

特長

- 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 ACアダプタ、Bat-Track™付き高電圧降圧レギュレータ
- 内蔵の200mΩ理想ダイオードとオプションの外付け理想ダイオード・コントローラにより、入力電流が制限されている場合や使用できない場合に低損失の電力経路を実現
- 調整可能なトリプル高効率降圧スイッチング・レギュレータ (出力電流:600mA、400mA、400mA ΔI_{OUT})
- ピンで選択可能なBurst Mode®動作
- フル機能リチウムイオン/ポリマー・バッテリ・チャージャ
- 熱制限付きの充電電流:最大1.5A
- バッテリのフロート電圧:
4.2V (LTC3557)
4.1V (LTC3557-1)
- 高さの低い4mm×4mm 28ピンQFNパッケージ

アプリケーション

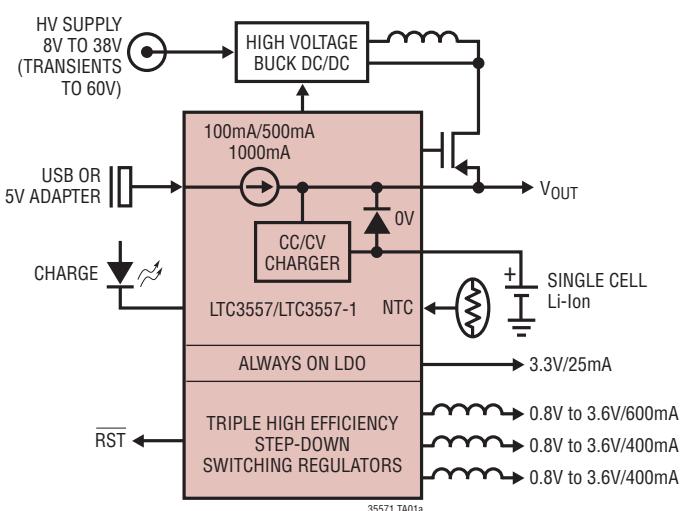
- HDDベースのMP3プレーヤ
- PDA、PMP、PND/GPS
- USBベースのハンドヘルド製品

概要

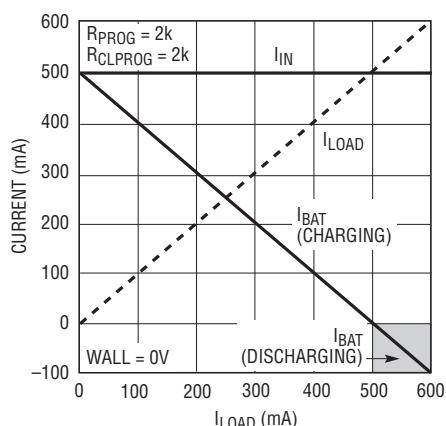
LTC®3557/LTC3557-1は、1セル・リチウムイオン/ポリマー・バッテリ・アプリケーション向けの高集積パワーマネージメントおよびバッテリ・チャージャICです。このデバイスは、自動的に負荷を優先するPowerPath™マネージャ、バッテリ・チャージャ、理想ダイオード、および多数の保護機能を搭載しています。USBアプリケーション向けに特別に設計されたLTC3557/LTC3557-1パワーマネージャは、最大入力電流をUSBアプリケーション向けに100mAまたは500mA、ACアダプタ駆動アプリケーション向けに1Aに自動的に制限します。バッテリ充電電流は、負荷電流と充電電流の合計が設定された入力電流制限値を超えないように、自動的に低減されます。また、LTC3557/LTC3557-1は、3個の調整可能な同期整流式スイッチング・レギュレータと、38Vの高電圧電源からの効率的な充電を可能にするBat-Track付き高電圧降圧レギュレータ出力コントローラを内蔵しています。このデバイスは高さの低い4mm×4mm×0.75mm 28ピンQFNパッケージで供給されます。

LT、LT、LTC、LTMおよびBurst Modeはリニアテクノロジー社の登録商標です。
Bat-TrackとPowerPathはリニアテクノロジー社の商標です。
他の全ての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。
6522118、6700364を含む米国特許によって保護されています。他にも特許申請中。

標準的応用例



入力電流およびバッテリ電流と負荷電流



35571 TA01b

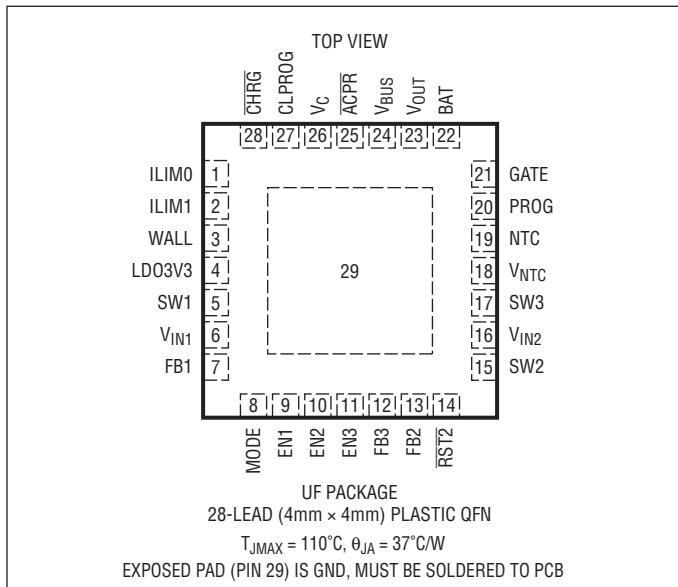
LTC3557/LTC3557-1

絶対最大定格

(Note 1~4)

V_{BUS} 、 V_{OUT} 、 V_{IN1} 、 V_{IN2}	
$t < 1\text{ms}$ およびデューティ・サイクル < 1%	-0.3V~7V
定常状態.....	-0.3V~6V
BAT、NTC、CHRG、WALL、 V_C 、	
MODE、FB1、FB2、FB3、 $\overline{RST2}$	-0.3V~6V
EN1、EN2、EN3	-0.3V~($V_{OUT} + 0.3\text{V}$)
ILIM0、ILIM1、PROG	-0.3V~($V_{CC} + 0.3\text{V}$)
$ V_{BUS} $ 、 $ V_{OUT} $ 、 $ I_{BAT} $	2A
$ I_{SW1} $	850mA
$ I_{SW2} $ 、 $ I_{SW3} $	600mA
$ I_{RST2} $ 、 $ I_{CHRG} $ 、 $ I_{ACPR} $	75mA
$ I_{CLPROG} $ 、 $ I_{PROG} $	2mA
最大動作接合部温度.....	110°C
動作周囲温度範囲.....	-40°C~85°C
保存温度範囲.....	-65°C~125°C

ピン配置



発注情報

鉛フリー仕上げ	テープアンドリール	デバイス・マーキング	パッケージ寸法	温度範囲
LTC3557EUF#PBF	LTC3557EUF#TRPBF	3557	28-Lead (4mm × 4mm) Plastic QFN	-40°C to 85°C
LTC3557EUF-1#PBF	LTC3557EUF-1#TRPBF	35571	28-Lead (4mm × 4mm) Plastic QFN	-40°C to 85°C

より広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。
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/tapeandreel/> をご覧ください。

パワーマネージャの電気的特性

●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。

$V_{BUS} = 5\text{V}$ 、 $V_{BAT} = 3.8\text{V}$ 、 $ILIM0 = ILIM1 = 5\text{V}$ 、 $WALL = EN1 = EN2 = EN3 = 0\text{V}$ 、 $R_{PROG} = 2\text{k}\Omega$ 、 $R_{CLPROG} = 2.1\text{k}\Omega$

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
入力電源							
V_{BUS}	Input Supply Voltage			4.35	5.5	V	
$I_{BUS(LIM)}$	Total Input Current (Note 5)	$ILIM0 = 0\text{V}$, $ILIM1 = 0\text{V}$ (1x Mode) $ILIM0 = 5\text{V}$, $ILIM1 = 5\text{V}$ (5x Mode) $ILIM0 = 5\text{V}$, $ILIM1 = 0\text{V}$ (10x Mode)	● ●	80 450 900	90 475 950	100 500 1000	mA
I_{BUSQ}	Input Quiescent Current	1x, 5x, 10x Modes $ILIM0 = 0\text{V}$, $ILIM1 = 5\text{V}$ (Suspend Mode)		0.35 0.05	0.1	mA	
h_{CLPROG}	Ratio of Measured V_{BUS} Current to CLPROG Program Current	1x, 5x, 10x Modes		1000		mA/mA	
V_{CLPROG}	CLPROG Servo Voltage in Current Limit	1x Mode 5x Mode 10x Mode		0.2 1.0 2.0		V	
V_{UVLO}	V_{BUS} Undervoltage Lockout	Rising Threshold Falling Threshold	3.5	3.8 3.7	3.9	V	

35571fc

パワーマネージャの電気的特性

●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。

$V_{\text{BUS}} = 5\text{V}$ 、 $V_{\text{BAT}} = 3.8\text{V}$ 、 $\text{ILIM}_0 = \text{ILIM}_1 = 5\text{V}$ 、 $\text{WALL} = \text{EN}_1 = \text{EN}_2 = \text{EN}_3 = 0\text{V}$ 、 $R_{\text{PROG}} = 2\text{k}\Omega$ 、 $R_{\text{CLPROG}} = 2.1\text{k}\Omega$

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{DUVLO}	V_{BUS} to V_{OUT} Differential Undervoltage Lockout	Rising Threshold Falling Threshold		50 -50	100	mV mV
$R_{\text{ON_LIM}}$	Input Current Limit Power FET On-Resistance (Between V_{BUS} and V_{OUT})			0.2		Ω

バッテリチャージャ

V_{FLOAT}	V_{BAT} Regulated Output Voltage	LTC3557 LTC3557, $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$ LTC3557-1 LTC3557-1, $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$	4.179 4.165 4.079 4.065	4.200 4.200 4.100 4.100	4.221 4.235 4.121 4.135	V V V V	
I_{CHG}	Constant Current Mode Charge Current	$R_{\text{PROG}} = 1\text{k}\Omega$, Input Current Limit = 2A $R_{\text{PROG}} = 2\text{k}\Omega$, Input Current Limit = 1A $R_{\text{PROG}} = 5\text{k}\Omega$, Input Current Limit = 400mA	● ● ●	950 465 180	1000 500 200	1050 535 220	mA mA mA
I_{BAT}	Battery Drain Current	$V_{\text{BUS}} > V_{\text{UVLO}}$, Charger Off, $I_{\text{OUT}} = 0\mu\text{A}$ $V_{\text{BUS}} = 0\text{V}$, $I_{\text{OUT}} = 0\mu\text{A}$ (Ideal Diode Mode)		6 55	27 100	μA μA	
V_{PROG} $V_{\text{PROG(TRKL)}}$	PROG Pin Servo Voltage PROG Pin Servo Voltage in Trickle Charge	$\text{BAT} < V_{\text{TRKL}}$		1.000 0.100		V V	
h_{PROG}	Ratio of I_{BAT} to PROG Pin Current			1000		mA/mA	
I_{TRKL}	Trickle Charge Current	$\text{BAT} < V_{\text{TRKL}}$		40	50	60	mA
V_{TRKL}	Trickle Charge Rising Threshold Trickle Charge Falling Threshold	BAT Rising BAT Falling	2.5	2.85 2.75	3.0	V V	
ΔV_{RECHRG}	Recharge Battery Threshold Voltage	Threshold Voltage Relative to V_{FLOAT}		-75	-100	-115	mV
t_{TERM}	Safety Timer Termination Period	Timer Starts when $\text{BAT} = V_{\text{FLOAT}} - 50\text{mV}$		3.2	4	4.8	Hour
t_{BADBAT}	Bad Battery Termination Time	$\text{BAT} < V_{\text{TRKL}}$		0.4	0.5	0.6	Hour
$h_{\text{C/10}}$	End-of-Charge Indication Current Ratio	(Note 6)		0.085	0.1	0.115	mA/mA
$R_{\text{ON(CHG)}}$	Battery Charger Power FET On-Resistance (Between V_{OUT} and BAT)			200			$\text{m}\Omega$
T_{LIM}	Junction Temperature in Constant Temperature Mode			110			$^\circ\text{C}$

NTC

V_{COLD}	Cold Temperature Fault Threshold Voltage	Rising NTC Voltage Hysteresis		75 1.3	76 1.3	77	% V_{VNTC} % V_{VNTC}
V_{HOT}	Hot Temperature Fault Threshold Voltage	Falling NTC Voltage Hysteresis		34	35 1.3	36	% V_{VNTC} % V_{VNTC}
V_{DIS}	NTC Disable Threshold Voltage	Falling NTC Voltage Hysteresis	●	1.2 50	1.7 50	2.2	% V_{VNTC} mV
I_{NTC}	NTC Leakage Current	$\text{NTC} = V_{\text{BUS}} = 5\text{V}$		-50	50		nA

理想ダイオード

V_{FWD}	Forward Voltage Detection	$I_{\text{OUT}} = 10\text{mA}$		5	15	25	mV
R_{DROPOUT}	Diode On-Resistance, Dropout	$I_{\text{OUT}} = 1\text{A}$		200			$\text{m}\Omega$
I_{MAX}	Diode Current Limit	(Note 7)		3.6			A

常時オン3.3V電源

V_{LD03V3}	Regulated Output Voltage	$0\text{mA} < I_{\text{LD03V3}} < 25\text{mA}$		3.1	3.3	3.5	V
$R_{\text{OL(LD03V3)}}$	Open-Loop Output Resistance	$\text{BAT} = 3.0\text{V}$, $V_{\text{BUS}} = 0\text{V}$		24			Ω
$R_{\text{CL(LD03V3)}}$	Closed-Loop Output Resistance			3.2			Ω

LTC3557/LTC3557-1

パワーマネージャの電気的特性

●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。

$V_{\text{BUS}} = 5\text{V}$ 、 $V_{\text{BAT}} = 3.8\text{V}$ 、 $I_{\text{LIM}0} = I_{\text{LIM}1} = 5\text{V}$ 、 $\text{WALL} = \text{EN}1 = \text{EN}2 = \text{EN}3 = 0\text{V}$ 、 $R_{\text{PROG}} = 2\text{k}\Omega$ 、 $R_{\text{CLPROG}} = 2.1\text{k}\Omega$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
ACアダプタ						
V_{ACPR}	ACPR Pin Output High Voltage ACPR Pin Output Low Voltage	$I_{\text{ACPR}} = 1\text{mA}$ $I_{\text{ACPR}} = 1\text{mA}$		$V_{\text{OUT}} = 0.3$ $V_{\text{OUT}} = 0$ $V_{\text{OUT}} = 0.3$		V V V
V_W	Absolute Wall Input Threshold Voltage	WALL Rising WALL Falling		4.3 3.1 3.2	4.45	V V
ΔV_W	Differential Wall Input Threshold Voltage	WALL – BAT Falling WALL – BAT Rising		0 75	25 150	mV mV
I_{QWALL}	Wall Operating Quiescent Current	$I_{\text{WALL}} + I_{\text{VOUT}}$, $I_{\text{BAT}} = 0\text{mA}$, $\text{WALL} = V_{\text{OUT}} = 5\text{V}$			440	μA

ロジック($I_{\text{LIM}0}$ 、 $I_{\text{LIM}1}$ および CHRG)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
ロジック($I_{\text{LIM}0}$、$I_{\text{LIM}1}$およびCHRG)						
V_{IL}	Input Low Voltage	$I_{\text{LIM}0}$, $I_{\text{LIM}1}$			0.4	V
V_{IH}	Input High Voltage	$I_{\text{LIM}0}$, $I_{\text{LIM}1}$		1.2		V
I_{PD}	Static Pull-Down Current	$I_{\text{LIM}0}$, $I_{\text{LIM}1}$; $V_{\text{PIN}} = 1\text{V}$		2		μA
V_{CHRG}	CHRG Pin Output Low Voltage	$I_{\text{CHRG}} = 10\text{mA}$		0.15	0.4	V
I_{CHRG}	CHRG Pin Input Current	$\text{BAT} = 4.5\text{V}$, $\text{CHRG} = 5\text{V}$		0	1	μA

スイッチング・レギュレータの電気的特性

●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。

$V_{\text{OUT}} = V_{\text{IN}1} = V_{\text{IN}2} = 3.8\text{V}$ 、 $\text{MODE} = \text{EN}1 = \text{EN}2 = \text{EN}3 = 0\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
降圧スイッチング・レギュレータの1、2および3							
$V_{\text{IN}1}, V_{\text{IN}2}$	Input Supply Voltage	(Note 9)			2.7	V	
$V_{\text{OUT UVLO}}$	V_{OUT} Falling V_{OUT} Rising	$V_{\text{IN}1}$ and $V_{\text{IN}2}$ Connected to V_{OUT} Through Low Impedance. Switching Regulators are Disabled Below $V_{\text{OUT UVLO}}$		2.5 2.8	2.7 2.9	V	
f_{osc}	Oscillator Frequency			1.91	2.25	2.59	MHz
V_{IL}	Input Low Voltage	MODE, EN1, EN2, EN3			0.4	V	
V_{IH}	Input High Voltage	MODE, EN1, EN2, EN3		1.2		V	
I_{PD}	Static Pull-Down Current	MODE, EN1, EN2, EN3 ($V_{\text{PIN}} = 1\text{V}$)		1		μA	

降圧スイッチング・レギュレータ1

$I_{\text{VIN}1}$	Pulse-Skip Mode Input Current (Note 10)	$I_{\text{OUT}} = 0$, EN1 = 3.8V, MODE = 0V		220		μA	
	Burst Mode Input Current (Note 10)	$I_{\text{OUT}} = 0$, EN1 = MODE = 3.8V		35	50	μA	
	Shutdown Input Current	$I_{\text{OUT}} = 0$, EN1 = 0V, FB1 = 0V		0.01	1	μA	
$I_{\text{LIM}1}$	Peak PMOS Current Limit	EN1 = 3.8V, MODE = 0V or 3.8V (Note 7)		900	1200	1500	mA
V_{FB1}	Feedback Voltage	EN1 = 3.8V, MODE = 0V		0.78	0.8	0.82	V
		EN1 = MODE = 3.8V		0.78	0.8	0.824	V
I_{FB1}	FB1 Input Current (Note 10)	EN1 = 3.8V		-0.05	0.05		μA
D1	Maximum Duty Cycle	FB1 = 0V, EN1 = 3.8V		100			%
R_{P1}	$R_{DS(\text{ON})}$ of PMOS	EN1 = 3.8V		0.3			Ω
R_{N1}	$R_{DS(\text{ON})}$ of NMOS	EN1 = 3.8V		0.4			Ω
$R_{SW1(PD)}$	SW1 Pull-Down in Shutdown	EN1 = 0V		10			$\text{k}\Omega$

スイッチング・レギュレータの電気的特性

●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。

$V_{\text{OUT}} = V_{\text{IN}1} = V_{\text{IN}2} = 3.8\text{V}$, MODE = EN1 = EN2 = EN3 = 0V。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
降圧スイッチング・レギュレータ2							
$I_{\text{VIN}2}$	Pulse-Skip Mode Input Current (Note 10)	$I_{\text{OUT}} = 0$, EN2 = 3.8V, MODE = 0V			220	μA	
	Burst Mode Input Current (Note 10)	$I_{\text{OUT}} = 0$, EN2 = MODE = 3.8V			35	50	μA
	Shutdown Input Current	$I_{\text{OUT}} = 0$, EN2 = 0V, FB2 = 0V			0.01	1	μA
$I_{\text{LIM}2}$	Peak PMOS Current Limit	EN2 = 3.8V, MODE = 0V or 3.8V (Note 7)	600	800	1000	mA	
$V_{\text{FB}2}$	Feedback Voltage	EN2 = 3.8V, MODE = 0V EN2 = MODE = 3.8V	0.78 0.78	0.8 0.8	0.82 0.824	V	
	FB2 Input Current (Note 10)	EN2 = 3.8V		-0.05	0.05	μA	
D2	Maximum Duty Cycle	FB2 = 0V, EN2 = 3.8V		100		%	
$R_{\text{P}2}$	$R_{\text{DS(ON)}}$ of PMOS	EN2 = 3.8V			0.6	Ω	
$R_{\text{N}2}$	$R_{\text{DS(ON)}}$ of NMOS	EN2 = 3.8V			0.6	Ω	
$R_{\text{SW}2(\text{PD})}$	SW2 Pull-Down in Shutdown	EN2 = 0V			10	$k\Omega$	
$V_{\text{RST}2}$	Power-On RST2 Pin Output Low Voltage	$I_{\text{RST}2} = 1\text{mA}$, FB2 = 0V, EN2 = 3.8V			0.1	0.35	V
$I_{\text{RST}2}$	Power-On RST2 Pin Input Current (Note 10)	$V_{\text{RST}2} = 5.5\text{V}$, EN2 = 3.8V			1	μA	
$V_{\text{TH(RST}2)}$	Power-On RST2 Pin Threshold	(Note 8)			-8	%	
$t_{\text{RST}2}$	Power-On RST2 Pin Delay	From RST2 Threshold to RST2 Hi-Z			230	ms	

降圧スイッチング・レギュレータ3

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
$I_{\text{VIN}2}$	Pulse-Skip Mode Input Current (Note 10)	$I_{\text{OUT}} = 0$, EN3 = 3.8V, MODE = 0V			220	μA	
	Burst Mode Input Current (Note 10)	$I_{\text{OUT}} = 0$, EN3 = MODE = 3.8V			35	50	μA
	Shutdown Input current	$I_{\text{OUT}} = 0$, EN3 = 0V, FB3 = 0V			0.01	1	μA
$I_{\text{LIM}3}$	Peak PMOS Current Limt	EN3 = 3.8V, MODE = 0V or 3.8V (Note 7)	600	800	1000	mA	
$V_{\text{FB}3}$	Feedback Voltage	EN3 = 3.8V, MODE = 0V EN3 = MODE = 3.8V	0.78 0.78	0.8 0.8	0.82 0.824	V	
	FB3 Input Current (Note 10)	EN3 = 3.8V		-0.05	0.05	μA	
D3	Maximum Duty Cycle	FB3 = 0V, EN3 = 3.8V		100		%	
$R_{\text{P}3}$	$R_{\text{DS(ON)}}$ of PMOS	EN3 = 3.8V			0.6	Ω	
$R_{\text{N}3}$	$R_{\text{DS(ON)}}$ of NMOS	EN3 = 3.8V			0.6	Ω	
$R_{\text{SW}3(\text{PD})}$	SW3 Pull-Down in Shutdown	EN3 = 0V			10	$k\Omega$	

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:LTC3557/LTC3557-1は0°C～85°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°C～85°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: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熱保護機能が備わっている。過熱保護機能がアクティブなとき接合部温度は110°Cを超える。規定された最高動作接合部温度を超えた動作が継続するとデバイスの劣化または故障が生じるおそれがある。

Note 4: V_{CC} は V_{BUS} 、 V_{OUT} またはBATのうち大きい方。

Note 5:合計入力電流は、消費電流、 I_{BUSQ} 、および $V_{\text{CLPROG}}/R_{\text{CLPROG}} \cdot (\text{hCLPROG} + 1)$ で与えられる測定電流の和である。

Note 6: hC/10 は、示されているPROG抵抗を使って測定された最大充電電流に対する割合として表わされる。

Note 7:このデバイスの電流制限機能は、ICを短時間の、または間欠的なフォールト状態に対して保護することを目的としている。規定された最大ビン電流定格を超えた動作が継続するとデバイスの劣化または故障が生じるおそれがある。

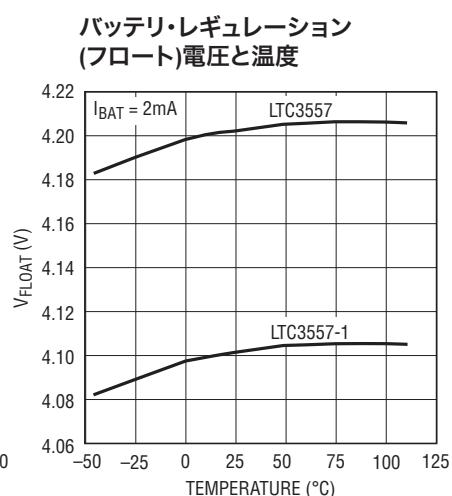
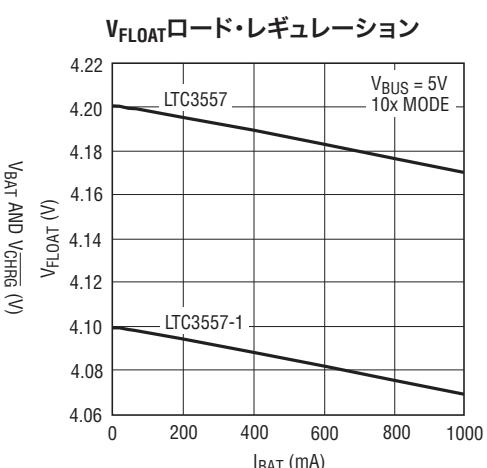
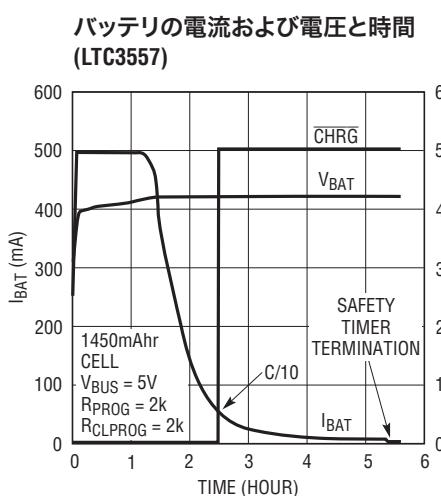
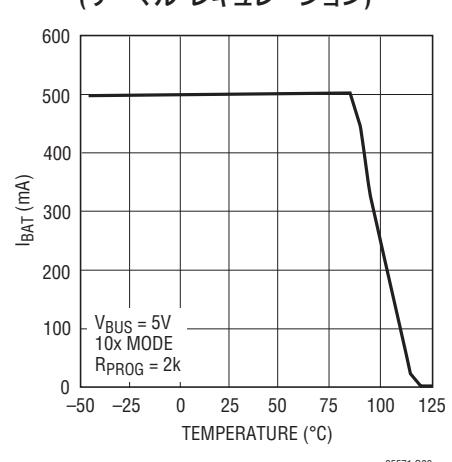
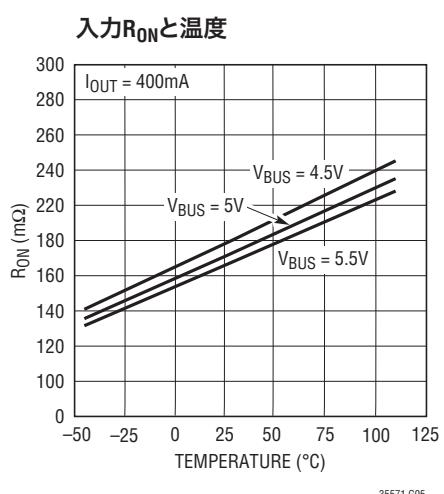
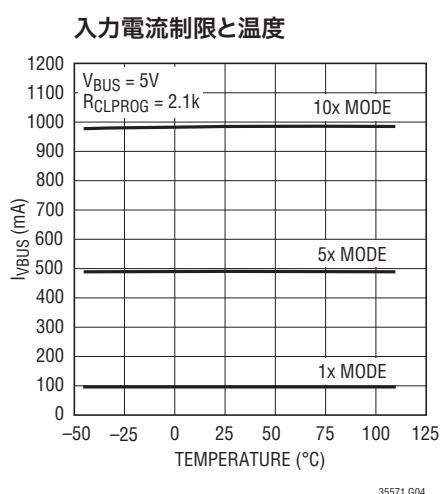
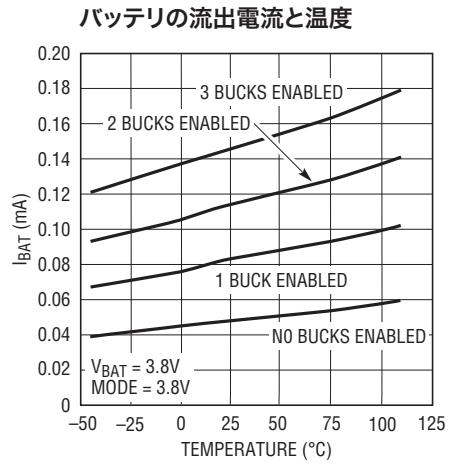
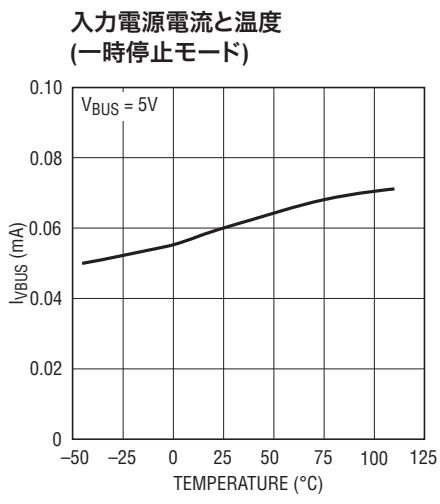
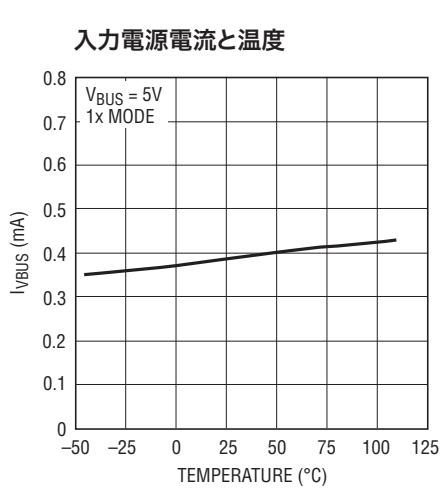
Note 8:RST2スレッショルドはFB2安定化電圧からの差(パーセンテージ)で表される。スレッショルドはFB2の立上りで測定される。

Note 9:UVLO状態ではない V_{OUT} 。

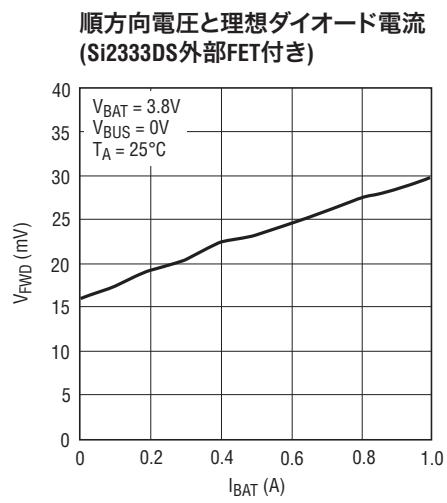
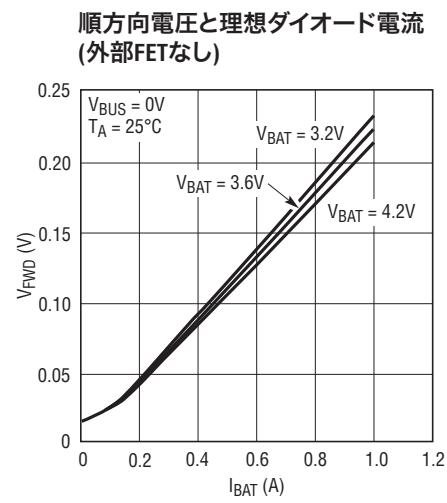
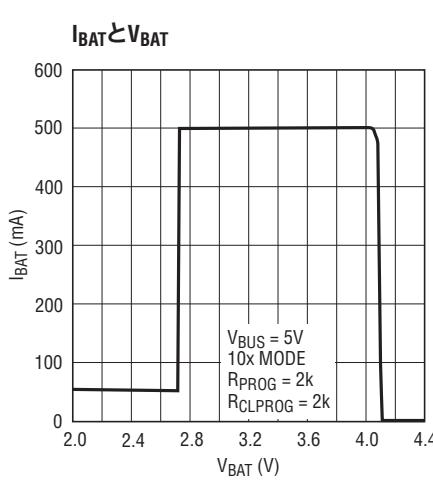
Note 10:FBが"H"で、スイッチングしていない。

LTC3557/LTC3557-1

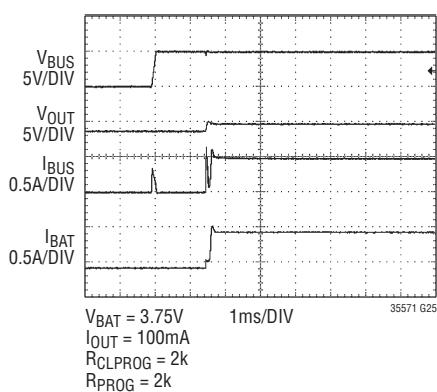
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。



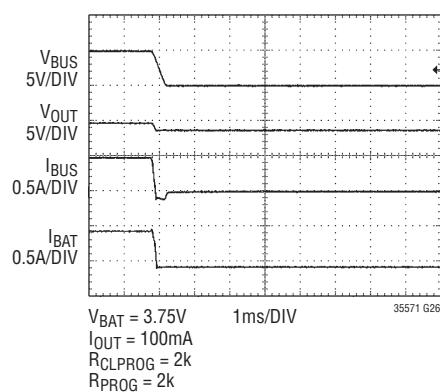
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。



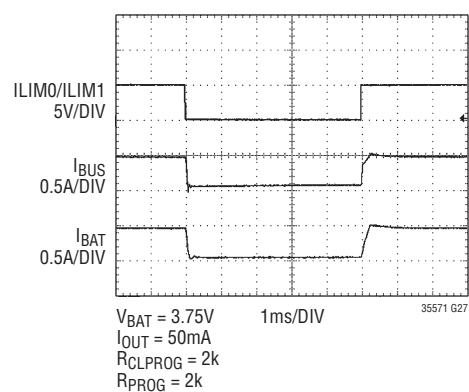
入力接続時の波形



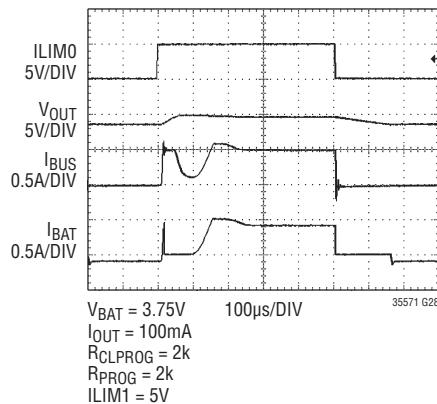
入力切断時の波形



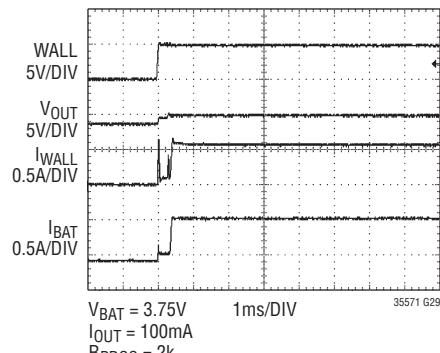
1倍モードから5倍モードへの切替え



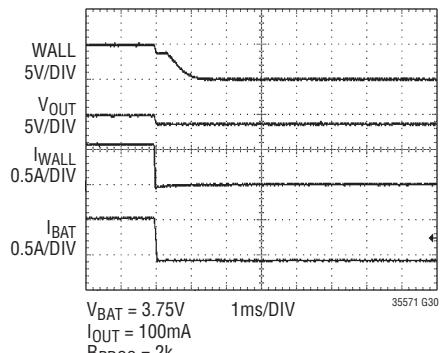
一時停止モードから5倍モードへの切替え



電源接続時の波形



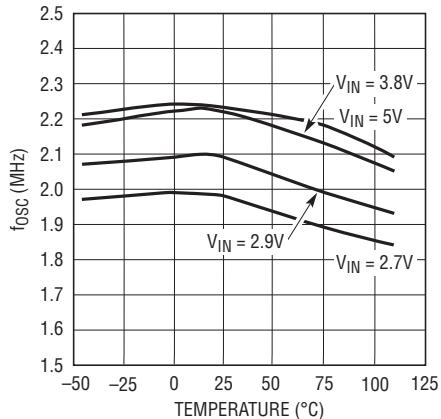
電源切断時の波形



LTC3557/LTC3557-1

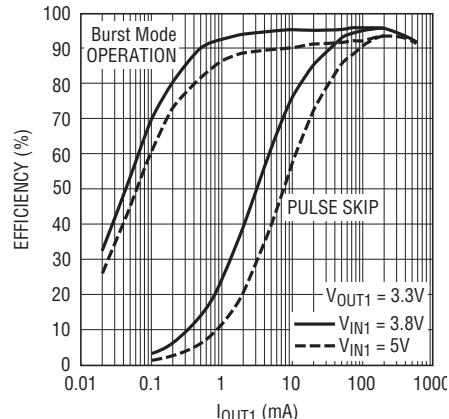
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

発振器周波数と温度



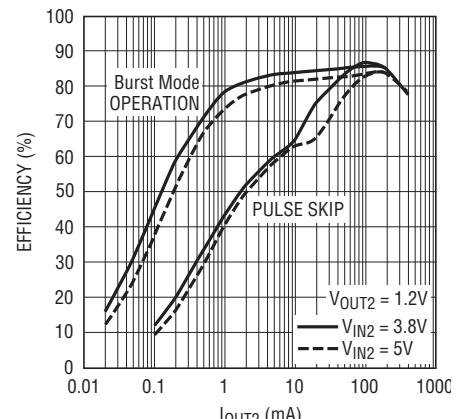
35571 G13

降圧スイッチング・レギュレータ1の
3.3V出力の効率と $I_{\text{OUT}1}$



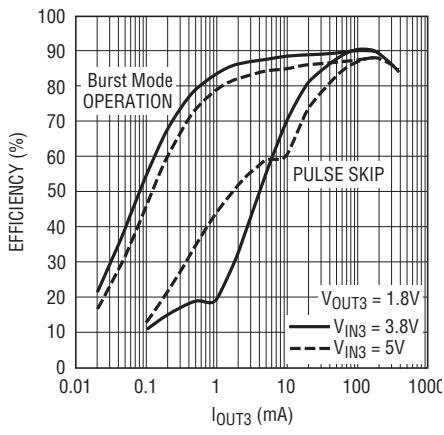
35571 G14

降圧スイッチング・レギュレータ2の
1.2V出力の効率と $I_{\text{OUT}2}$



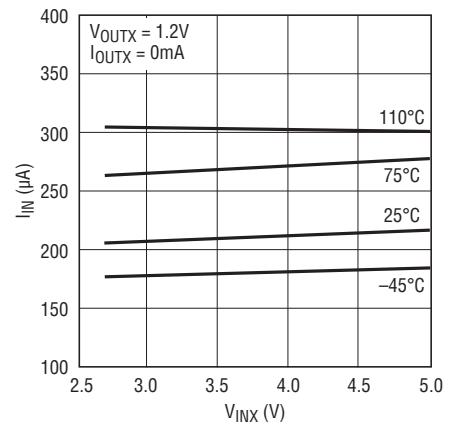
35571 G15

降圧スイッチング・レギュレータ3の
1.8V出力の効率と $I_{\text{OUT}3}$



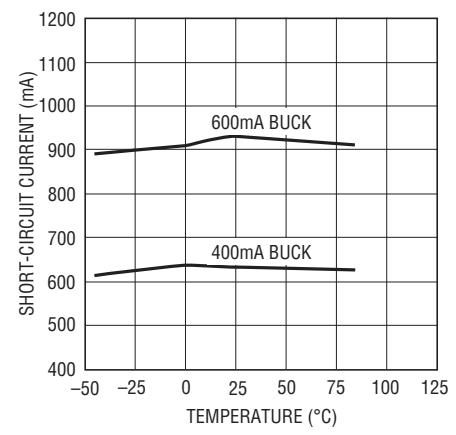
35571 G16

降圧スイッチング・レギュレータの
パルス・スキップ時電源電流と V_{INX}



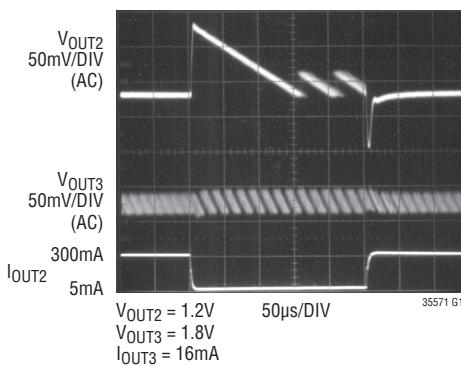
35571 G17

降圧スイッチング・レギュレータの
短絡電流と温度



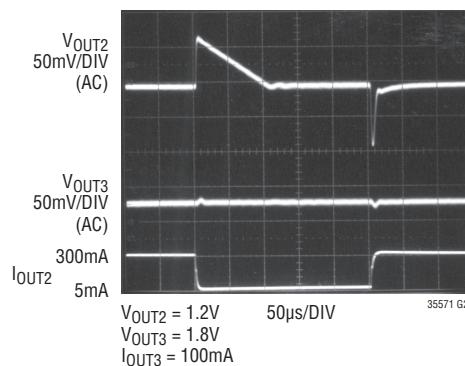
35571 G18

降圧スイッチング・レギュレータの
出力トランジエント(MODE = 1)



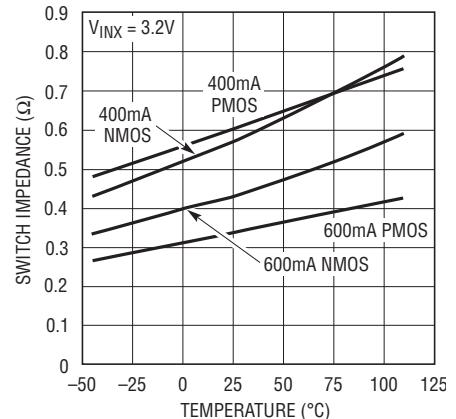
35571 G1

降圧スイッチング・レギュレータの
出力トランジエント(MODE = 0)



35571 G2

降圧スイッチング・レギュレータの
スイッチ・インピーダンスと温度

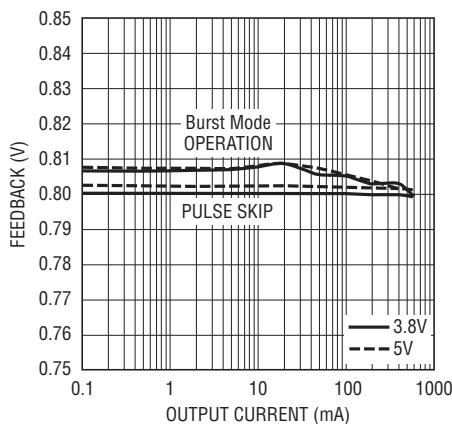


35571 G21

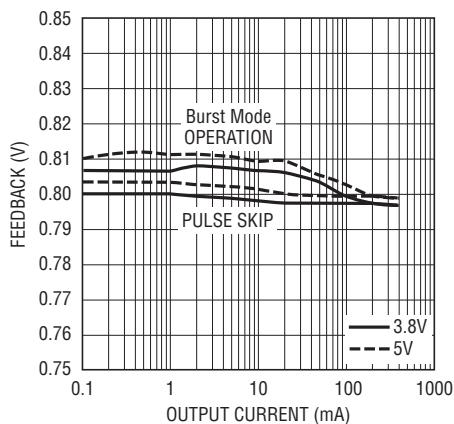
35571fc

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

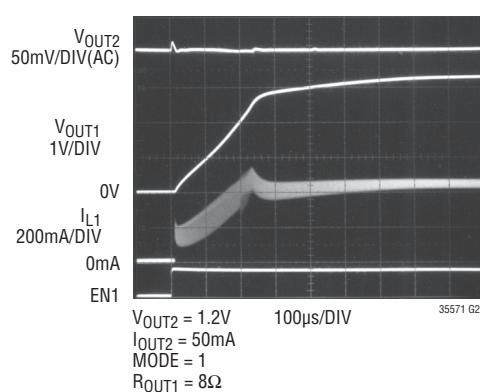
**600mA降圧スイッチング・レギュレータの
帰還電圧と出力電流**



**400mA降圧スイッチング・レギュレータの
帰還電圧と出力電流**



**降圧スイッチング・レギュレータの
起動時の波形**



ピン機能

ILIM0、ILIM1(ピン1、2): 入力電流制御ピン。ILIM0とILIM1は入力電流制限を制御します。表1を参照してください。両方のピンとも弱い電流シンクで”L”に引き下げられています。

WALL(ピン3): ACアダプタ検出入力。このピンを4.3Vより上に引き上げると、VBUSからVOUTへの電力経路を切断します。ACPRピンも”L”に引き下げられ、ACアダプタが検出されたことを知らせます。

LDO3V3(ピン4): 「常時オン」の3.3VのLDO出力。LDO3V3ピンは安定化された「常時オン」3.3V電源電圧を与えます。このピンはVOUTから給電されます。これはリアルタイム・クロックやハウスキーピング用マイクロプロセッサなどの軽負荷に使うことができます。電流を供給する必要があれば、LDO3V3からグランドに1μFのコンデンサが必要です。LDO3V3出力を使わない場合、VOUTに接続してディスエーブルします。

SW1(ピン5): 降圧スイッチング・レギュレータ1の電力伝送(スイッチ)ピン。

VIN1(ピン6): 降圧スイッチング・レギュレータ1の電源入力。このピンは一般にVOUTに接続されます。

FB1(ピン7): 降圧スイッチング・レギュレータ1の帰還入力。制御ループが完成すると、このピンは0.8Vの固定電圧にサーボ制御されます。

MODE(ピン8): 低消費電力モードのイネーブル。このピンを“H”に引き上げると、3つの降圧スイッチング・レギュレータは低消費電力のBurst Mode動作に設定されます。

EN1(ピン9): 降圧スイッチング・レギュレータ1をイネーブルするロジック入力。

EN2(ピン10): 降圧スイッチング・レギュレータ2をイネーブルするロジック入力。

EN3(ピン11): 降圧スイッチング・レギュレータ3をイネーブルするロジック入力。

FB3(ピン12): 降圧スイッチング・レギュレータ3の帰還入力。制御ループが完成すると、このピンは0.8Vの固定電圧にサーボ制御されます。

FB2(ピン13): 降圧スイッチング・レギュレータ2の帰還入力。制御ループが完成すると、このピンは0.8Vの固定電圧にサーボ制御されます。

RST2(ピン14): これはオープン・ドレインの出力で、降圧スイッチング・レギュレータ2がその最終値にセトリングしたことを示します。これは主マイクロプロセッサのパワーオン・リセットとして、または電源シケンシングのために他の降圧レギュレータをイネーブルするのに使うことができます。

SW2(ピン15): 降圧スイッチング・レギュレータ2の電力伝送(スイッチ)ピン。

LTC3557/LTC3557-1

ピン機能

V_{IN2}(ピン16): 降圧スイッチング・レギュレータ2と3の電源入力。このピンは一般にV_{OUT}に接続されます。

SW3(ピン17): 降圧スイッチング・レギュレータ3の電力伝送(スイッチ)ピン。

V_{NTC}(ピン18): NTCの出力バイアス電圧。このピンからNTCピンへの抵抗によりNTCサーミスタがバイアスされます。

NTC(ピン19): NTCピンはバッテリのサーミスタに接続され、充電するにはバッテリの温度が高すぎたり低すぎたりしないか判定します。バッテリの温度が範囲外にあると、範囲内に再度下がるまで充電が停止されます。低ドリフトのバイアス抵抗がV_{NTC}からNTCに必要であり、サーミスタがNTCからグランドに必要です。NTC機能を望まないなら、NTCピンを接地します。

PROG(ピン20): 充電電流設定および充電電流モニタ用ピン。抵抗をPROGからグランドに接続すると充電電流がプログラムされます。

$$I_{CHG}(A) = \frac{1000V}{R_{PROG}}$$

定電流モードで十分な入力電力を利用できると、このピンは1Vにサーボ制御されます。このピンの電圧は常に実際の充電電流を表します。

GATE(ピン21): 理想ダイオードのゲート接続。このピンは、内部理想ダイオードを補うのに使われるオプションの外部PチャネルMOSFETトランジスタのゲートを制御します。PチャネルMOSFETのソースはV_{OUT}に接続し、ドレインはBATに接続します。このピンを高インピーダンスに保って、すべての経路のリークを最小に抑えることが重要です。

BAT(ピン22): 1セル・リチウムイオン・バッテリ・ピン。利用可能な電力と負荷に依存して、BATのリチウムイオン・バッテリは、理想ダイオードを通してシステムの電力をV_{OUT}に供給するか、またはバッテリ・チャージャから充電されます。

V_{OUT}(ピン23): PowerPathコントローラの出力電圧およびバッテリ・チャージャの入力電圧。携帯製品の大半はV_{OUT}から給電します。LTC3557/LTC3557-1は利用可能な電力をV_{OUT}の外部負荷と内部のバッテリ・チャージャの間で分割します。優先順位は外部負荷に与えられ、余分の電力は全てバッテリの充電に使われます。BATからV_{OUT}に接続されている理想ダイオードにより、負荷がV_{BUS}から割り当てられた入力電流を超えて、またはV_{BUS}の電源が取り去られても、V_{OUT}への給電が保証されます。V_{OUT}は低インピーダンスの多層セラミック・コ

ンデンサを使ってバイパスします。V_{OUT}の合計容量が動作電圧と温度の全範囲にわたって最小5μFを維持するようにします。

V_{BUS}(ピン24): USB入力電圧。V_{BUS}は通常コンピュータのUSBポートまたはACアダプタのDC出力に接続されます。V_{BUS}は低インピーダンスの多層セラミック・コンデンサを使ってバイパスします。

ACPR(ピン25): ACアダプタ検出出力(アクティブ”L”)。このピンが”L”だと、ACアダプタ入力コンパレータの入力が入力スレッショルド(標準4.3V)より上に引き上げられていることを示します。このピンを使って外部PチャネルMOSFETのゲートをドライブし、USBポート以外の電源からV_{OUT}に電力を供給することができます。

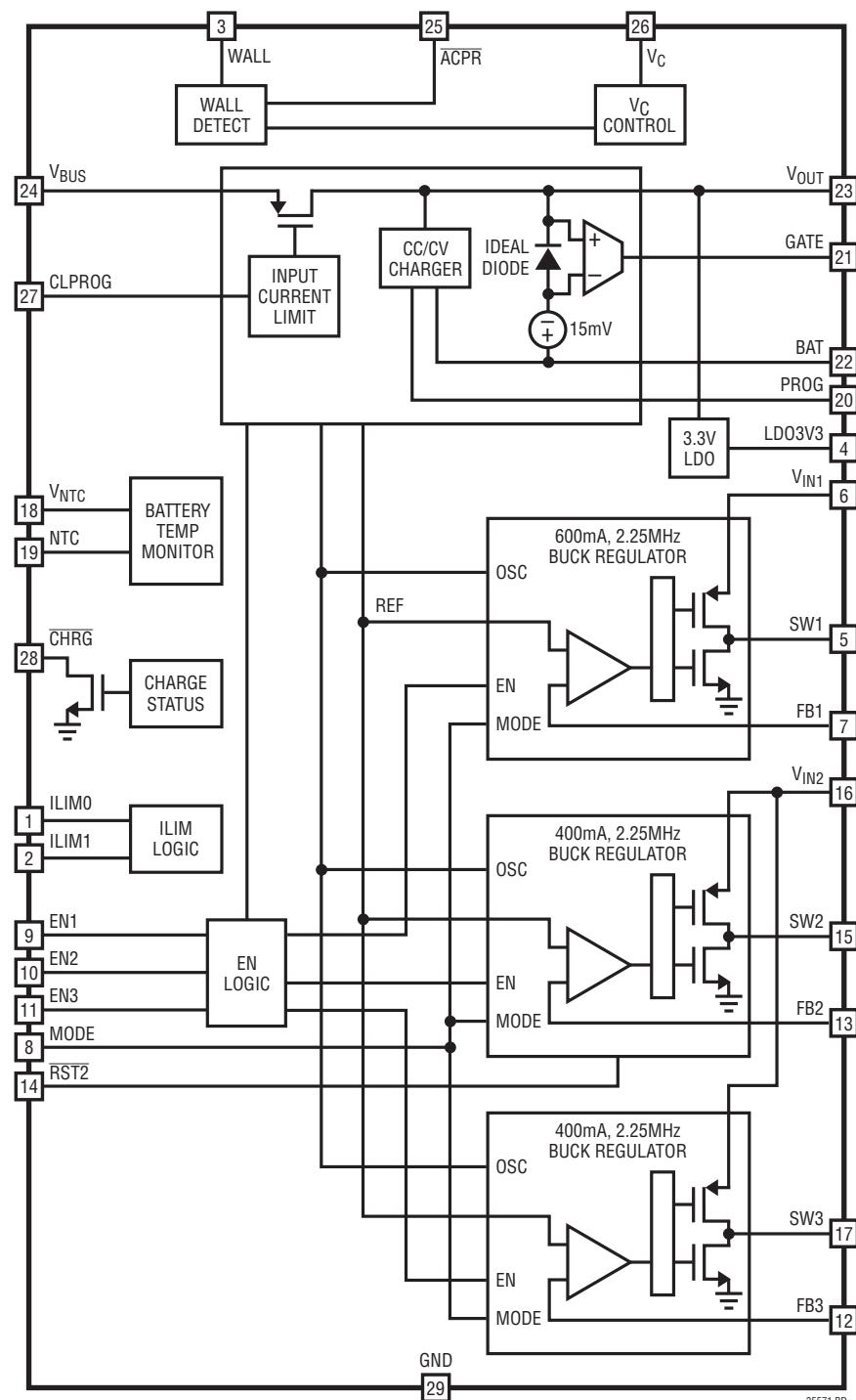
V_C(ピン26): 高電圧降圧レギュレータの制御ピン。このピンを使って、承認された外部高電圧降圧スイッチング・レギュレータのV_Cピンをドライブすることができます。V_{OUT}に電力を供給するには、外部PチャネルMOSFETが必要で、そのゲートをACPRピンに接続します。V_CピンはLT[®]3480、LT3481およびLT3505と組み合わせて動作するように設計されています。

CLPROG(ピン27): 入力電流設定および入力電流モニタ用ピン。CLPROGからグランドに接続した抵抗によってV_{BUS}ピンから引き出される電流の上限(つまり、入力電流制限)が決まります。入力電流の精密な一部(hCLPROG)がCLPROGピンに送られます。入力PowerPathは、CLPROGピンが2.0V(10倍モード)、1.0V(5倍モード)または0.2V(1倍モード)に達するまで、電流を供給します。したがって、V_{BUS}から引き出される電流はhCLPROGとRCLPROGによって与えられる量に制限されます。USBアプリケーションでは、抵抗R_{CLPROG}を2.1k以上に設定します。

CHRG(ピン28): オープン・ドレインの充電状態出力。CHRGピンはバッテリ・チャージャの状態を表します。4つの可能な状態がCHRGで表されます。それらは、充電中、充電中ではない(つまり、フロート充電電流がプログラムされた充電電流の1/10以下)、応答なしのバッテリ(つまり、0.5時間の充電後も電圧が2.8Vより下に留まっている)、およびバッテリ温度が範囲外の4つです。表示するにはプルアップ抵抗またはLEDがCHRGに必要です。

露出パッド(ピン29): グランド。パッケージの露出パッドはグランドになっており、正しい動作と最大の熱伝導のため、PCボードに半田付けする必要があります。

ブロック図



LTC3557/LTC3557-1

動作

はじめに

LTC3557/LTC3557-1は高度に集積化されたパワーマネージメントICで、PowerPathコントローラ、バッテリ・チャージャ、理想ダイオード、「常時オン」LDO、3個の同期整流式降圧スイッチング・レギュレータ、さらに降圧レギュレータのV_Cコントローラを内蔵しています。特にUSBアプリケーション向けに設計されているので、PowerPathコントローラは高精度入力電流制限を組み込んでおり、バッテリ・チャージャと通信して入力電流がUSBの規定に決して違反しないよう保証します。

BATからV_{OUT}への理想ダイオードが、V_{BUS}の電力が足りなくても、またはV_{BUS}に電力が無くても、常に十分な電力がV_{OUT}で利用できるよう保証します。

LTC3557/LTC3557-1はACアダプタや電流が制限されていない他の電源から電力を受け取ることもできます。このような電源を、図1に示されているように、パワー・ショットキー・ダイオードやFETなどの外部デバイスを通してLTC3557/LTC3557-1のV_{OUT}ピンに接続することができます。

LTC3557/LTC3557-1は(外部電源から給電される)出力を利用して、電力を負荷に供給しながらバッテリを充電するユニークな能力を備えています。WALLpinのコンパレータは、ACアダプタの存在を検出して、USBへの接続を切断するように構成設定されています。これにより、ACアダプタが存在するときV_{OUT}からV_{BUS}への逆導通が防がれます。

LTC3557/LTC3557-1はV_C出力ピンを備えており、これを使って、LT3480、LT3481、LT3505などの外部の高電圧降圧スイッチング・レギュレータのV_CピンをドライブしてV_{OUT}pinに電力を供給することができます。V_C制御回路はスイッチング・レギュレータの安定化ポイントをBATpinの電圧よりわずかに高い電圧に調整します。この制御方式により、高入力電圧、高効率のバッテリ・チャージャとPowerPath機能が与えられます。

「常時オン」LDOがV_{OUT}から安定化された3.3Vを供給します。このLDOは常にオンしており、最大25mAを供給するのに使うことができます。

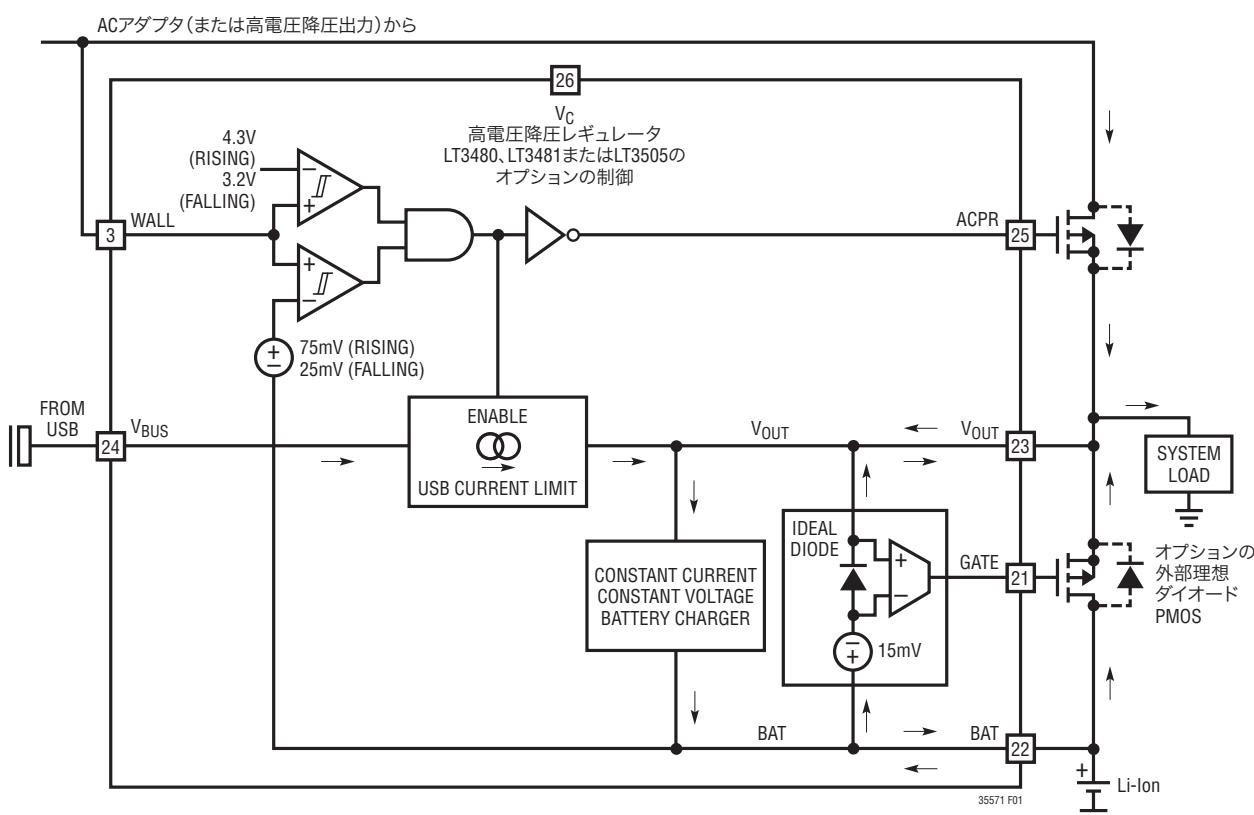


図1. PowerPathの簡略ブロック図

35571fc

動作

LTC3557/LTC3557-1は3個の2.25MHz固定周波数電流モード降圧スイッチング・レギュレータを備えており、それぞれ400mA、400mA、600mAを供給します。全てのスイッチング・レギュレータを0.8Vの最小出力電圧にプログラムすることができます。マイクロコントローラ・コア、マイクロコントローラI/O、メモリまたは他のロジック回路に給電するのに使うことができます。全ての降圧スイッチング・レギュレータが100%のデューティ・サイクルでの動作をサポートしており、軽負荷で高効率を得るためにBurst Mode動作が可能です(Burst Mode動作はピンで選択可能)。スイッチング・レギュレータのための外部補償部品は不要です。

USBのPowerPathコントローラ

LTC3557/LTC3557-1の入力電流制限回路と充電制御回路は、 I_{OUT} の関数としてバッテリ充電電流を制御するとともに入力電流を制限するように設計されています。 V_{OUT} は外部負荷、3個の降圧スイッチング・レギュレータ、「常時オン」3.3V LDOおよびバッテリ・チャージャの組合せをドライブします。

組み合わされた負荷がプログラムされた入力電流リミットを超えると、バッテリ・チャージャはプログラムされた入力電流を維持しながら外部負荷が満たされるのを可能にするのに必要な量だけ充電電流を減らします。バッテリ充電電流が許容USB電流を超えるように設定されても、平均入力電流のUSBの規定値を超えることはありません。さらに、 V_{OUT} の負荷電流が常に優先され、利用可能な余分の電流だけがバッテリの充電に使用されます。

V_{OUT} の組み合わされた負荷がプログラムされた入力電流リミットを超えると、バッテリ・チャージャはプログラムされた入力電流を維持しながら外部負荷が満たされるのを可能にするのに必要な量だけ充電電流を減らします。バッテリ充電電流が許容USB電流を超えるように設定されても、平均入力電流のUSBの規定値を超えることはありません。さらに、 V_{OUT} の負荷電流が常に優先され、利用可能な余分の電流だけがバッテリの充電に使用されます。

CLPROGピンからの電流は V_{BUS} 電流の一部($1/h_{CLPROG}$)です。プログラミング抵抗がCLPROGからGNDに接続されると、CLPROGの電圧は次のように入力電流を表します。

$$I_{VBUS} = I_{BUSQ} + \frac{V_{CLPROG}}{R_{CLPROG}} \cdot h_{CLPROG}$$

ここで、 I_{BUSQ} と h_{CLPROG} は「電気的特性」で与えられています。

入力電流制限はILIM0ピンとILIM1ピンによってプログラムされます。LTC3557/LTC3557-1は入力電流をいくつかの可能な設定のどれかに構成することができます。また非アクティブ状態にすることもできます(USBを一時停止)。入力電流制限は、次式に従って、適切なサーボ電圧とCLPROGの抵抗によって設定されます。

$$I_{VBUS} = I_{BUSQ} + \frac{0.2V}{R_{CLPROG}} \cdot h_{CLPROG} \text{ (1倍モード)}$$

$$I_{VBUS} = I_{BUSQ} + \frac{1V}{R_{CLPROG}} \cdot h_{CLPROG} \text{ (5倍モード)}$$

$$I_{VBUS} = I_{BUSQ} + \frac{2V}{R_{CLPROG}} \cdot h_{CLPROG} \text{ (10倍モード)}$$

2.1kより大きな R_{CLPROG} 抵抗を使えば、最悪条件でもUSBの規定に違反することはありません。

ILIM0ピンとILIM1ピンの利用可能な設定を表1に示します。

表1:制御された入力電流制限

ILIM1	ILIM0	$I_{BUS(LIM)}$
0	0	100mA(1倍)
0	1	1A(10倍)
1	0	一時停止
1	1	500mA(5倍)

ILIM0が”H”でILIM1が”L”的とき、 V_{OUT} の充電電流と利用可能な電流が増加するように入力電流リミットが高い電流リミットに設定されることに注意してください。このモードは一般にACアダプタからの電力を利用できるときに使われます。

BATから V_{OUT} への理想ダイオード

LTC3557/LTC3557-1には、オプションの外部理想ダイオードのコントローラとともに、内部理想ダイオードが備わっています。内部と外部の両方の理想ダイオードは V_{OUT} がBATより下に下がると直ちに応答します。

負荷が入力電流リミットを超えて増加すると、追加電流がバッテリから理想ダイオードを介して引き出されます。さらに、 V_{BUS} (USB)または V_{OUT} (外部AC電源または高電圧レギュレータ)への電力が取り去られると、アプリケーションの電力は全て理想ダイオードを介してバッテリから供給されます。

LTC3557/LTC3557-1

動作

理想ダイオードは十分高速なので、推奨出力コンデンサだけでV_{OUT}の低下が防がれます。理想ダイオードは、V_{OUT}の電圧がBATの電圧より約15mV(V_{FWD})低いと内蔵PチャネルMOSFETをイネーブルする高精度アンプで構成されています。内部の理想ダイオードの抵抗値は約200mΩです。アプリケーションにとってこれで十分であれば、外部部品は不要です。ただし、もっとコンダクタンスが必要であれば、外部PチャネルMOSFETをBATからV_{OUT}に追加することができます。

LTC3557/LTC3557-1のGATEピンは外部PチャネルMOSFETのゲートをドライブして、理想ダイオードを自動的に制御します。MOSFETのソースをV_{OUT}に接続し、ドレインをBATに接続します。GATEピンは1nFの負荷をドライブすることができ、オン抵抗が非常に低い外部PチャネルMOSFETを制御することができます。

WALLピンを使った外部電源の検出

WALL入力ピンを使って外部電源(特にUSB V_{BUS}入力のように固定電流制限を受けることがない電源)の存在を識別することができます。一般に、このような電源はACアダプタの5V出力または高電圧降圧レギュレータ(具体的にはLT3480、LT3481またはLT3505)の低電圧出力です。ACアダプタの出力(または降圧レギュレータの出力)がWALLピンに直接接続され、電圧がWALLピンのスレッショルドを超えると、USBの電力経路(V_{BUS}からV_{OUT})が切断されます。さらに、 \overline{ACPR} ピンが”L”に引き下げられます。外部電源の存在が認識されるには、以下の条件の両方が満たされる必要があります。

1. WALLピンの電圧が約4.3Vを超える必要があります。
2. WALLピンの電圧がVBATを約75mV以上超えている必要があります。

以下の条件のどちらかが満たされると、入力の電力経路(V_{BUS}とV_{OUT}の間)が再度イネーブルされ、 \overline{ACPR} ピンが”H”に引き上げられます。

1. WALLピンの電圧がBATピンの電圧の25mV以内に下がる。
2. WALLピンの電圧が3.2Vより下に下がる。

これらのスレッショルドの各々は、時間領域で適切にフィルタをかけて、WALLピンのトランジエント・グリッチが誤ってイベントをトリガするのを防ぎます。

V_Cピンを使った高電圧降圧レギュレータの制御に関しては、「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

一時停止モード

ILIM0が”L”に引き下げられ、ILIM1が”H”に引き上げられると、USBの規定に適合するため、LTC3557/LTC3557-1は一時停止モードになります。このモードでは、V_{BUS}とV_{OUT}の間の電力経路が高インピーダンス状態に置かれ、V_{BUS}の入力電流は50μAに減少します。WALLとV_{OUT}をドライブする他の電力源が利用できなければ、V_{OUT}に接続されたシステム負荷はBATに接続された理想ダイオードを通して給電されます。外部の電力源がV_{OUT} < V_{BUS}となるようにWALLとV_{OUT}をドライブすると、一時停止モードのV_{BUS}の入力電流は最大200μAになることがあります。

3.3V「常時オン」電源

LTC3557/LTC3557-1には消費電流の非常に低い低ドロップアウト・レギュレータが備わっており、これは常に給電されています。このLDOはシステムの押しボタン・コントローラまたはスタンバイ・マイクロコントローラに電力を供給するのに使うことができます。この「常時オン」LDOは最大25mAを供給するように設計されており、補償用に1μFのMLCCバイパス・コンデンサが必要です。このLDOはV_{OUT}から給電されますので、V_{OUT}が3.3V近くまで下がるにつれ、25mAより小さな負荷でドロップアウト状態に入ります。LDO3V3出力を使わないなら、V_{OUT}に接続してディスエーブルします。

V_{BUS}の低電圧ロックアウト(UVLO)

内部の低電圧ロックアウト回路はV_{BUS}をモニタし、V_{BUS}が立上りUVLOスレッショルド(3.8V)および少なくともV_{OUT}の50mV上を超えて上昇するまで入力電流制限回路をオフ状態に保ちます。V_{BUS}が3.7VまたはV_{OUT}の50mV下より下になると、UVLOのヒステリシスにより入力電流制限がオフします。これが起きると、V_{OUT}のシステム電力は理想ダイオードを通してバッテリから引き出されます。抵抗性の入力電源を使用しているとき、UVLOへ出入りする発振の可能性を最小にするため、V_{BUS}が標準4.45Vを下回ると入力電流制限が減少します。

動作

バッテリチャージャ

LTC3557/LTC3557-1は自動再充電、安全タイマによる自動終了、低電圧トリクル充電、不良セル検出および温度範囲外充電一時停止のためのサービス・センサ入力付き定電流/定電圧バッテリ・チャージャを備えています。

バッテリの充電サイクルを開始するとき、バッテリ・チャージャはまずバッテリが深放電しているか判定します。バッテリ電圧が V_{TRKL} (標準2.85V)より低いと、自動トリクル充電機能により、バッテリ充電電流がプログラムされた値の10%に設定されます。低電圧が0.5時間以上継続すると、バッテリ・チャージャは自動的に終了し、 \overline{CHRG} ピンを通してバッテリが応答しないことを表示します。

バッテリ電圧が2.85Vを超えると、バッテリ・チャージャはフルパワーの定電流モードで充電を開始します。バッテリに供給される電流は $1000V/R_{PROG}$ に達しようと試みます。利用可能な入力電力と外部負荷状態に依存して、バッテリ・チャージャはプログラムされた最大レートで充電できることも、できないこともあります。外部負荷がバッテリ充電電流よりも常に優先されます。USB電流制限のプログラミングは常に守られ、追加電流だけがバッテリの充電に利用できます。システム負荷が軽いとき、バッテリ充電電流が最大になります。

充電終了

バッテリ・チャージャは安全タイマを内蔵しています。バッテリ電圧がフロート電圧(LTC3557では4.2V、LTC3557-1では4.1V)に近づくと、LTC3557/LTC3557-1が定電圧モードに入るので充電電流が減少し始めます。定電圧モードに達したことをバッテリ・チャージャが検出すると、4時間の安全タイマがスタートします。安全タイマの時間が経過するとバッテリの充電は終了し、電流は供給されません。

自動再充電

バッテリ・チャージャは終了後オフ状態に留まり、バッテリからは数マイクロアンペアの電流しか流れません。携帯製品が十分長い時間この状態に留まると、バッテリがいつかは自己放電します。バッテリが常に満充電されているように、バッテリ電圧が V_{RECHRG} (標準でLTC3557では4.1V、LTC3557-1では4V)より下に下が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} より下に下がったとき安全タイマが作動中だと、タイマは再度ゼロにリセットされます。 V_{RECHRG} より下への短時間の低下によって安全タイマがリセットするのを防ぐため、バッテリ電圧は1.3msより長く V_{RECHRG} より下

に下がらなければなりません。さらに、 V_{BUS} UVLOが”L”になり、続いて”H”になると(たとえば、 V_{BUS} が取り去られ、再度接続されると)、充電サイクルと安全タイマが再スタートします。

充電電流

充電電流はPROGからグランドに接続された1個の抵抗を使ってプログラムされます。バッテリ充電電流の1/1000が、1.000Vにサーボ制御しようとするPROGピンに供給されます。こうして、バッテリ充電電流はPROGの電流の1000倍に達しようとします。プログラム抵抗と充電電流は以下の式を使って計算されます。

$$R_{PROG} = \frac{1000V}{I_{CHG}}, I_{CHG} = \frac{1000V}{R_{PROG}}$$

定電流充電モードまたは定電圧充電モードのどちらでも、PROGピンの電圧はバッテリに供給される実際の充電電流に比例します。したがって、実際の充電電流は、いつでもPROGピンの電圧をモニタし、次の式を使って求めることができます。

$$I_{BAT} = \frac{V_{PROG}}{R_{PROG}} \cdot 1000$$

多くの場合、利用可能な入力電流が制限されており、また V_{OUT} から給電されるシステム負荷が優先されるため、実際のバッテリ充電電流(I_{BAT})は I_{CHG} より低くなります。

熱制限

ICや周囲の部品への熱的損傷を防ぐため、ダイの温度が約110°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。

LTC3557/LTC3557-1

動作

熱安定化機能は高電力動作や高い周囲温度条件による過度の温度上昇からLTC3557/LTC3557-1を保護し、LTC3557/LTC3557-1や外部部品を損傷する危険なしに、ユーザーが特定の回路基板デザインの電力処理能力の限界を押し上げることを可能にします。LTC3557/LTC3557-1の熱制御ループの利点は、最悪条件ではバッテリ・チャージャが自動的に電流を減らす保証があるので、特定のアプリケーションに対して充電電流(最悪条件ではなく)実際の条件に従って設定することができます。

充電状態の表示

$\overline{\text{CHRG}}$ ピンはバッテリ・チャージャの状態を表します。可能な4つの状態が $\overline{\text{CHRG}}$ によって表されます。これらの状態には、充電中、充電停止、応答しないバッテリ、および範囲外のバッテリ温度が含まれます。

$\overline{\text{CHRG}}$ ピンの信号は人間にとっても、コンピュータにとっても、上記の4つの状態の1つとして簡単に認識できます。オープン・ドレイン出力である $\overline{\text{CHRG}}$ ピンは、人間とのインターフェースのため電流制限抵抗を通して表示用LEDをドライブするか、またはマイクロプロセッサとのインターフェースのため単にプルアップ抵抗をドライブすることができます。

人間とマイクロプロセッサの両方で $\overline{\text{CHRG}}$ ピンを簡単に認識できるように、このピンは充電中の場合DC信号のオン、充電していない場合オフになり、または2つの可能なフォールト(応答しないバッテリおよび範囲外のバッテリ温度)を表示するため高い周波数(35kHz)でスイッチングします。

充電が開始されると、 $\overline{\text{CHRG}}$ が”L”に引き下げられ、通常の充電サイクルの間”L”に保たれます。充電が完了すると、つまりチャージャが定電圧モードに入り、充電電流がプログラムされた値の1/10に低下すると、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンはリリースされます(高インピーダンス)。LTC3557/LTC3557-1が入力電流制限状態にあると、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンはC/10レッショルドに応答しません。これにより、バッテリ・チャージャが利用可能な電力の不足による誤った充電終了を表示するのを防ぎます。フォールトが起きると、このピンは35kHzでスイッチングします。スイッチングの間、そのデューティ・サイクルは高い値と低い値の間に非常に低い周波数で変調されます。高低のデューティ・サイクルは、LEDがオンまたはオフに見えるのに十分なだけ明瞭に区別され、したがってLEDが明滅しているように見えるようにします。2つのフォールトは、人間が識別できるようにそれぞれ固有の

「明滅」レートをもち、またマシーンが識別できるように2つの固有のデューティ・サイクルをもちます。

バッテリ・チャージャがアクティブなときの $\overline{\text{CHRG}}$ ピンの4つの可能な状態を表2に示します。

表2: $\overline{\text{CHRG}}$ 出力ピン

状態	周波数	変調(明滅) 周波数	デューティ・ サイクル
充電中	0Hz	0Hz (Lo-Z)	100%
$I_{\text{BAT}} < C/10$	0Hz	0Hz (Hi-Z)	0%
NTCフォールト	35kHz	1.5Hz at 50%	6.25% or 93.75%
バッテリ不良	35kHz	6.1Hz at 50%	12.5% or 87.5%

NTCフォールトは35kHzのパルス列で表され、そのデューティ・サイクルは1.5Hzのレートで6.25%と93.75%の間でトグルします。人間の目には1.5Hzのレートは「ゆっくりした」明滅として見え、範囲外のバッテリ温度を示します。他方、マイクロプロセッサは6.25%または93.75%のどちらかのデューティ・サイクルをNTCフォールトとして解読することができます。

充電に対してバッテリが応答しないと(つまり、その電圧がV_{TRKL}(標準2.85V)より下に0.5時間留まっていると)、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンはバッテリ・フォールトを表示します。このフォールトの場合、人間の目には6.1HzのLEDの「高速」明滅として見えます。他方、マイクロプロセッサは12.5%または87.5%のどちらかのデューティ・サイクルを不良バッテリ・フォールトとして解読することができます。LTC3557/LTC3557-1は3端子PowerPath製品で、バッテリ充電よりもシステム負荷が常に優先されることに注意してください。過度のシステム負荷により、不良バッテリのタイムアウト時間内にトリクル充電のスレッショルド電圧より上にバッテリを充電するには電力が十分ではないことがあります。この場合、バッテリ・チャージャは誤って不良バッテリを表示します。この場合、システムのソフトウェアで負荷を減らし、バッテリ・チャージャをリセットして再試行させることができます。

可能性は非常に低いのですが、明/暗の(低デューティ・サイクル/高デューティ・サイクルの)間を遷移する瞬間にデューティ・サイクルを読み取ることができます。この場合、デューティ・サイクルの読み取り値はちょうど50%になります。デューティ・サイクルの読み取り値が50%だと、システムのソフトウェアによってそれを無効にし、新しくデューティ・サイクルを読み取らせます。

動作

NTCサーミスタ

バッテリの温度は負温度係数(NTC)サーミスタをバッテリ・パックの近くに配置して測定します。NTC回路を図4に示します。この機能を利用するには、NTCサーミスタ(R_{NTC})をNTCピンとグランドの間に接続し、バイアス抵抗(R_{NOM})を V_{NTC} からNTCに接続します。 R_{NOM} は、選択したNTCサーミスタの25°Cでの値(R_{25})に等しい値の1%抵抗にします。サーミスタ電流はLTC3557/LTC3557-1によっては測定されず、USBに適合するよう考慮を入れる必要がありますので、100kサーミスタを推奨します。

LTC3557/LTC3557-1はNTCサーミスタの抵抗が R_{25} の値の0.54倍、つまり約54kまで低下すると充電を一時停止します(Vishayの「曲線1」のサーミスタの場合、これは約40°Cに相当します)。バッテリ・チャージャが定電圧(フロート)モードならば、サーミスタが有効温度に戻ったことを示すまで安全タイマも一時停止します。温度が下がるにつれ、NTCサーミスタの抵抗が増加します。LTC3557/LTC3557-1はNTCサーミスタの値が R_{25} の値の3.25倍に増加したときも充電を一時停止するように設計されています。Vishayの「曲線1」のサーミスタの場合、この抵抗(325k)は約0°Cに相当します。高温コンパレータと低温コンパレータはそれぞれ約3°Cのヒステリシスをもっており、トリップ点の近くでの発振を防ぎます。NTCピンを接地すると全てのNTC機能がディスエーブルされます。

汎用降圧スイッチング・レギュレータ

LTC3557/LTC3557-1は3個の2.25MHz固定周波数電流モード降圧スイッチング・レギュレータを備えており、それぞれ400mA、400mA、600mAを供給します。全てのスイッチング・レギュレータを0.8Vの最小出力電圧にプログラムすることができます、マイクロコントローラ・コア、マイクロコントローラI/O、メモリまたは他のロジック回路に給電するのに使うことができます。全ての降圧スイッチング・レギュレータが、入力電圧が出力電圧のすぐ近くまで低下したとき100%のデューティ・サイクルでの動作(低ドロップアウト・モード)をサポートしており、軽負荷で高効率を得るためにBurst Mode動作が可能です(Burst Mode動作はピンで選択可能)。降圧スイッチング・レギュレータは、起動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EMI放射を減らすスイッチ・ノードのスルー制限回路も備えています。スイッチング・レギュレータのための外部補償部品は不要です。

1個のMODEピンが全ての降圧スイッチング・レギュレータをBurst Mode動作またはパルス・スキップ動作に設定しますが、各レギュレータはそれぞれのイネーブル・ピン(EN1、EN2お

よびEN3)によって個別にイネーブルされます。降圧スイッチング・レギュレータの入力電源(V_{IN1} と V_{IN2})はシステム電源ピン(V_{OUT})に接続することを推奨します。これにより、 V_{OUT} 電圧が $V_{OUT\ UVLO}$ のスレッショルドより下に下がったとき、 V_{OUT} ピンの低電圧ロックアウト回路($V_{OUT\ UVLO}$)が降圧スイッチング・レギュレータをディスエーブルすることができます。降圧スイッチング・レギュレータの入力電源を V_{OUT} 以外の電圧でドライブする場合、規定動作範囲の外での動作は保証されないので、レギュレータが規定動作範囲の外で動作しないようにします。

降圧スイッチング・レギュレータの出力電圧のプログラミング

降圧スイッチング・レギュレータのアプリケーション回路を図2に示します。各降圧スイッチング・レギュレータのフルスケール出力電圧は、降圧スイッチング・レギュレータの出力から帰還ピン($FB1$ 、 $FB2$ および $FB3$)に接続された抵抗分割器を使って次式のようにプログラムします。

$$V_{OUTx} = 0.8V \cdot \left(\frac{R1}{R2} + 1 \right)$$

$R1$ の標準的値は40k~1Mです。コンデンサ C_{FB} は帰還抵抗とFBピンの入力容量によって生じるポールをキャンセルし、0.8Vよりはるかに大きな出力電圧の過渡応答を改善するのにも役立ちます。 C_{FB} には様々なサイズのコンデンサを使うことができますが、ほとんどのアプリケーションには10pFの値を推奨します。2pF~22pFのコンデンサ・サイズで実験すると過渡応答の改善が得られるでしょう。

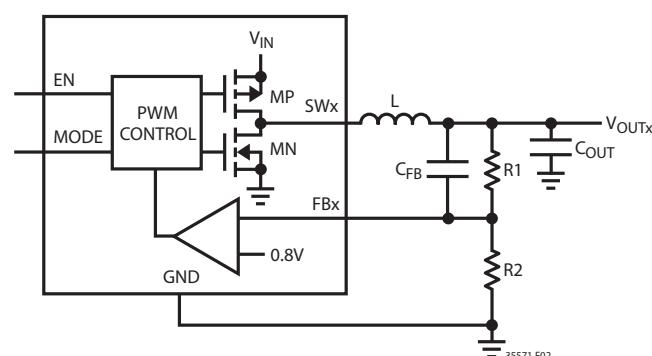


図2. 降圧コンバータのアプリケーション回路

動作

降圧スイッチング・レギュレータのRST2動作

RST2ピンはオープン・ドレインの出力で、降圧スイッチング・レギュレータ2がイネーブルされてその最終値に達したことを示すのに使われます。システムのコントローラが自己をリセットするのに十分な時間を与えるため、スイッチング・レギュレータ2がその安定化値の92%に達したときから230msの遅延が含まれます。RST2は、レギュレータ2によって給電されるマイクロプロセッサへのパワーオン・リセットとして使うことができます。または、電源シーケンシングのため、レギュレータの1や3をイネーブルするのに使うことができます。RST2はオープン・ドレインの出力で、レギュレータ2の出力電圧または他の適当な電源へのプルアップ抵抗が必要です。

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2つの可能な動作モードが備わっており、多様なアプリケーションのノイズ/電力要件を満たします。

パルス・スキップ・モードでは、内部ラッチが各サイクルの始点でセットされ、メインPチャネルMOSFETスイッチをオンします。各サイクルの間に、電流コンパレータがピーク・インダクタ電流を誤差アンプの出力と比較します。電流コンパレータの出力が内部ラッチをリセットすると、メインPチャネルMOSFETスイッチがオフし、NチャネルMOSFET同期整流器がオンします。NチャネルMOSFET同期整流器は、2.25MHzのサイクルが終るか、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します。この動作モードを使って、誤差アンプはピーク・インダクタ電流を調節し、必要な出力電力を供給します。必要な補償は全て降圧スイッチング・レギュレータの内部にあり、1個のセラミック出力コンデンサだけが安定性のために必要です。パルス・スキップ・モードで軽負荷の場合、インダクタ電流は各パルスでゼロに達することがあり、NチャネルMOSFET同期整流器をオフします。この場合、スイッチ・ノード(SW1、SW2またはSW3)は高インピーダンスになり、スイッチ・ノードの電圧にリンギングが生じます。これは不連続動作で、スイッチング・レギュレータにとって正常な振舞いです。パルス・スキップ・モードで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て出力を安定化状態に維持します。高いデューティ・サイクルでは($V_{OUTX} > V_{INX}/2$)、軽負荷でインダクタ電流が反転して降圧スイッチング・レギュレータが連続的に動作する可能性があります。連続的に動作しているとき、レギュレーションと低ノイズ出力電圧が維持されますが、入力動作電流は数ミリアンペアに増加します。

Burst Mode動作では、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PWM動作とヒステリシスをもった制御の間を自動的に切り替わります。降圧スイッチング・レギュレータは軽負荷ではインダクタ電流を直接制御し、ヒステリシスをもった制御ループを使ってノイズとスイッチング損失の両方を最小に抑えます。Burst Mode動作の間、出力コンデンサは安定化ポイントよりわずかに高い電圧に充電されます。降圧スイッチング・レギュレータは次にスリープ・モードに入り、その間出力コンデンサが負荷に電流を供給します。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はパワーダウンし、バッテリ電力の節約に寄与します。出力電圧が予め決められた値より下に下がると、降圧スイッチング・レギュレータ回路がパワーオンして、新しいバースト・サイクルが開始されます。スリープ時間は負荷電流が増加するにつれて減少します。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・レギュレータは低ノイズ固定周波数PWMモードの動作に切り替わり、高負荷でのパルス・スキップ動作とほとんど同じです。低出力電流でいくらかの出力リップルを許容できるアプリケーションでは、Burst Mode動作は軽負荷でパルス・スキップより効率が良くなります。

この降圧スイッチング・レギュレータはモード間を動的に移行することを許すので、負荷が与えられていてもモード間をシームレスに移行します。これにより、ユーザーはモードをあちらこちらと切り替えて、必要に応じて出力リップルを減らしたり、低電流効率を上げたりすることができます。Burst Mode動作はMODEピンを”H”にドライブすることによって設定され、パルス・スキップ・モードはMODEピンを”L”にドライブすることによって設定されます。

シャットダウン時の降圧スイッチング・レギュレータ

この降圧スイッチング・レギュレータは動作をイネーブルされていないときはシャットダウン状態になります。シャットダウン状態では、降圧スイッチング・レギュレータの全ての回路がスイッチング・レギュレータの入力電源から切断されており、数ナノアンペアのリーク電流が残るだけです。降圧スイッチング・レギュレータの出力は、シャットダウン状態のとき、個別にスイッチ・ピン(SW1、SW2またはSW3)の10k抵抗を通してグランドに引き下げられます。

動作

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ことは可能です(たとえば、プログラムされた出力電圧が3.3Vでバッテリ電圧が3.4V)。この状態が生じると、PMOSスイッチがデューティ・サイクル100%で連続的にオンするまでそのデューティ・サイクルが増加します。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とインダクタの電圧降下を差し引いた電圧に等しくなります。

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降圧スイッチング・レギュレータのピーク・インダクタ電流を500μsの時間をかけて徐々に増加させることにより実現されます。これにより、各出力はゆっくり立ち上がることができ、スイッチング・レギュレータの出力コンデンサを充電するのに必要な突入電流を最小に抑える効果があります。ソフトスタート・サイクルはあるスイッチング・レギュレータがイネーブルされたとき、またはフォールト状態(サーマル・シャットダウンやUVLO)が発生した後に開始されます。ソフトスタート・サイクルは動作モードの変更によってはトリガされません。このため、動作モードをアクティブに切り替えるとき、出力をシームレスに遷移させることができます。

降圧スイッチング・レギュレータのスイッチング・スルーレートの制御

降圧スイッチング・レギュレータはスイッチ・ノード(SW1、SW2およびSW3)のスルーレートを制限する特許出願中の新しい回路を備えています。この新しい回路は、スイッチ・ノードが2ナノ秒の時間をかけて遷移す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と導通電源ノイズを大幅に減らします。

降圧スイッチング・レギュレータの低電源動作

V_{OUT}の低電圧ロックアウト(UVLO)回路は、V_{OUT}が約2.7Vより下にな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。降圧スイッチング・レギュレータの入力電源は電力経路の出力(V_{OUT})に接続することを推奨します。このUVLOは、降圧スイッチング・レギュレータが(安定化が失われたり望ましくない動作が生じるおそれのある)低電源電圧で動作するのを防ぎます。降圧スイッチング・レギュレータの入力電源をV_{OUT}ピン以外の電圧でドライブする場合、規定動作範囲の外での動作は保証されないので、レギュレータが規定動作範囲の外で動作しないようにします。

降圧スイッチング・レギュレータのインダクタの選択

多くのメーカーからサイズと形の異なるインダクタが豊富に提供されています。このように多様なデバイスから最適なインダクタを選択するのは容易ではありませんが、いくつかの基本的なガイドラインに従うと、選択過程がはるかに簡単になります。

降圧コンバータは2.2μH～10μH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、最大400mAの出力電流を供給する降圧スイッチング・レギュレータには4.7μHのインダクタを推奨します。最大600mAを供給する降圧スイッチング・レギュレータには3.3μHのインダクタを推奨します。大きな値のインダクタではリップル電流が減少し、出力リップル電圧が改善されます。小さな値のインダクタではリップル電流が高くなり、過渡応答時間が改善されますが、利用可能な出力電流が減少します。効率を最大にするため、DC抵抗の低いインダクタを選択します。1.2Vの出力では、400mAの負荷電流で100mΩの直列抵抗の場合、効率は約2%減少し、100mAの負荷電流で300mΩの直列抵抗の場合、約2%減少します。DC電流定格が最大負荷電流の少なくとも1.5倍あるインダクタを選択して、インダクタが通常動作時に飽和しないようにします。出力に短絡状態が生じる可能性があれば、インダクタは降圧コンバータの規定最大ピーク電流を扱える定格のものにします。

コアの材質と形状が異なると、インダクタのサイズ/電流の関係および価格/電流の関係が変化します。フェライトやパーマロイを素材とするトロイド・コアやシールドされた壺型コアは小型で、エネルギー放射は大きくありませんが、類似の電気特性を有する鉄粉コアのインダクタより一般に高価です。非常に薄いか、体積が非常に小さいインダクタは一般にコア損失とDCR損失がとても大きく、最高の効率は得られません。使用するインダクタの種類の選択は、降圧スイッチング・レギュレータの動作条件に依存するよりも、価格とサイズ/性能や放射EMIの条件に多くの場合依存します。

LTC3557/LTC3557-1

動作

インダクタ値はBurst Mode動作にも影響を与えます。インダクタの値が小さいと、Burst Modeのスイッチング周波数が高くなります。

降圧スイッチング・レギュレータに使えるいくつかのインダクタを表3に示します。これらのインダクタは電流定格、DCRおよび物理的サイズのバランスがうまく取れています。インダクタの品揃えの詳細については各メーカーへお問い合わせください。

降圧スイッチング・レギュレータの入力コンデンサ/出力コンデンサの選択

各降圧スイッチング・レギュレータの入力電源とともに両方の降圧スイッチング・レギュレータの出力には低ESR(等価直列抵抗)のセラミック・コンデンサを使います。X5RとX7Rのセラミック・コンデンサは他のセラミック・タイプに比べて広い電圧範囲と温度範囲で容量を維持するので、X5RまたはX7Rのセラミック・コンデンサだけを使用します。降圧スイッチング・レギュレータの出力には10μFの出力コンデンサで十分です。良

好な過渡応答と安定性を得るには、降圧スイッチング・レギュレータの出力コンデンサは動作温度範囲とバイアス電圧範囲にわたって少なくとも4μFの容量を維持する必要があります。各スイッチング・レギュレータの入力電源は2.2μFのコンデンサを使ってバイパスします。セラミック・コンデンサの選択と仕様の詳細についてはコンデンサのメーカーへお問い合わせください。高さが制限されているデザインに最適な非常に薄い(高さが1mm以下)セラミック・コンデンサが多くのメーカーから提供されています。セラミック・コンデンサ・メーカーをいくつか表4に示します。

表4. セラミック・コンデンサのメーカー

AVX	www.avxcorp.com
Murata	www.murata.com
Taiyo Yuden	www.t-yuden.com
Vishay Siliconix	www.vishay.com
TDK	www.tdk.com

表3. 降圧スイッチング・レギュレータ向け推奨インダクタ

INDUCTOR TYPE	L (μH)	MAX I _{DC} (A)	MAX DCR (Ω)	SIZE in mm (L × W × H)	MANUFACTURER
DE2818C	4.7	1.25	0.072	3.0 × 2.8 × 1.8	Toko www.toko.com
	3.3	1.45	0.053	3.0 × 2.8 × 1.8	
D312C	4.7	0.79	0.24	3.6 × 3.6 × 1.2	
	3.3	0.90	0.20	3.6 × 3.6 × 1.2	
DE2812C	4.7	1.2	0.13*	3.0 × 2.8 × 1.2	
	3.3	1.4	0.105*	3.0 × 2.8 × 1.2	
CDRH3D16	4.7	0.9	0.11	4.0 × 4.0 × 1.8	Sumida www.sumida.com
	3.3	1.1	0.085	4.0 × 4.0 × 1.8	
CDRH2D11	4.7	0.5	0.17	3.2 × 3.2 × 1.2	
	3.3	0.6	0.123	3.2 × 3.2 × 1.2	
CLS4D09	4.7	0.75	0.19	4.9 × 4.9 × 1	
SD3118	4.7	1.3	0.162	3.1 × 3.1 × 1.8	Cooper www.cooperet.com
	3.3	1.59	0.113	3.1 × 3.1 × 1.8	
SD3112	4.7	0.8	0.246	3.1 × 3.1 × 1.2	
	3.3	0.97	0.165	3.1 × 3.1 × 1.2	
SD12	4.7	1.29	0.117*	5.2 × 5.2 × 1.2	
	3.3	1.42	0.104*	5.2 × 5.2 × 1.2	
SD10	4.7	1.08	0.153*	5.2 × 5.2 × 1.0	
	3.3	1.31	0.108*	5.2 × 5.2 × 1.0	
LPS3015	4.7	1.1	0.2	3.0 × 3.0 × 1.5	Coil Craft www.coilcraft.com
	3.3	1.3	0.13	3.0 × 3.0 × 1.5	

*Typical DCR

35571fc

アプリケーション情報

V_Cピンを通した外部HV降圧制御

WALL、ACPRおよびVCの各ピンをLT[®]3480、LT3481、LT3505などの外部高電圧降圧レギュレータと組み合わせて使って、図3～図5に示されているように、パワーPチャネルMOSFETを介して電力をV_{OUT}ピンに直接供給することができます(承認された高電圧降圧レギュレータの完全なリストに関しては、弊社にお問い合わせください)。WALLピンの電圧が4.3Vを超えると、V_Cピンの制御回路がダイネーブルされ、LT3480、LT3481またはLT3505のV_Cピンをドライブします。V_Cピンの制御回路は、V_Cノードに補償部品を必要としないよ

うに設計されています。V_{OUT}ピンの電圧は図6と図7に示されているように(BAT+300mV)または3.6Vの大きな方に安定化されます。高電圧レギュレータの帰還ネットワークは4.4Vより高い出力電圧を発生するように設定します(必ず降圧レギュレータの出力電圧の許容誤差を含めてください)。LTC3557のV_C制御は外部高電圧降圧レギュレータのローカルV_C制御をオーバードライブします。したがって、V_C制御が一旦イネーブルされると、出力電圧は降圧レギュレータの帰還ネットワークとは独立に設定されます。

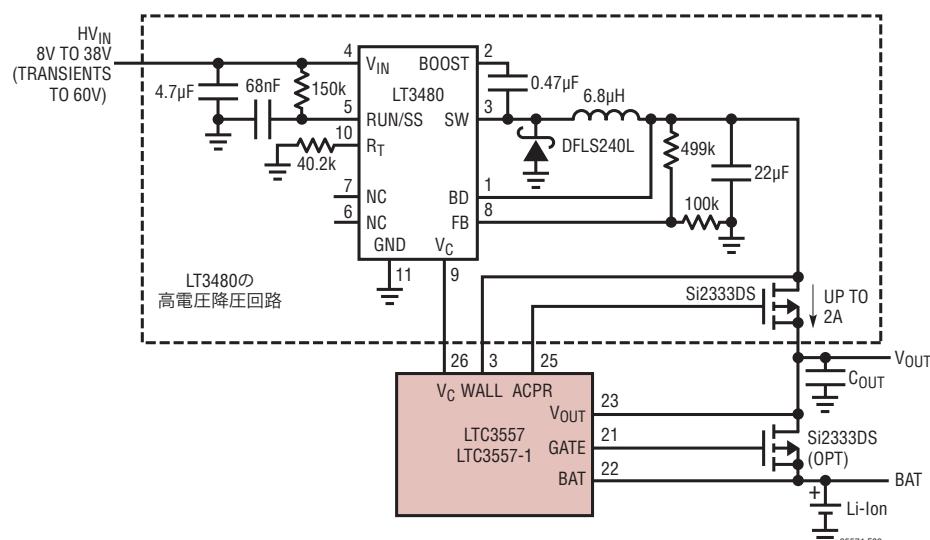


図3. V_C を使ったLT3480の降圧制御(800kHzのスイッチング)

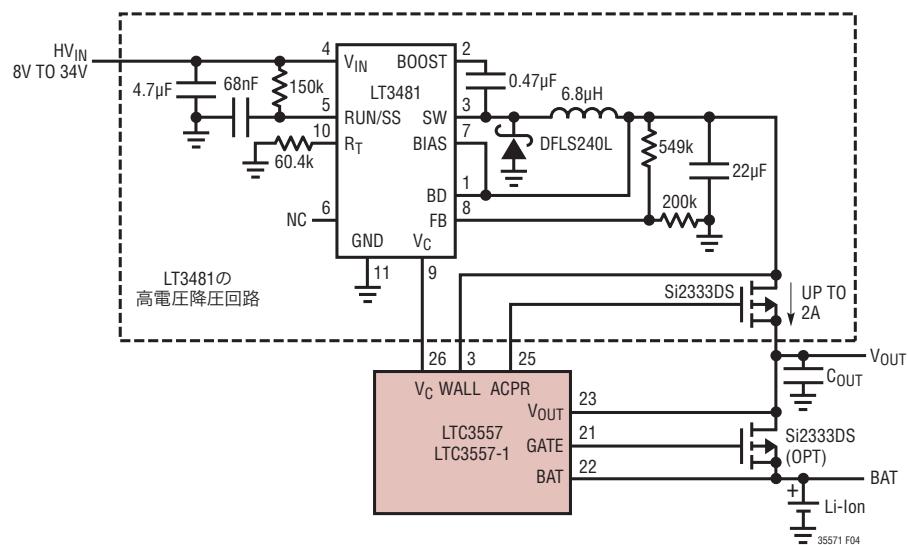


図4. V_C を使ったLT3481の降圧制御(800kHzのスイッチング)

LTC3557/LTC3557-1

アプリケーション情報

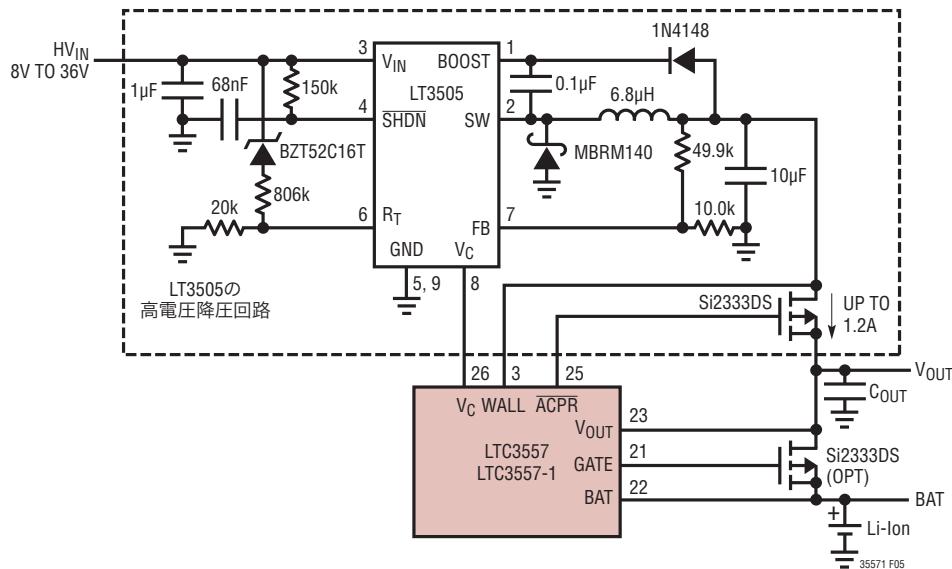


図5. V_C を使ったLT3505の降圧制御(周波数フォールドバック付き2.2MHzスイッチング)

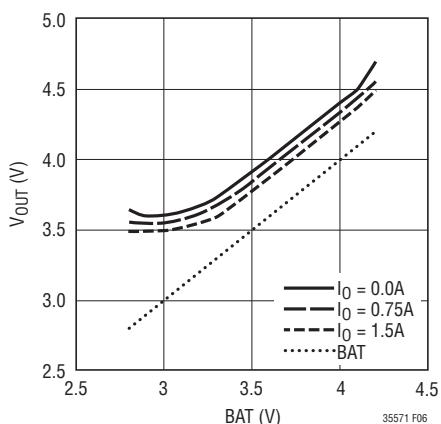


図6. LTC3557のV_{OUT}電圧とLT3480を使ったバッテリ電圧

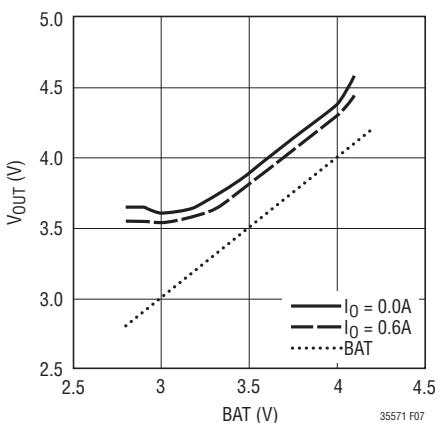


図7. LTC3557-1のV_{OUT}電圧とLT3505を使ったバッテリ電圧

この手法は、バッテリ・チャージャをドライブするのに5V降圧レギュレータを使うのに比べて効率の点でかなり有利です。単純に5V降圧レギュレータの出力で V_{OUT} をドライブすると、チャージャの効率はおよそ次のようにになります。

$$\eta_{CHARGER} = \eta_{BUCK} \cdot \frac{V_{BAT}}{5V}$$

ここで、 η_{BUCK} は高電圧降圧レギュレータの効率、5Vは降圧レギュレータの出力電圧です。降圧レギュレータの標準的効率の87%と標準的バッテリ電圧の3.8Vを使うと、バッテリ・チャージャの合計効率は約66%になります。1Aの充電電流を仮定すると、バッテリを充電するだけで、これは2Wに近い電力消費になります。

V_C 制御手法を使うと、バッテリ・チャージャの効率はおよそ次のようにになります。

$$\eta_{CHARGER} = \eta_{BUCK} \cdot \frac{V_{BAT}}{0.3V + V_{BAT}}$$

上と同じ仮定をすると、バッテリ・チャージャの合計効率はおよそ81%です。この例では、わずか900mWの電力消費になります。ここにリストされている以外のアプリケーション、部品の選択および基板のレイアウトの詳細に関しては、LT3480、LT3481またはLT3505のそれぞれのデータシートを参照してください。

アプリケーション情報

代わりのNTCサーミスタとバイアス

LTC3557/LTC3557-1は、接地されたサーミスタとバイアス抵抗がNTCに接続されると、温度条件を満たした充電を行います。サーミスタの室温抵抗(R_{25})に等しい値のバイアス抵抗を使うと、上端と下端の温度がそれぞれ約40°Cと0°Cに予めプログラムされます(Vishayの「曲線1」のサーミスタを想定)。

上端と下端の温度のスレッショルドはバイアス抵抗の値を修正するか、または第二の調整抵抗を回路に追加して調節することができます。バイアス抵抗だけを調節すると、上端または下端のスレッショルドのどちらかを修正できますが、両方を修正することはできません。他方のトリップ・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うと、上端と下端の両方の温度のトリップ・ポイントを独立にプログラムすることができますが、上端と下端の温度スレッショルドの間の差を小さくすることはできないという制約があります。各手法の例を下に示します。

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もっています。以下の例で使われているVishay-DaleのサーミスタNTHS0603N011-N1003Fの公称値は100kで、Vishayの「曲線1」の抵抗/温度特性に従います。

下の説明では、以下の表記を使います。

R_{25} = 25°Cでのサーミスタの値

$R_{NTC|COLD}$ = 低温トリップ・ポイントでのサーミスタの値

$R_{NTC|HOT}$ = 高温トリップ・ポイントでのサーミスタの値

r_{COLD} = $R_{NTC|COLD}$ の R_{25} に対する比

r_{HOT} = $R_{NTC|HOT}$ の R_{25} に対する比

R_{NOM} = 主サーミスタ・バイアス抵抗(図8を参照)

R_1 = オプションの温度範囲調整抵抗(図9を参照)

LTC3557/LTC3557-1の温度条件評価のためのトリップ・ポイントは、高温スレッショルドの場合 $0.349 \cdot V_{VNTC}$ 、低温スレッショルドの場合 $0.765 \cdot V_{VNTC}$ に内部でプログラムされます。

したがって、高温トリップ・ポイントは次のとき設定されます。

$$\frac{R_{NTC|HOT}}{R_{NOM} + R_{NTC|HOT}} \cdot V_{VNTC} = 0.349 \cdot V_{VNTC}$$

そして、低温トリップ・ポイントは次のとき設定されます。

$$\frac{R_{NTC|COLD}}{R_{NOM} + R_{NTC|COLD}} \cdot V_{VNTC} = 0.765 \cdot V_{VNTC}$$

これらの式を $R_{NTC|COLD}$ と $R_{NTC|HOT}$ について解くと、以下のようにになります。

$$R_{NTC|HOT} = 0.536 \cdot R_{NOM}$$

および

$$R_{NTC|COLD} = 3.25 \cdot R_{NOM}$$

R_{NOM} を R_{25} に等しいと置くと、上の式から $r_{HOT} = 0.536$ および $r_{COLD} = 3.25$ となります。これらの比をVishayの「抵抗/温度曲線1」の表と対比すると、約40°Cの高温トリップ・ポイントと約0°Cの低温トリップ・ポイントが得られます。高温と低温のトリップ・ポイントの差は約40°Cです。

R_{25} と異なるバイアス抵抗(R_{NOM})を使って、高温と低温のトリップ・ポイントをどちらの方向にでも動かすことができます。サーミスタの非直線性により、温度スパンはいくらか変化します。以下の式を使ってバイアス抵抗の新しい値を簡単に計算することができます。

$$R_{NOM} = \frac{r_{HOT}}{0.536} \cdot R_{25}$$

$$R_{NOM} = \frac{r_{COLD}}{3.25} \cdot R_{25}$$

ここで、 r_{HOT} と r_{COLD} は望みの高温と低温のトリップ・ポイントでの抵抗比です。これらの式は関連し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・ポイントの片方だけを選択することが可能で、他方はICに組み込まれているデフォルトの比によって決まります。高温トリップ・ポイントを60°Cにしたい場合の例を検討します。

LTC3557/LTC3557-1

アプリケーション情報

Vishayの「曲線1」の抵抗/温度特性から、 r_{HOT} は60°Cで0.2488です。上の式を使って、 R_{NOM} を46.4kに設定します。 R_{NOM} のこの値では、低温トリップ・ポイントは約16°Cです。この場合、スパンは前の40°Cではなく44°Cであることに注意してください。これは、絶対温度が上昇するにつれ、サーミスタの「温度利得」が減少するためです。

高温と低温のトリップ・ポイントは、図9に示されているように、追加のバイアス抵抗を使って独立にプログラムすることができます。以下の式を使って、 R_{NOM} と R_1 の値を計算することができます。

$$R_{NOM} = \frac{r_{COLD} - r_{HOT}}{2.714} \cdot R_{25}$$

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

たとえば、Vishayの「曲線1」のサーミスタを使ってトリップ・ポイントを0°Cと45°Cに設定するには次のように選択します。

$$R_{NOM} = \frac{3.266 - 0.4368}{2.714} \cdot 100k = 104.2k$$

最も近い1%値は105kです。

$$R_1 = 0.536 \cdot 105k - 0.4368 \cdot 100k = 12.6k$$

最も近い1%値は12.7kです。最終的ソリューションは図9に示

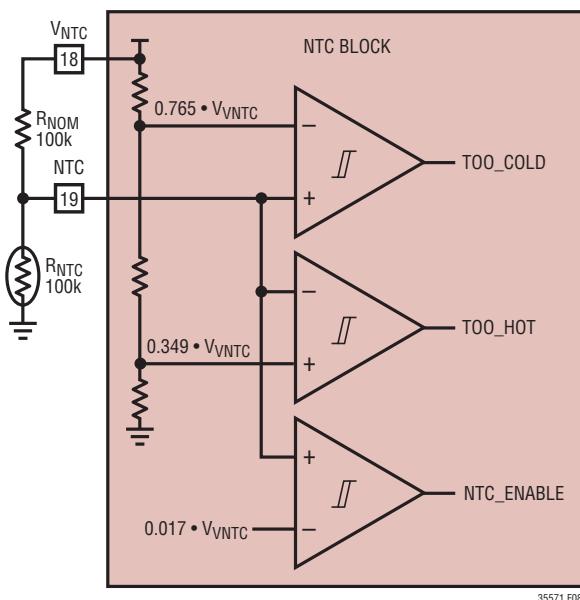


図8. 標準的NTCサーミスタ回路

されており、上端のトリップ・ポイントは45°C、下端のトリップ・ポイントは0°Cになります。

バッテリ・チャージャの安定性に関する検討事項

LTC3557/LTC3557-1のバッテリ・チャージャには定電圧制御ループと定電流制御ループの両方が備わっています。定電圧ループはバッテリが低インピーダンスのリードで接続されているときは補償なしでも安定しています。ただし、リードが長すぎると、十分大きな直列インダクタンスが加わり、BATからGNDに少なくとも1μFのバイパス・コンデンサが必要になることがあります。さらに、バッテリが外されているときリップル電圧を低く抑えるため、0.2Ω～1Ωの抵抗に直列の4.7μFのコンデンサがBATからGNDに必要です。

容量が大きくESRが小さな多層セラミック・チップ・コンデンサは、定電圧ループの位相マージンを下げるのに不安定性を生じる可能性があります。22μFまでのセラミック・コンデンサをバッテリと並列に使用することができますが、それより大きなセラミック・コンデンサは0.2Ω～1Ωの直列抵抗でデカップリングします。

定電流モードでは、バッテリ電圧ではなくPROGピンが帰還ループを構成します。PROGピンのどんな容量によっても追加のポールが生じますので、このピンの容量を最小に抑える必要があります。

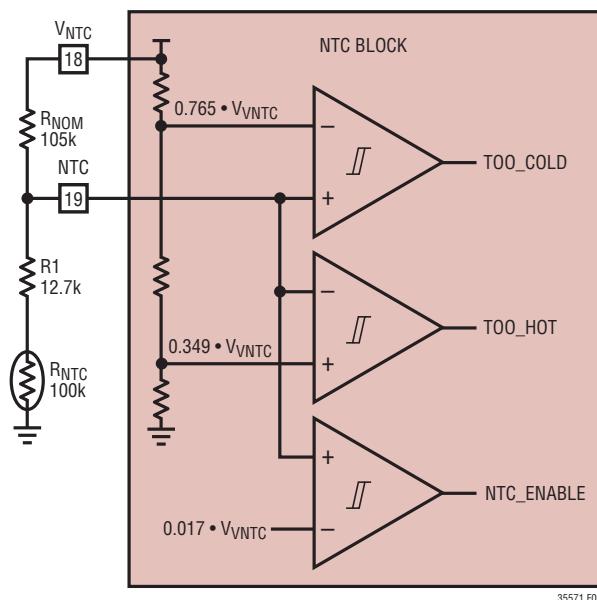


図9. バイアス抵抗を追加したNTCサーミスタ回路

アプリケーション情報

PROGピンに追加の容量がなければ、最大25kまでのプログラム抵抗の値でバッテリチャージャは安定です。ただし、このノードに容量が追加されると、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より高くなります。したがって、PROGピンに寄生容量(C_{PROG})がある場合、次式を使ってPROGの最大抵抗値を計算します。

$$R_{PROG} \leq \frac{1}{2\pi \cdot 100\text{kHz} \cdot C_{PROG}}$$

プリント回路基板の電力消費に関する検討事項

すべての条件で最大充電電流の供給を可能にするには、LTC3557/LTC3557-1のパッケージの背面の露出パッドを基板のグランド・プレーンに半田付けする必要があります。両面1オンス銅基板の2500mm²のグランド・プレーンに正しく半田付けすると、LTC3557/LTC3557-1の熱抵抗(θ_{JA})は約37°C/Wになります。パッケージの裏面の露出パッドと適切なサイズのグランド・プレーンの間の熱接触が良くないと、37°C/Wよりも大きくなる可能性があります。

LTC3557/LTC3557-1がサーマル・プロテクション・フィードバックによって充電電流を減少させる条件は、このICで消費される電力を検討して概算することができます。高充電電流でACアダプタがV_{OUT}に接続される場合、LTC3557/LTC3557-1の消費電力は次のように概算されます。

$$P_D = (V_{OUT} - BAT) \cdot I_{BAT} + P_{D(SW1)} + P_{D(SW2)} + P_{D(SW3)}$$

ここで、P_Dは全消費電力、V_{OUT}は電源電圧、BATはバッテリ電圧、IBATはバッテリ充電電流です。P_{D(SWx)}は降圧スイッチング・レギュレータによる電力損失です。降圧スイッチング・レギュレータの電力損失は次のように計算することができます。

$$P_{D(SWx)} = (OUT_x \cdot I_{OUT}) \cdot (100 - Eff) / 100$$

ここで、OUT_xはプログラムされた出力電圧、I_{OUT}は負荷電流、Effは%効率です。%効率は測定するか、またはプログラムされた出力電圧の効率のグラフで調べることができます。

ワーストケースの電力消費のシナリオを検討する必要はありません。LTC3557/LTC3557-1は自動的に充電電流を減らしてダイ温度を約110°Cに保つからです。ただし、サーマル・フィードバックがデバイスを保護し始めるおよその周囲温度は次のように与えられます。

$$T_A = 110^\circ\text{C} - P_D \cdot \theta_{JA}$$

例：5V(V_{OUT})のACアダプタで動作し、3.3V(BAT)で1A(I_{BAT})を供給してリチウムイオン・バッテリを充電するLTC3557/LTC3557-1について検討します。またP_{D(SW1)} = P_{D(SW2)} = P_{D(SW3)} = 0.05Wと仮定しますので、合計電力消費は次のようにになります。

$$P_D = (5V - 3.3V) \cdot 1A + 0.15W = 1.85W$$

そこを超えるとLTC3557/LTC3557-1が1Aの充電電流を減らし始める周囲温度はおよそ次のとおりです。

$$T_A = 110^\circ\text{C} - 1.85W \cdot 37^\circ\text{C/W} = 42^\circ\text{C}$$

LTC3557/LTC3557-1は42°Cを超える周囲温度で使用できませんが、充電電流は1A未満に減少します。特定の周囲温度での充電電流は次のように概算できます。

$$\begin{aligned} P_D &= \frac{110^\circ\text{C} - T_A}{\theta_{JA}} \\ &= (V_{OUT} - BAT) \cdot I_{BAT} + P_{D(SW1)} + P_{D(SW2)} + P_{D(SW3)} \end{aligned}$$

したがって、次のようにになります。

$$I_{BAT} = \frac{\frac{110^\circ\text{C} - T_A}{\theta_{JA}} - P_{D(SW1)} - P_{D(SW2)} - P_{D(SW3)}}{V_{OUT} - BAT}$$

周囲温度が55°Cで上例について考えてみます。充電電流はおよそ次のように減少します。

$$\begin{aligned} I_{BAT} &= \frac{\frac{110^\circ\text{C} - 55^\circ\text{C}}{37^\circ\text{C/W}} - 0.15W}{5V - 3.3V} \\ &= \frac{1.49W - 0.15W}{1.7V} = 786mA \end{aligned}$$

LTC3557/LTC3557-1

アプリケーション情報

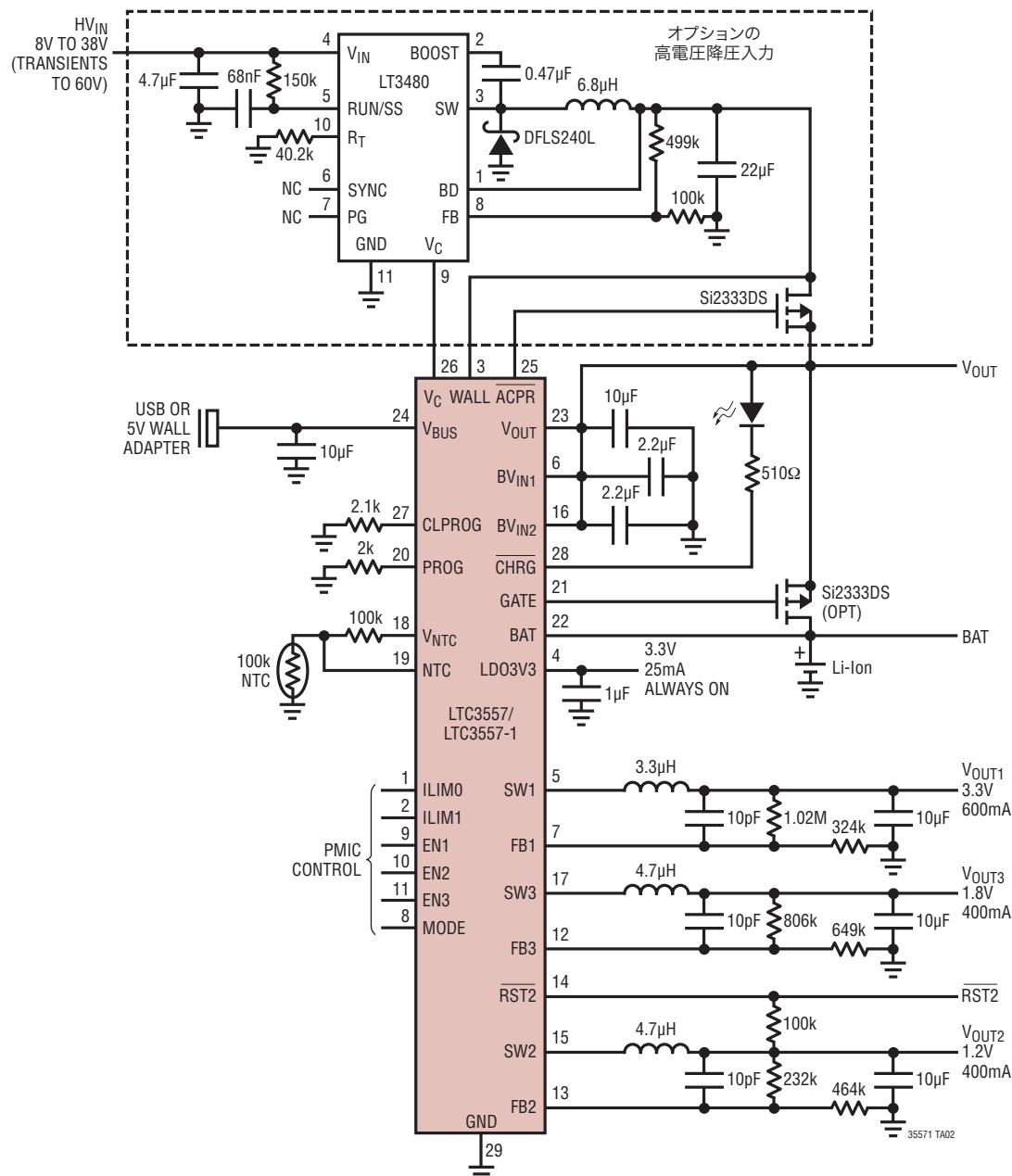
5VのACアダプタの代わりに、LTC3557/LTC3557-1のVCピンによって制御される外部降圧スイッチング・レギュレータを使うと、LTC3557/LTC3557-1の消費する電力がかなり減少します。これは、バッテリが3.3Vのとき、外部降圧スイッチング・レギュレータがPowerPath出力(V_{OUT})を約3.6Vにドライブするからです。上の例を調べて、V_{OUT}に3.6Vを代入すると、サーマル・レギュレーションは約93°Cまで起動しないことが分かります。したがって、外部レギュレータは高い充電電流を可能にするだけでなく、電力消費の低下により低い温度でアプリケーションが動作することを意味します。

プリント回路基板のレイアウトに関する検討事項

PCボードをレイアウトするときは、以下のリストに従って LTC3557/LTC3557-1が正しく動作するようにします。

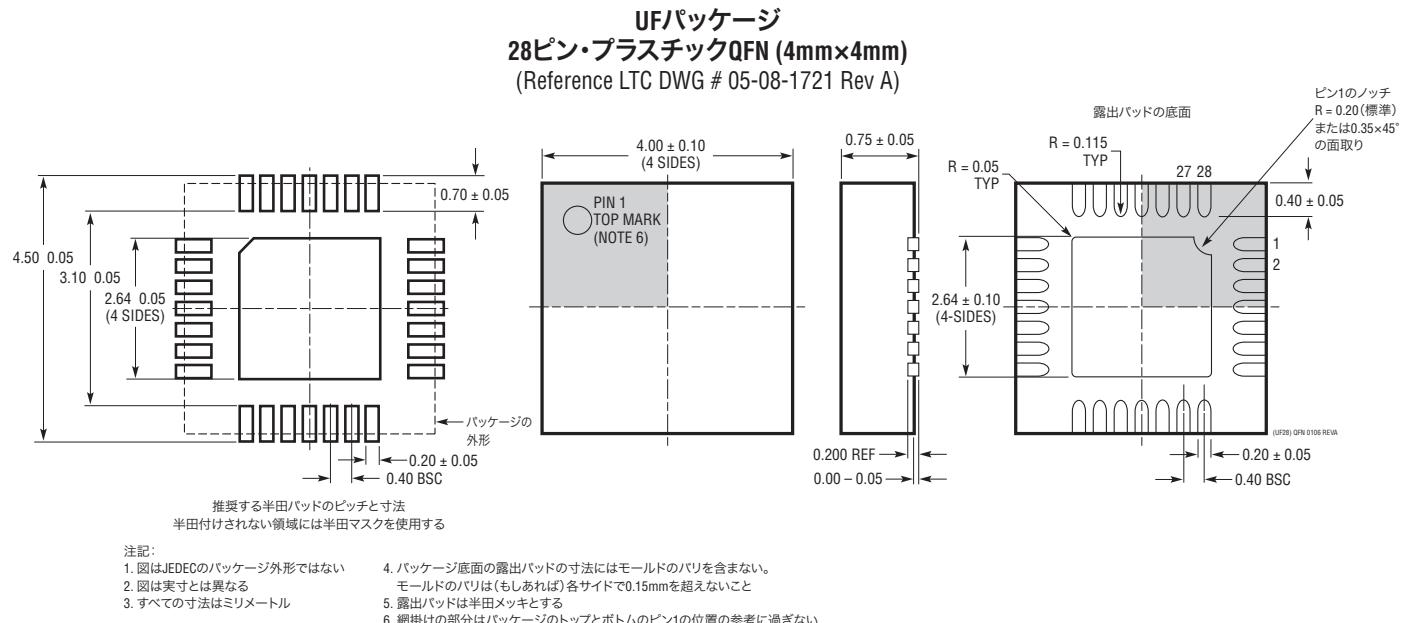
1. パッケージの露出パッド(ピン29)は大きなグランド・プレーンに直接接続して熱インピーダンスと電気的インピーダンスを最小に抑えます。
2. 降圧スイッチング・レギュレータの入力電源ピン(V_{IN1}とV_{IN2})とそれらのそれぞれのデカップリング・コンデンサを接続するトレースはできるだけ短くします。これらのコンデンサのGND側はデバイスのグランド・プレーンに直接接続します。このコンデンサは内部パワーMOSFETとそれらのドライバにAC電流を供給します。これらのコンデンサから LTC3557/LTC3557-1のピンへのインダクタンスを最小に抑えることが重要です。短い低インピーダンスのトレースを使ってV_{IN1}とV_{IN2}をV_{OUT}に接続します。
3. SW1、SW2およびSW3をそれぞれのインダクタに接続するスイッチング・パワー・トレースは最小にして、放射EMIと寄生カッピングを最小に抑えます。スイッチング・ノードの電圧振幅は大きいので、帰還ノード(FB1、FB2およびFB3)などの敏感なノードはスイッチング・ノードから遠く離すか、またはシールドします。そうしないと、性能が低下することがあります。
4. 降圧スイッチング・レギュレータのインダクタとそれらのそれぞれの出力コンデンサの間の接続はできるだけ短くします。出力コンデンサのGND側はデバイスのサーマル・グランド・プレーンに直接接続します。
5. 帰還ピンのトレース(FB1、FB2およびFB3)はできるだけ短くしてください。帰還トレースとスイッチング・ノード(つまり、SW1、SW2、SW3およびロジック信号)の間のどんな寄生容量も最小に抑えます。必要なら、帰還ノードをGNDトレースでシールドします。
6. LTC3557/LTC3557-1の電力経路ピン(V_{BUS}とV_{OUT})とそれらのそれぞれのデカップリング・コンデンサの間の接続はできるだけ短くします。これらのコンデンサのGND側はデバイスのグランド・プレーンに直接接続します。LTC3557/LTC3557-1のできるだけ近くに置いた10μF以上のセラミック・コンデンサでV_{OUT}をデカップリングします。

標準的応用例



LTC3557/LTC3557-1

パッケージ寸法



関連製品

製品番号	説明	注釈
パワー・マネージメント		
LTC3455	USBパワーマネジメントとリチウムイオン・バッテリ・チャージャを備えたデュアルDC/DCコンバータ	効率:>96%、高精度USB電流制限(500mA/100mA)、4mm×4mm 24ピンQFNパッケージ
LTC3456	USBパワーマネージャ付き2セル複数出力DC/DCコンバータ	2セル・バッテリ、USBおよびACアダプタの入力電源間のシームレスな移行、QFNパッケージ
LTC3555	リチウムイオン/ポリマー・チャージャ、トリプル同期整流式コンバータ + LDOを搭載したスイッチングUSBパワーマネージャ	完全な多機能PMIC:スイッチ・モード・パワーマネージャおよび3個の降圧レギュレータ+LDO、ACアダプタの入力から最大1.5Aにプログラム可能な充電電流、サーマル・レギュレーション同期整流式降圧コンバータの効率:>95%、ADJ出力:400mA/400mA/1Aで0.8V~3.6V、Bat-Track適応型出力制御、200mΩの理想ダイオード、4mm×5mm 28ピンQFNパッケージ
LTC3559	デュアル同期整流式降圧コンバータ付きリニアUSBリチウムイオン/ポリマー・バッテリ・チャージャ	調節可能な同期整流式降圧コンバータ、効率:>90%、出力:それぞれ400mAで最小0.8V、最大950mAまでプログラム可能な充電電流、USB互換、3mm×3mm 16ピンQFNパッケージ
バッテリチャージャ		
LTC4055	USBパワー・コントローラおよびバッテリ・チャージャ	1セル・リチウムイオン・バッテリをUSBポートから直接充電、サーマル・レギュレーション、200mΩの理想ダイオード、4mm×4mm 16ピンQFNパッケージ
LTC4066	低損失の理想ダイオード付きUSBパワー・コントローラおよびリチウムイオン・バッテリ・チャージャ	1セル・リチウムイオン・バッテリをUSBポートから直接充電、サーマル・レギュレーション、50mΩの理想ダイオード、4mm×4mm 24ピンQFNパッケージ
LTC4085	理想ダイオード・コントローラとリチウムイオン・チャージャ付きUSBパワーマネージャ	1セル・リチウムイオン・バッテリをUSBポートから直接充電、サーマル・レギュレーション、200mΩの理想ダイオード(<50mΩのオプション付き)、4mm×3mm 14ピンQFNパッケージ
LTC4088	高効率USBパワーマネージャおよびバッテリ・チャージャ	USBポートから利用可能な電力を最大化、Bat-Track、「瞬時オン」動作、充電電流:最大1.5A、<50mΩのオプション付き180mΩ理想ダイオード、3.3V/25mA「常時オン」LDO、4mm×3mm 14ピンDFNパッケージ
LTC4089/ LTC4089-5	理想ダイオード・コントローラと高効率リチウムイオン・バッテリ・チャージャ付きUSBパワーマネージャ	1.2Aチャージャ、6V~36V(40V _{MAX})、200mΩの理想ダイオード(50mΩのオプション付き)、6mm×3mm 22ピンDFNパッケージ

35571fc