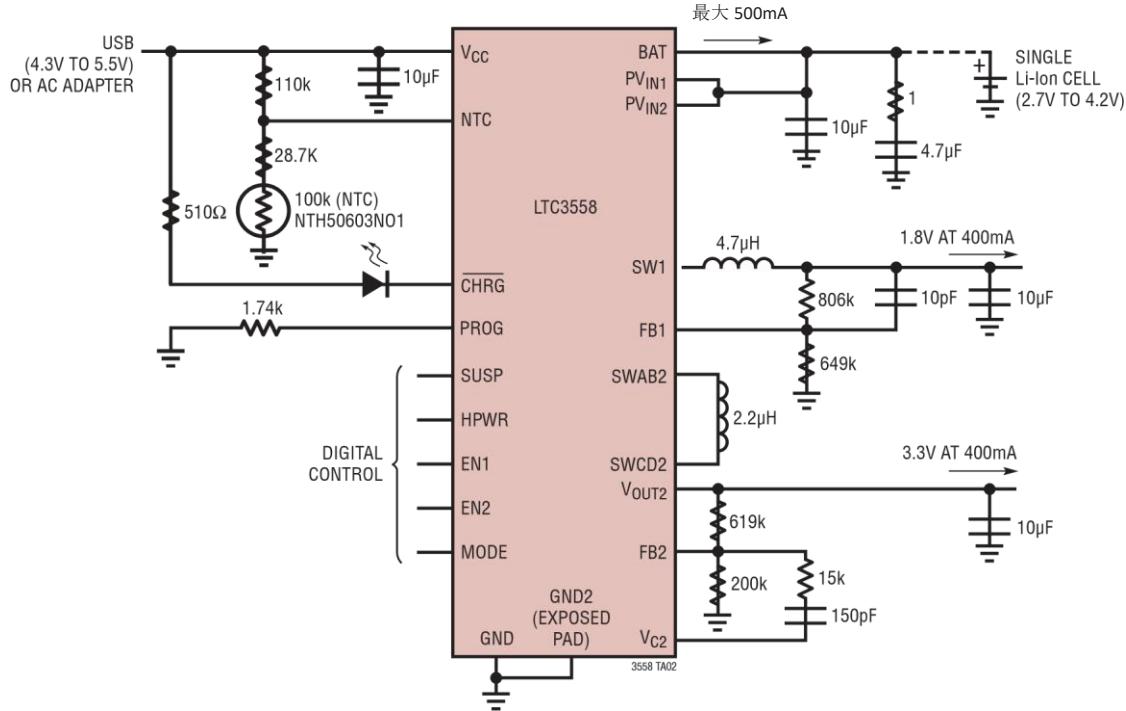


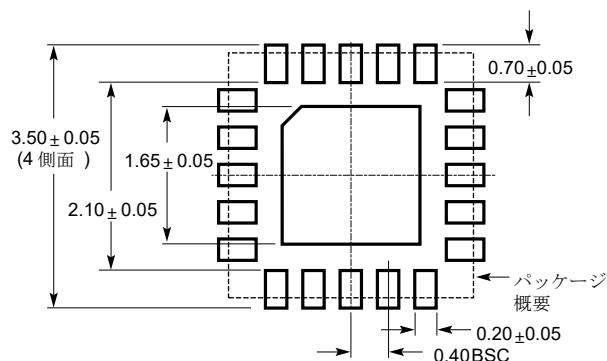
図 12. リチウムイオン: 最大 3.3V/400mA、1.8V/400mA、および USB 対応バッテリチャージャ

図 12 に示すように、LTC3558 は BAT ピンにバッテリを接続しなくても動作させることができます。 1Ω の抵抗と BAT ピンの $4.7\mu F$ コンデンサと直列に組み合わせることで、バッテリチャージャの安定性を確保します。DC/DC コンバータを適切に動作させるには、 $10\mu F$ の VCC デカッピリングコンデンサが必要です。NTC 用の 3 抵抗バイアスネットワークは、ホットトリップポイントとコールドトリップポイントを約 $55^\circ C$ と $0^\circ C$ に設定します。

図 13 に示すように、バッテリは 5V の AC アダプタから給電された場合、最大 950mA の充電電流で充電できます。CHRG には、バッテリーの充電状態を視覚的に示す LED があります。昇降圧レギュレータは、VOUT1 が約 0.7V まで上昇した後にのみ起動します。これにより、ペリフェラルの前にマイクロプロセッサをパワーアップする必要があるアプリケーションで望ましいシーケンシング機能が提供されます。タイプ III 補償ネットワークは、昇降圧スイッチングレギュレータの過渡応答を改善します。

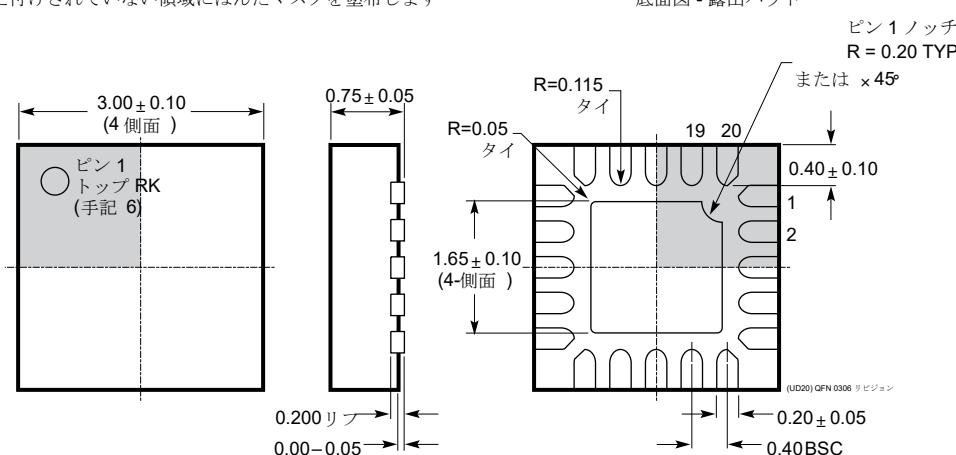
パッケージの説明

UD パッケージ
20 ピン・プラスチック QFN(3mm × 3mm)
(参照 LTC DWG#05-08-1720 Rev A)



推奨されるはんだパッドのピッチと寸法
はんだ付けされていない領域にははんだマスクを塗布します

底面図 - 露出パッド



手記 :

1. 図面は JEDEC パッケージ概要ではありません
2. 縮尺に合わない描画
3. すべての寸法はミリメートル単位です
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法には、以下は含まれません
モールドフラッシュ。モールドフラッシュが存在する場合、どの側面も 0.15MM を超えてはなりません
5. 露出パッドははんだメッキする必要があります
6. 影付きの領域は、パッケージの上部と下部のピン 1 の位置の参照にすぎません

面取り

Linear Technology Corporation が提供する情報は、正確で信頼性が高いと考えられています。ただし、その使用について責任を負うものではありません。Linear Technology Corporation は、ここに記載されている回路の相互接続が既存の特許権を侵害しないことを表明するものではありません。

代表的なアプリケーション

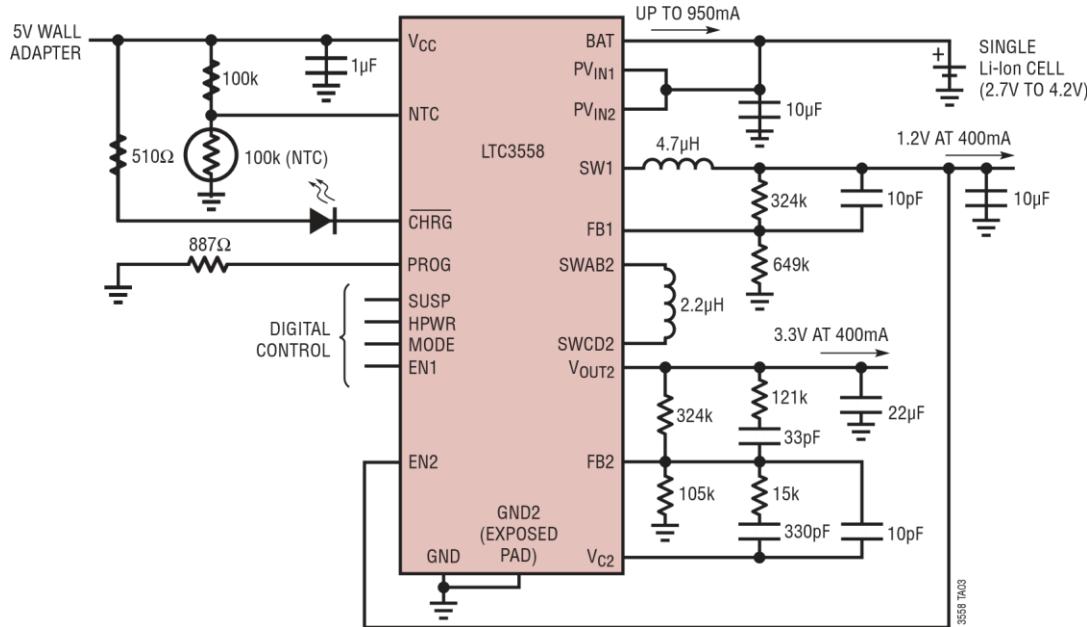


図 13. バッテリー充電器は、AC アダプターから電力を供給すると、最大 950mA でバッテリーを充電できます

関連パート

品番	形容	コメント
LTC3550	デュアル入力 USB / AC アダプターリチウムイオンバッテリー可変出力付き充電器 600mA 降圧コンバータ	同期整流式降圧コンバータ、効率:93%、600mA で調整可能な出力、充電電流:950mA プログラマブル、USB 互換、自動入力電力検出および選択
LTC3552	スタンダード・リニア・リチウムイオン・バッテリ・チャージャ、可変出力デュアル同期整流式降圧コンバータ付き	同期整流式降圧コンバータ、効率:>90%、800mA で調整可能な出力、400mA、最大 950mA までプログラム可能な充電電流、USB 互換、5mm × 3mm DFN-16 パッケージ
LTC3552-1	スタンダード・リニア・リチウムイオン・バッテリ・チャージャ、デュアル同期整流バック・コンバータ付き	同期整流式降圧コンバータ、効率:>90%、出力:800mA で 1.8V、400mA で 1.575、充電電流は最大 950mA までプログラム可能、USB 互換
LTC3455	デュアル DC/DC コンバータ、USB パワーマネージャおよびリチウムイオンバッテリチャージャ付き	入力電源間のシームレスな移行:リチウムイオンバッテリ、USB、5V ウォールアダプタ、2 つの高効率 DC/DC コンバータ:最大 96%、フル機能リチウムイオンバッテリ 高精度の USB 電流制限(500mA/100mA)を備えたチャージャ、ピン選択可能なバーストモード

		動作、SDIO およびメモリカード用のホットスワップ TM 出力、4mm×4mm QFN-24 パッケージ
LTC3456	2 セル、マルチ出力 DC/DC コンバータ USB パワーマネージャー	2 セルバッテリー、USB、AC ウォールアダプターの入力電源間のシームレスな移行、 メイン出力:固定 3.3V 出力、コア出力:0.8V から VBATT(MIN)まで調整可能、メモリカードのホットスワップ出力、電源シーケンス:メインおよびホットスワップ高精度 USB 電流制限、高周波動作:1MHz、高効率:最大 92%、4mm × 4mm QFN-24 パッケージ
LTC3559	デュアルバックレギュレータ付き USB チャージャー	調整可能な同期整流式降圧コンバータ、効率>90%、出力:0.8V 未満各 400mA、充電電流を最大 950mA までプログラム可能、USB 互換、3mm × 3mm QFN-16 パッケージ
LTC4080	500mA スタンドアロン充電器、 300mA 同期バック	シングルセル・リチウムイオン・バッテリの充電、タイマ終了+C/10、サーマル・レギュレーション、降圧出力:0.8V～VBAT、降圧入力 VIN:2.7V～5.5V、3mm × 3mm DFN-10 パッケージ

Hot Swap は、Linear Technology Corporation の商標です。

3558F

リニアテクノロジー株式会社

1630 McCarthy Blvd.、ミルピタス、カリフ
オルニニア州 95035-7417
(408)432-1900 • FAX:(408)434-0507 •
www.linear.com

LT 0408 • 印刷: アメリカ



© リニアテクノロジー株式会社 2008 年