

# 昇圧、昇降圧、2回路入り降圧 コンバータを備えた 高効率USBパワーマネージャ

## 特長

### パワー・マネージャ

- Bat-Track™適応出力制御と瞬時導通動作を備えた高効率スイッチングPowerPath™コントローラ
- USBまたはACアダプタの電流制限をプログラム可能(100mA/500mA/1A)
- フロート電圧が4.2V(LTC3586-2)または4.1V(LTC3586-3)で最大充電電流が1.5Aの機能満載のリチウムイオン/ポリマー・バッテリ・チャージャ
- 内蔵の180mΩ理想ダイオードと外付けの理想ダイオード・コントローラによりバッテリ・モードで負荷に給電
- BATから給電した場合の無負荷時静止電流:<30µA

### DC/DCコンバータ

- デュアル高効率降圧DC/DCコンバータ( $I_{OUT}$ :400mA)
- 高効率昇降圧DC/DCコンバータ( $I_{OUT}$ :1A)
- 高効率昇圧DC/DCコンバータ( $I_{OUT}$ :800mA)
- DC/DC FAULT出力
- 小型(4mm×6mm)38ピンQFNパッケージ

## アプリケーション

- 携帯型医療用/産業用機器
- その他のUSBベースのハンドヘルド製品

## 概要

LTC®3586-2/LTC3586-3は、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度に集積されたパワーマネージメントおよびバッテリ・チャージャ・デバイスです。このデバイスは、負荷の優先順位付けを自動的に行う機能を備えた電流制限付き高効率スイッチングPowerPathマネージャ、バッテリ・チャージャ、理想ダイオード、4個の同期整流式スイッチング・レギュレータ(降圧2個、昇降圧1個、昇圧1個)を内蔵しています。LTC3586-2/LTC3586-3のスイッチング・パワーマネージャは、特にUSBアプリケーション向けに設計されており、USBアプリケーションの場合は入力電流を100mAまたは500mAに、ACアダプタ電源アプリケーションの場合は入力電流を1Aに制限します。

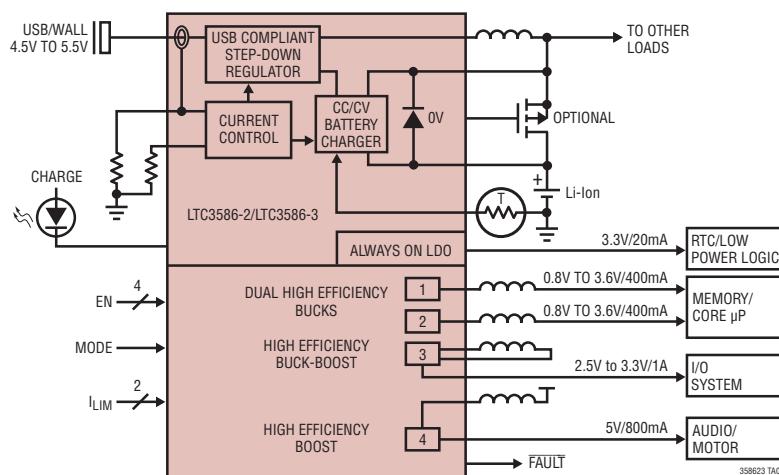
リニア・チャージャと異なり、LTC3586-2/LTC3586-3のスイッチング・アーキテクチャでは、USBポートから得られる電力のほとんどすべてを負荷に供給するとともに、損失と発熱を最小限に抑えます。これにより、狭い場所での熱的な制約が緩和されます。2個の降圧レギュレータはそれぞれ最大400mA、昇降圧レギュレータは1A、昇圧レギュレータは800mA以上を供給できます。

LTC3586-2/LTC3586-3は、高さの低い(0.75mm)4mm×6mmの38ピンQFNパッケージで供給されます。

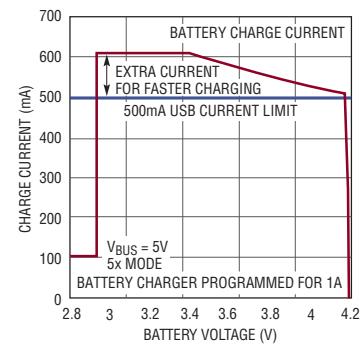
LT、LT、LTC、LTM、Burst Mode、Linear TechnologyおよびLinearのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。PowerPathおよびBat-Trackはリニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。6522118、6404251を含む米国特許によって保護されています。

## 標準的応用例

### 2回路入り降圧、昇降圧、昇圧コンバータを備えた高効率PowerPathマネージャ



バッテリ充電電流とバッテリ電圧(LTC3586-2)



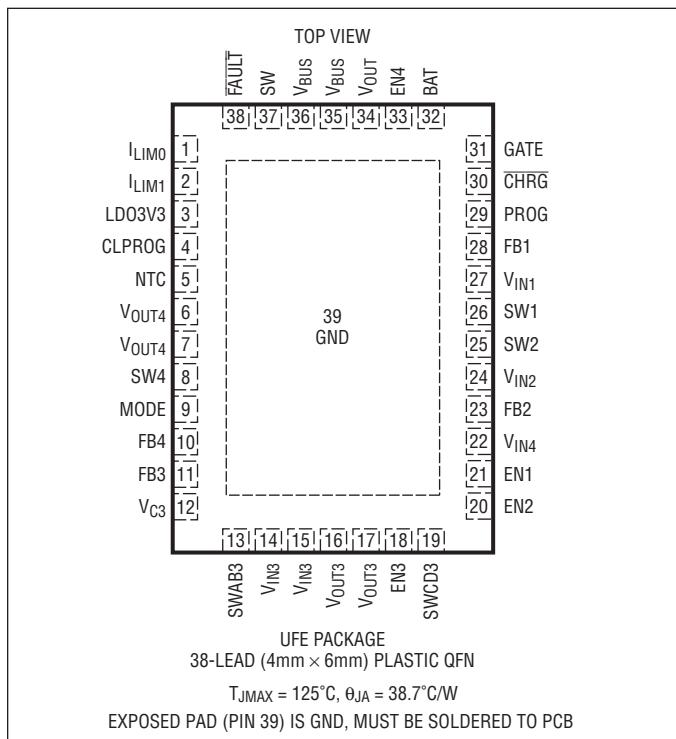
# LTC3586-2/LTC3586-3

## 絶対最大定格

(Note 1, 5)

$V_{BUS}$ (過渡時) $t < 1\text{ms}$ 、	
デューティ・サイクル < 1% .....	-0.3V ~ 7V
$V_{IN1}$ 、 $V_{IN2}$ 、 $V_{IN3}$ 、 $V_{IN4}$ 、 $V_{BUS}$ (静止時)、	
BAT、NTC、 $\overline{CHRG}$ 、 $\overline{FAULT}$ 、 $I_{LIM0}$ 、 $I_{LIM1}$ 、	
EN3、EN4、MODE、FB4、 $V_{OUT4}$ .....	-0.3V ~ 6V
FB1.....	-0.3V ~ 6V または ( $V_{IN1} + 0.3V$ ) の小さい方
FB2.....	-0.3V ~ 6V または ( $V_{IN2} + 0.3V$ ) の小さい方
FB3、 $V_{C3}$ .....	-0.3V ~ 6V または ( $V_{IN3} + 0.3V$ ) の小さい方
EN1、EN2 .....	-0.3V ~ 6V または Max( $V_{BUS}$ 、 $V_{OUT}$ 、BAT) + 0.3V の小さい方
$I_{CLPROG}$ .....	3mA
$I_{FAULT}$ 、 $I_{CHRG}$ .....	50mA
$I_{PROG}$ .....	2mA
$I_{LDO3V3}$ .....	30mA
$I_{SW1}$ 、 $I_{SW2}$ .....	600mA
$I_{SW}$ 、 $I_{BAT}$ 、 $I_{VOUT}$ .....	2A
$I_{SWAB3}$ 、 $I_{SWCD3}$ 、 $I_{SW4}$ 、 $I_{VOUT3}$ .....	2.5A
動作温度範囲 (Note 2) .....	-40°C ~ 85°C
接合部温度 (Note 3) .....	125°C
保存温度範囲.....	-65°C ~ 125°C

## ピン配置



## 発注情報

無鉛仕上げ	テープアンドリール	製品マーキング	パッケージ	温度範囲
LTC3586EUFE-2#PBF	LTC3586EUFE-2#TRPBF	35862	38ピン(4mm x 6mm) プラスチック QFN	-40°C ~ 85°C
LTC3586EUFE-3#PBF	LTC3586EUFE-3#TRPBF	35863	38ピン(4mm x 6mm) プラスチック QFN	-40°C ~ 85°C

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

非標準の鉛仕上げ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。

無鉛仕上げ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。

## Ltc3586 製品オプション

オプション	フロート電圧( $V_{FLOAT}$ )	FAULTピン機能	昇圧過電圧しきい値( $V_{OV4}$ )	昇圧過電圧ヒステリシス( $\Delta V_{OV4}$ )
LTC3586	4.2V	ラッチ付き双方向	5.3V	300mV
LTC3586-1	4.1V	ラッチ付き双方向	5.3V	300mV
LTC3586-2	4.2V	出力のみ、ラッチなし	5.5V	100mV
LTC3586-3	4.1V	出力のみ、ラッチなし	5.5V	100mV

**電気的特性** ●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値。注記がない限り、 $V_{\text{BUS}} = 5\text{V}$ 、 $\text{BAT} = 3.8\text{V}$ 、 $V_{\text{IN}1} = V_{\text{IN}2} = V_{\text{IN}3} = V_{\text{IN}4} = V_{\text{OUT}3} = 3.8\text{V}$ 、 $V_{\text{OUT}4} = 5\text{V}$ 、 $R_{\text{PROG}} = 1\text{k}$ 、 $R_{\text{CLPROG}} = 3.01\text{k}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
<b>PowerPath Switching Regulator</b>							
$V_{\text{BUS}}$	Input Supply Voltage		4.35	5.5		V	
$I_{\text{BUSLIM}}$	Total Input Current	1x Mode, $V_{\text{OUT}} = \text{BAT}$ 5x Mode, $V_{\text{OUT}} = \text{BAT}$ 10x Mode, $V_{\text{OUT}} = \text{BAT}$ Suspend Mode, $V_{\text{OUT}} = \text{BAT}$	● ● ● ●	87 436 800 0.31	95 460 860 0.38	100 500 1000 0.50	mA
$I_{\text{VBUQS}}$	$V_{\text{BUS}}$ Quiescent Current	1x Mode, $I_{\text{VOUT}} = 0\text{mA}$ 5x Mode, $I_{\text{VOUT}} = 0\text{mA}$ 10x Mode, $I_{\text{VOUT}} = 0\text{mA}$ Suspend Mode, $I_{\text{VOUT}} = 0\text{mA}$		7 15 15 0.044		mA	
$R_{\text{CLPROG}}$ (Note 4)	Ratio of Measured $V_{\text{BUS}}$ Current to CLPROG Program Current	1x Mode 5x Mode 10x Mode Suspend Mode		224 1133 2140 9.3		mA/mA mA/mA mA/mA mA/mA	
$I_{\text{OUT(POWERPATH)}}$	$V_{\text{OUT}}$ Current Available Before Loading BAT	1x Mode, $\text{BAT} = 3.3\text{V}$ 5x Mode, $\text{BAT} = 3.3\text{V}$ 10x Mode, $\text{BAT} = 3.3\text{V}$ Suspend Mode		135 672 1251 0.32		mA mA mA mA	
$V_{\text{CLPROG}}$	CLPROG Servo Voltage in Current Limit	1x, 5x, 10x Modes Suspend Mode		1.188 100		V mV	
$V_{\text{UVLO\_VBU}}$	$V_{\text{BUS}}$ Undervoltage Lockout	Rising Threshold Falling Threshold	3.95	4.30 4.00	4.35	V V	
$V_{\text{UVLO\_VBU-BAT}}$	$V_{\text{BUS}}$ to BAT Differential Undervoltage Lockout	Rising Threshold Falling Threshold		200 50		mV mV	
$V_{\text{OUT}}$	$V_{\text{OUT}}$ Voltage	1x, 5x, 10x Modes, $0\text{V} < \text{BAT} < 4.2\text{V}$ , $I_{\text{VOUT}} = 0\text{mA}$ , Battery Charger Off	3.5	BAT + 0.3	4.7	V	
		USB Suspend Mode, $I_{\text{VOUT}} = 250\mu\text{A}$		4.5	4.6	V	
$f_{\text{osc}}$	Switching Frequency			1.8	2.25	2.7	MHz
$R_{\text{PMOS\_POWERPATH}}$	PMOS On-Resistance				0.18		$\Omega$
$R_{\text{NMOS\_POWERPATH}}$	NMOS On-Resistance				0.30		$\Omega$
$I_{\text{PEAK\_POWERPATH}}$	Peak Switch Current Limit (Note 5)	1x, 5x Modes 10x Mode			2 3	A	A

#### Battery Charger

$V_{\text{FLOAT}}$	BAT Regulated Output Voltage	LTC3586-2 LTC3586-2 LTC3586-3 LTC3586-3	● ●	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
$I_{\text{CHG}}$	Constant-Current Mode Charge Current	$R_{\text{PROG}} = 1\text{k}$ $R_{\text{PROG}} = 5\text{k}$		980 185	1022 204	1065 223	mA mA
$I_{\text{BAT}}$	Battery Drain Current	$V_{\text{BUS}} > V_{\text{UVLO}}$ , $I_{\text{VOUT}} = 0\mu\text{A}$ $V_{\text{BUS}} = 0\text{V}$ , $I_{\text{VOUT}} = 0\mu\text{A}$ (Ideal Diode Mode)		2	3.5 29	5 41	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
$V_{\text{PROG}}$	PROG Pin Servo Voltage				1.000		V
$V_{\text{PROG\_TRKL}}$	PROG Pin Servo Voltage in Trickle Charge	$\text{BAT} < V_{\text{TRKL}}$			0.100		V
$V_{\text{C/10}}$	C/10 Threshold Voltage at PROG				100		mV
$R_{\text{PROG}}$	Ratio of $I_{\text{BAT}}$ to PROG Pin Current				1022		mA/mA
$I_{\text{TRKL}}$	Trickle Charge Current	$\text{BAT} < V_{\text{TRKL}}$			100		mA

# LTC3586-2/LTC3586-3

**電気的特性** ●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値。注記がない限り、 $V_{\text{BUS}} = 5\text{V}$ 、 $\text{BAT} = 3.8\text{V}$ 、 $V_{\text{IN}1} = V_{\text{IN}2} = V_{\text{IN}3} = V_{\text{IN}4} = V_{\text{OUT}3} = 3.8\text{V}$ 、 $V_{\text{OUT}4} = 5\text{V}$ 、 $R_{\text{PROG}} = 1\text{k}$ 、 $R_{\text{CLPROG}} = 3.01\text{k}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$V_{\text{TRKL}}$	Trickle Charge Threshold Voltage	$\text{BAT}$ Rising	2.7	2.85	3.0	V
$\Delta V_{\text{TRKL}}$	Trickle Charge Hysteresis Voltage			130		mV
$V_{\text{RECHRG}}$	Recharge Battery Threshold Voltage	Threshold Voltage Relative to $V_{\text{FLOAT}}$	-75	-100	-125	mV
$t_{\text{TERM}}$	Safety Timer Termination	Timer Starts When $\text{BAT} = V_{\text{FLOAT}}$	3.3	4	5	Hour
$t_{\text{BADBAT}}$	Bad Battery Termination Time	$\text{BAT} < V_{\text{TRKL}}$	0.42	0.5	0.63	Hour
$h_{\text{C/10}}$	End-of-Charge Indication Current Ratio	(Note 6)	0.088	0.1	0.112	mA/mA
$V_{\text{CHRG}}$	$\overline{\text{CHRG}}$ Pin Output Low Voltage	$I_{\text{CHRG}} = 5\text{mA}$		65	100	mV
$I_{\text{CHRG}}$	$\overline{\text{CHRG}}$ Pin Leakage Current	$V_{\text{CHRG}} = 5\text{V}$			1	$\mu\text{A}$
$R_{\text{ON\_CHG}}$	Battery Charger Power FET On-Resistance (Between $V_{\text{OUT}}$ and $\text{BAT}$ )			0.18		$\Omega$
$T_{\text{LIM}}$	Junction Temperature in Constant Temperature Mode			110		$^\circ\text{C}$
<b>NTC</b>						
$V_{\text{COLD}}$	Cold Temperature Fault Threshold Voltage	Rising Threshold Hysteresis	75.0	76.5	78.0	$\%V_{\text{BUS}}$
			1.5			$\%V_{\text{BUS}}$
$V_{\text{HOT}}$	Hot Temperature Fault Threshold Voltage	Falling Threshold Hysteresis	33.4	34.9	36.4	$\%V_{\text{BUS}}$
			1.73			$\%V_{\text{BUS}}$
$V_{\text{DIS}}$	NTC Disable Threshold Voltage	Falling Threshold Hysteresis	0.7	1.7	2.7	$\%V_{\text{BUS}}$
			50			mV
$I_{\text{NTC}}$	NTC Leakage Current	$V_{\text{NTC}} = V_{\text{BUS}} = 5\text{V}$	-50		50	nA
<b>Ideal Diode</b>						
$V_{\text{FWD}}$	Forward Voltage	$V_{\text{BUS}} = 0\text{V}$ , $I_{\text{VOUT}} = 10\text{mA}$ $I_{\text{VOUT}} = 10\text{mA}$		2		mV
				15		mV
$R_{\text{DROPOUT}}$	Internal Diode On-Resistance, Dropout	$V_{\text{BUS}} = 0\text{V}$		0.18		$\Omega$
$I_{\text{MAX\_DIODE}}$	Internal Diode Current Limit			1.6		A
<b>Always On 3.3V Supply</b>						
$V_{\text{LD03V3}}$	Regulated Output Voltage	$0\text{mA} < I_{\text{LD03V3}} < 20\text{mA}$	3.1	3.3	3.5	V
$R_{\text{CL\_LD03V3}}$	Closed-Loop Output Resistance			4		$\Omega$
$R_{\text{OL\_LD03V3}}$	Dropout Output Resistance			23		$\Omega$
<b>Logic Input (EN1, EN2, EN3, EN4, MODE, ILIMO, ILIM1)</b>						
$V_{\text{IL}}$	Logic Low Input Voltage			0.4		V
$V_{\text{IH}}$	Logic High Input Voltage		1.2			V
$I_{\text{PD}}$	Pull-Down Current			1		$\mu\text{A}$
<b>FAULT Output</b>						
$V_{\text{FAULT}}$	FAULT Pin Output Low Voltage	$I_{\text{FAULT}} = 5\text{mA}$	65	100		mV
	FAULT Delay			14		ms
	FB $x$ Voltage Threshold for FAULT ( $x = 1, 2, 3, 4$ )			0.736		V

**電気的特性** ●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値。注記がない限り、 $V_{\text{BUS}} = 5\text{V}$ 、 $\text{BAT} = 3.8\text{V}$ 、 $V_{\text{IN}1} = V_{\text{IN}2} = V_{\text{IN}3} = V_{\text{IN}4} = V_{\text{OUT}3} = 3.8\text{V}$ 、 $V_{\text{OUT}4} = 5\text{V}$ 、 $R_{\text{PROG}} = 1\text{k}$ 、 $R_{\text{CLPROG}} = 3.01\text{k}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>Switching Regulators 1, 2, 3 and 4</b>						
$V_{\text{IN}1,2,3,4}$	Input Supply Voltage		2.7	5.5		V
$V_{\text{OUTUVLO}}$	$V_{\text{OUT}}$ UVLO— $V_{\text{OUT}}$ Falling $V_{\text{OUT}}$ UVLO— $V_{\text{OUT}}$ Rising	$V_{\text{IN}1,2,3,4}$ Connected to $V_{\text{OUT}}$ Through Low Impedance. Switching Regulators are Disabled in UVLO	2.5 2.8	2.6 2.8	2.9	V V
$f_{\text{osc}}$	Oscillator Frequency		1.8	2.25	2.7	MHz
$I_{\text{FB}1,2,3,4}$	FBx Input Current	$V_{\text{FB}1,2,3,4} = 0.85\text{V}$	-50	50		nA
$V_{\text{FB}1,2,3,4}$	$V_{\text{FB}x}$ Servo Voltage		● 0.78	0.80	0.82	V
<b>Switching Regulators 1 and 2 (Buck)</b>						
$I_{\text{VIN}1,2}$	Pulse-Skipping Mode Input Current Burst Mode <sup>®</sup> Input Current Shutdown Input Current	$I_{\text{VOUT}1,2} = 0\mu\text{A}$ , (Note 7) $I_{\text{VOUT}1,2} = 0\mu\text{A}$ , (Note 7) $I_{\text{VOUT}1,2} = 0\mu\text{A}$ , (Note 7)		225 35 1	60	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
$I_{\text{LIM}1,2}$	PMOS Switch Current Limit	Pulse-Skipping/Burst Mode Operation (Note 5)	600	800	1100	mA
$R_{\text{P}1,2}$	PMOS $R_{\text{DS(ON)}}$			0.6		$\Omega$
$R_{\text{N}1,2}$	NMOS $R_{\text{DS(ON)}}$			0.7		$\Omega$
$D_{1,2}$	Maximum Duty Cycle		100			%
$R_{\text{SW}1,2}$	SW1,2 Pull-Down in Shutdown			10		$\text{k}\Omega$
<b>Switching Regulator 3 (Buck-Boost)</b>						
$I_{\text{VIN}3}$	Input Current	PWM Mode, $I_{\text{VOUT}3} = 0\mu\text{A}$ Burst Mode Operation, $I_{\text{VOUT}3} = 0\mu\text{A}$ Shutdown		220 13 0	400 20 1	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
$V_{\text{OUT}3(\text{LOW})}$	Minimum Regulated Output Voltage	For Burst Mode Operation or PWM Mode		2.65	2.75	V
$V_{\text{OUT}3(\text{HIGH})}$	Maximum Regulated Output Voltage			5.5	5.6	V
$I_{\text{LIM}F3}$	Forward Current Limit (Switch A)	PWM Mode (Note 5)	● 2	2.5	3	A
$I_{\text{PEAK}3(\text{BURST})}$	Forward Burst Current Limit (Switch A)	Burst Mode Operation	● 200	275	350	mA
$I_{\text{ZERO}3(\text{BURST})}$	Reverse Burst Current Limit (Switch D)	Burst Mode Operation	● -30	0	30	mA
$I_{\text{MAX}3(\text{BURST})}$	Maximum Deliverable Output Current in Burst Mode Operation	$2.7\text{V} \leq V_{\text{IN}3} \leq 5.5\text{V}$ , $2.75\text{V} \leq V_{\text{OUT}3} \leq 5.5\text{V}$ (Note 8)		50		mA
$R_{\text{DS(ON)P}}$	PMOS $R_{\text{DS(ON)}}$	Switches A, D		0.22		$\Omega$
$R_{\text{DS(ON)N}}$	NMOS $R_{\text{DS(ON)}}$	Switches B, C		0.17		$\Omega$
$I_{\text{LEAK(P)}}$	PMOS Switch Leakage	Switches A, D		-1	1	$\mu\text{A}$
$I_{\text{LEAK(N)}}$	NMOS Switch Leakage	Switches B, C		-1	1	$\mu\text{A}$
$R_{\text{VOUT}3}$	$V_{\text{OUT}3}$ Pull-Down in Shutdown			10		$\text{k}\Omega$
$D_{\text{BUCK}(\text{MAX})}$	Maximum Buck Duty Cycle	PWM Mode	● 100			%
$D_{\text{BOOST}(\text{MAX})}$	Maximum Boost Duty Cycle	PWM Mode		75		%
$t_{\text{SS}3}$	Soft-Start Time			0.5		ms

# LTC3586-2/LTC3586-3

**電気的特性** ●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値。注記がない限り、 $V_{\text{BUS}} = 5\text{V}$ 、 $\text{BAT} = 3.8\text{V}$ 、 $V_{\text{IN}1} = V_{\text{IN}2} = V_{\text{IN}3} = V_{\text{IN}4} = V_{\text{OUT}3} = 3.8\text{V}$ 、 $V_{\text{OUT}4} = 5\text{V}$ 、 $R_{\text{PROG}} = 1\text{k}$ 、 $R_{\text{CLPROG}} = 3.01\text{k}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>Switching Regulator 4 (Boost)</b>						
$I_{\text{VIN}4}$	Input Current	$\text{FB}4 > 0.8\text{V}$ , $I_{\text{VOUT}4} = 0\mu\text{A}$ Shutdown, $V_{\text{OUT}4} = 0\text{V}$		180	1	$\mu\text{A}$
$I_{\text{VOUT}4}$	Q-Current Drawn from Boost Output	$\text{FB}4 = 0\text{V}$		7.5		$\text{mA}$
$I_{\text{LIMF}4}$	NMOS Switch Current Limit	(Note 5)	2000	2800		$\text{mA}$
$V_{\text{OUT}4}$	Output Voltage Adjust Range			5		$\text{V}$
$V_{\text{OV}4}$	Overshoot Shutdown		5.3	5.5	5.7	$\text{V}$
$\Delta V_{\text{OV}4}$	Overshoot Shutdown Hysteresis			0.1		$\text{V}$
$R_{\text{DS(ON)P}4}$	PMOS $R_{\text{DS(ON)}}$	Synchronous Switch		0.25		$\Omega$
$R_{\text{DS(ON)N}4}$	NMOS $R_{\text{DS(ON)}}$	Main Switch		0.17		$\Omega$
$I_{\text{LEAK(P}4}$	PMOS Switch Leakage	Synchronous Switch	-1	1		$\mu\text{A}$
$I_{\text{LEAK(N}4}$	NMOS Switch Leakage	Main Switch	-1	1		$\mu\text{A}$
$R_{\text{VOUT}4}$	$V_{\text{OUT}4}$ Pull-Down in Shutdown			10		$\text{k}\Omega$
$D_{\text{BOOST(MAX)}}$	Maximum Boost Duty Cycle			91	94	%
$t_{\text{SS}4}$	Soft-Start Time			0.375		$\text{ms}$

**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おそれがある。

**Note 2:** LTC3586E-2/LTC3586E-3は $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。

**Note 3:** LTC3586E-2/LTC3586E-3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 $125^\circ\text{C}$ を超える。規定された最大動作接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なうおそれがある。

**Note 4:** 総入力電流は、静止電流  $I_{\text{VBU}S0}$  と次の式で求められる測定電流の和である。

$$V_{\text{CLPROG}}/R_{\text{CLPROG}} \bullet (h_{\text{CLPROG}} + 1)$$

**Note 5:** この製品の電流制限機能は、短期的または断続的なフォルト状態からデバイスを保護することを目的としている。規定された最大定格ピン電流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。

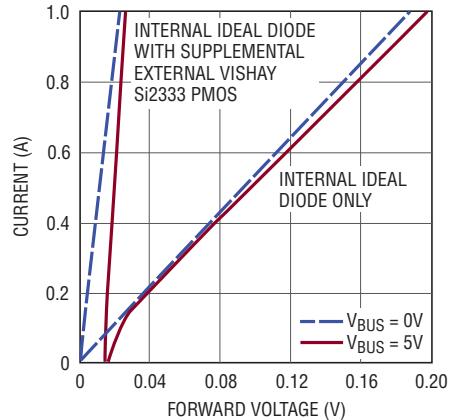
**Note 6:**  $h_{\text{C}10}$ は、規定されているPROG抵抗を使用して設定されたフル充電電流に対する割合として表される。

**Note 7:** レギュレータがスリープ状態であるようなレギュレーションを超えるFBx。仕様には  $V_{\text{IN}X}$  に反映された抵抗分割器電流は含まれない。

**Note 8:** 設計により保証されている。

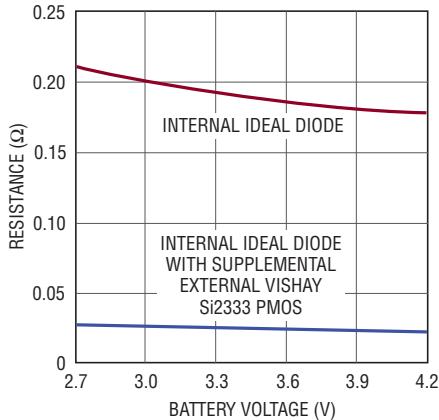
## 標準的性能特性 (注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

理想ダイオードのV-I特性



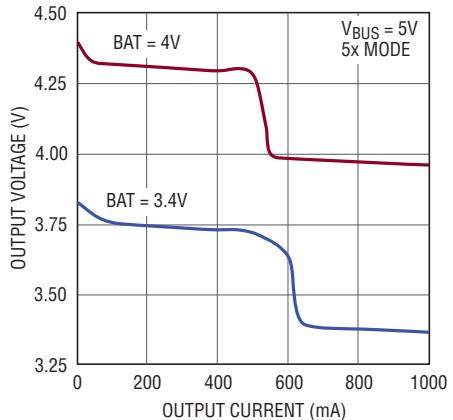
358623 G01

理想ダイオードの抵抗と  
バッテリ電圧



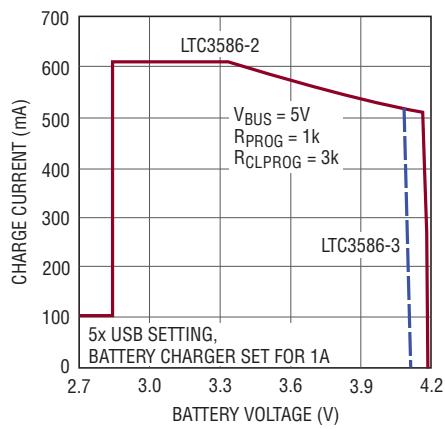
358623 G02

出力電圧と出力電流  
(バッテリ・チャージャの  
ディスエーブル時)



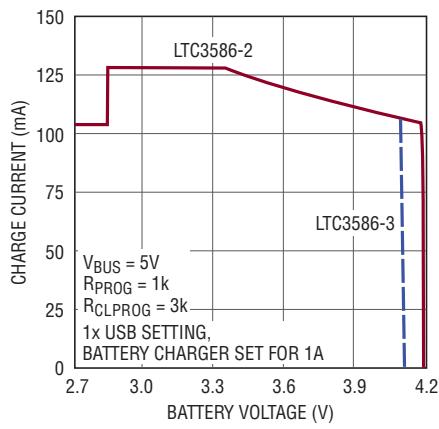
358623 G03

USBで制限された  
バッテリ充電電流とバッテリ電圧



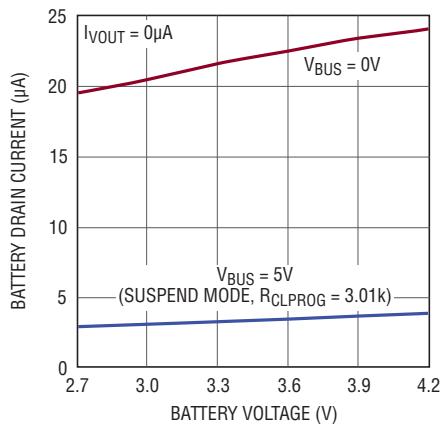
358623 G04

USBで制限された  
バッテリ充電電流とバッテリ電圧



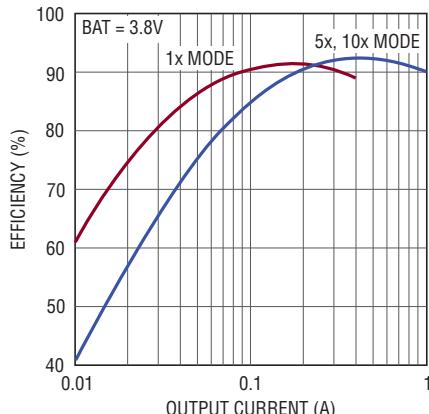
358623 G05

バッテリ流出電流とバッテリ電圧



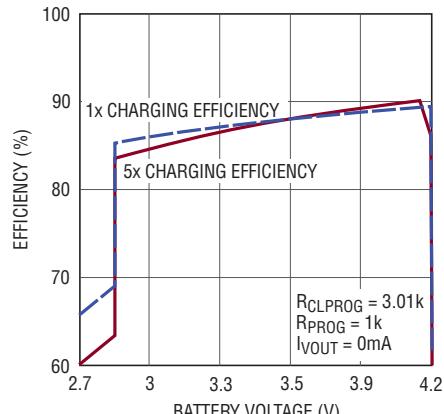
358623 G06

PowerPathスイッチング・  
レギュレータの効率と出力電流



358623 G07

外部負荷なしのバッテリ充電効率と  
バッテリ電圧 (P<sub>BAT</sub>/P<sub>BUS</sub>)

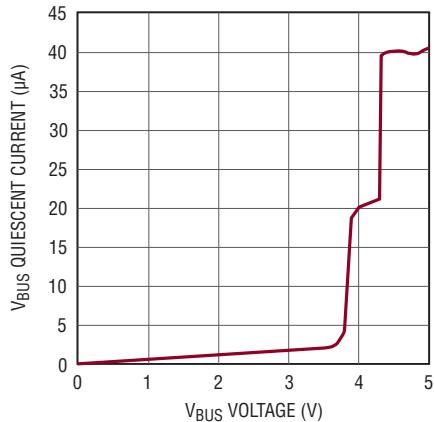


358623 G08

# LTC3586-2/LTC3586-3

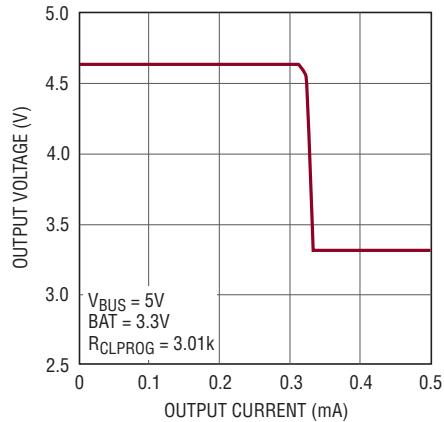
## 標準的性能特性 (注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

$V_{\text{BUS}}$  電流と  $V_{\text{BUS}}$  電圧  
(サスPEND時)



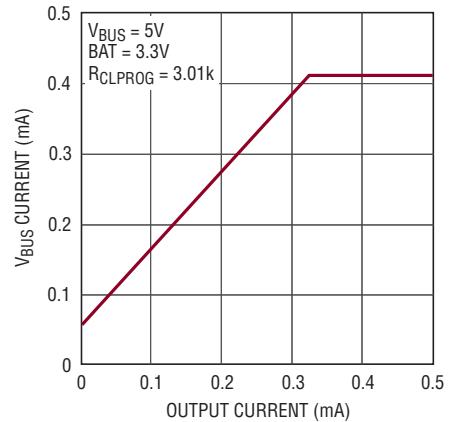
358623 G09

出力電圧と出力電流  
(サスPEND時)



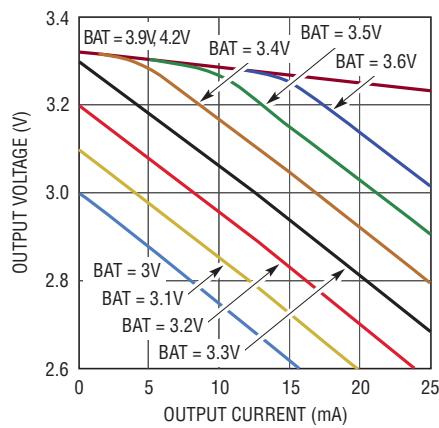
358623 G10

$V_{\text{BUS}}$  電流と出力電流  
(サスPEND時)



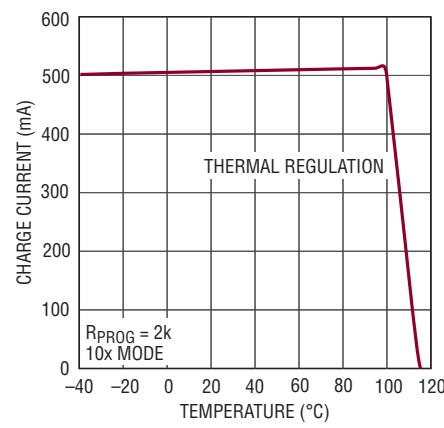
358623 G11

3.3V LDOの出力電圧と  
出力電流、 $V_{\text{BUS}} = 0\text{V}$



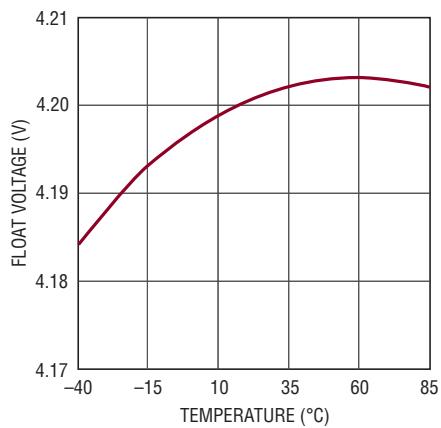
358623 G12

バッテリ充電電流と温度



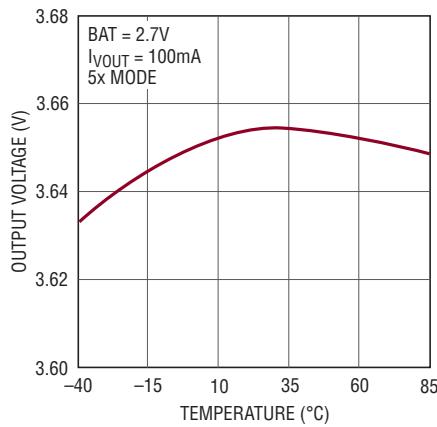
358623 G13

バッテリ・チャージャの  
フロート電圧と温度



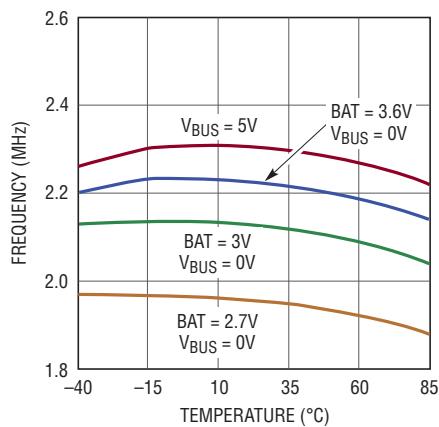
358623 G14

低バッテリ(瞬時オン)出力電圧と  
温度



358623 G15

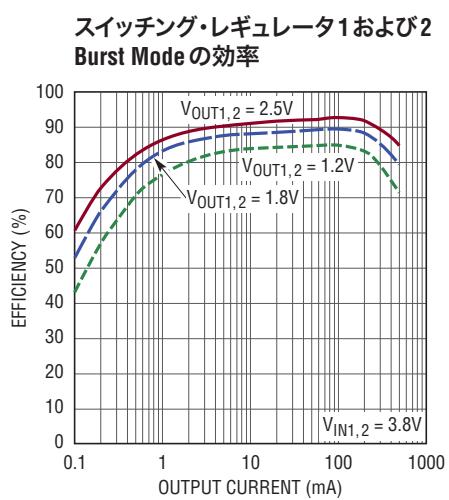
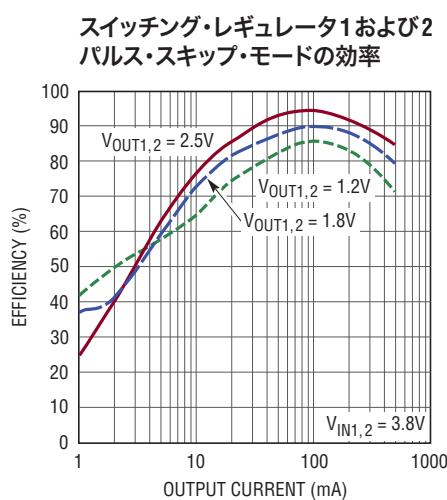
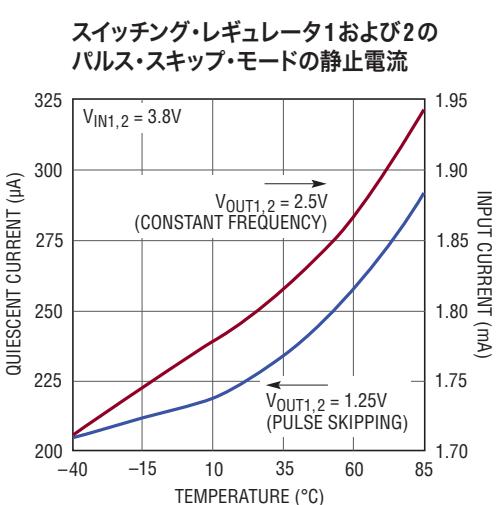
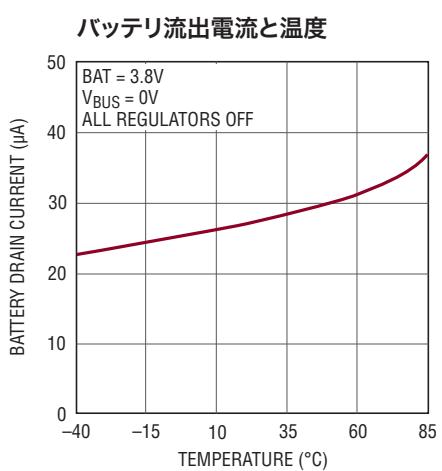
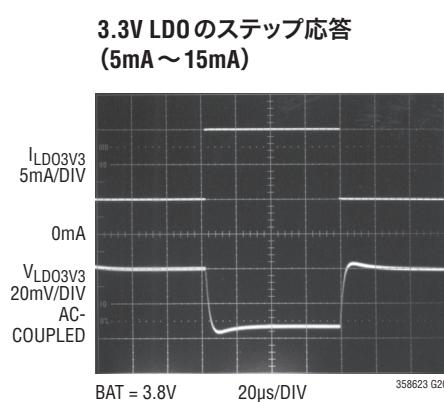
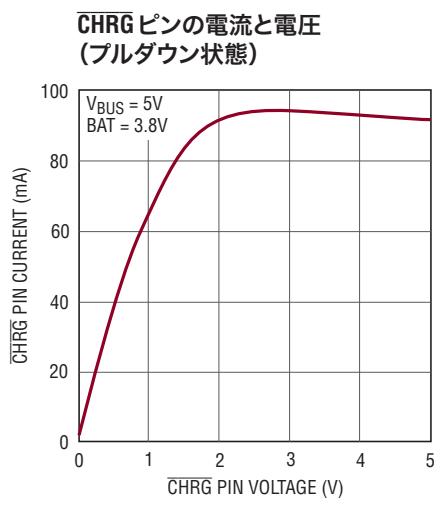
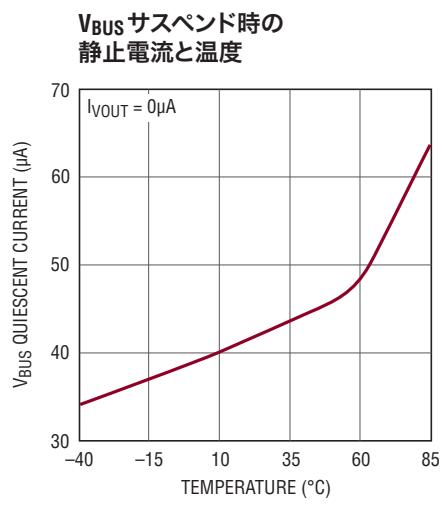
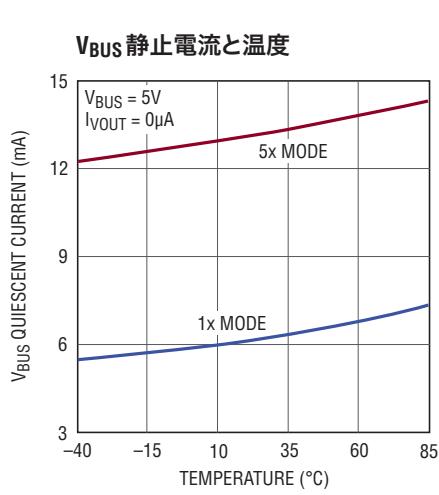
発振器周波数と温度



358623 G16

358623f

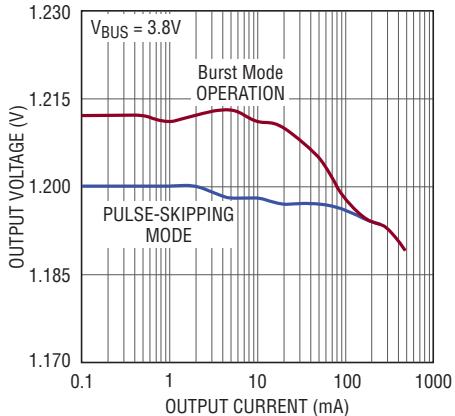
## 標準的性能特性 (注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ )



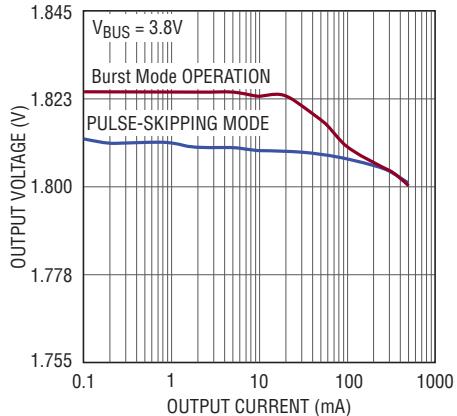
# LTC3586-2/LTC3586-3

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

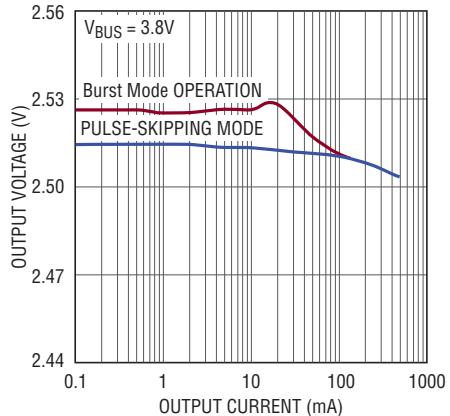
スイッチング・レギュレータ1および2の負荷レギュレーション ( $V_{\text{OUT}1,2} = 1.2\text{V}$ )



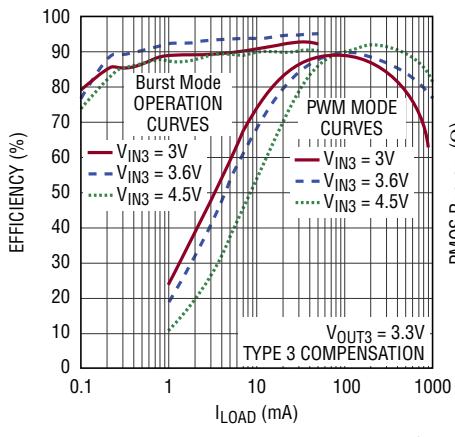
スイッチング・レギュレータ1および2の負荷レギュレーション ( $V_{\text{OUT}1,2} = 1.8\text{V}$ )



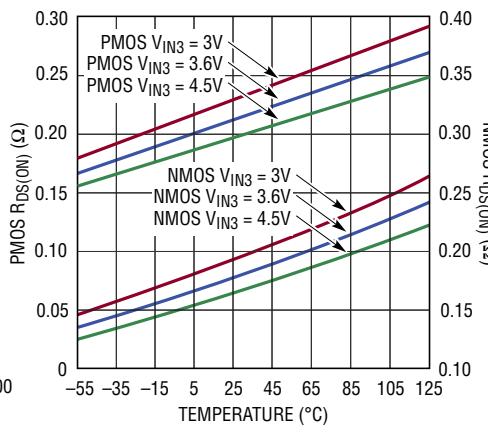
スイッチング・レギュレータ1および2の負荷レギュレーション ( $V_{\text{OUT}1,2} = 2.5\text{V}$ )



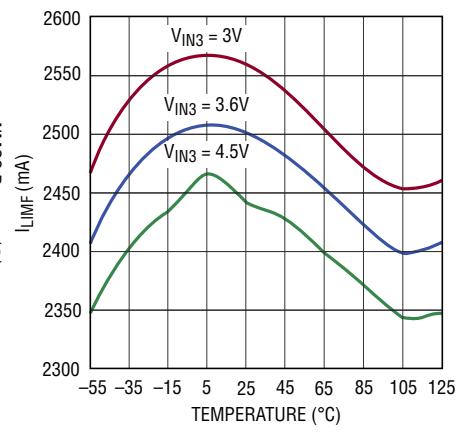
昇降圧レギュレータの効率と  $I_{\text{LOAD}}$



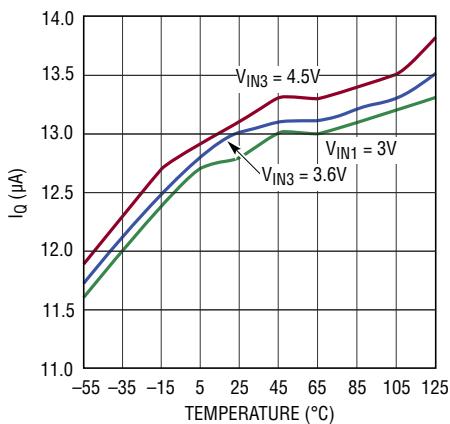
昇降圧レギュレータの  $R_{\text{DS(ON)}}$



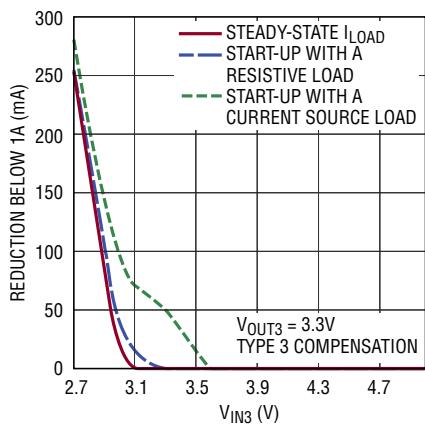
昇降圧レギュレータの順方向電流制限



昇降圧レギュレータのBurst Mode動作の静止電流

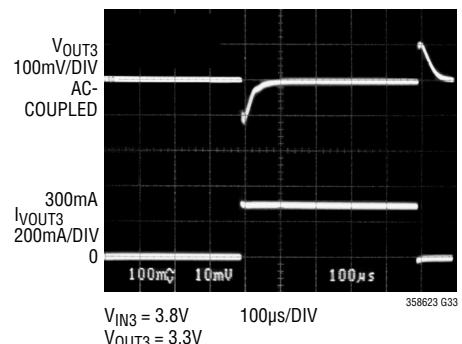


低  $V_{\text{IN}3}$  での電流供給能力の減少

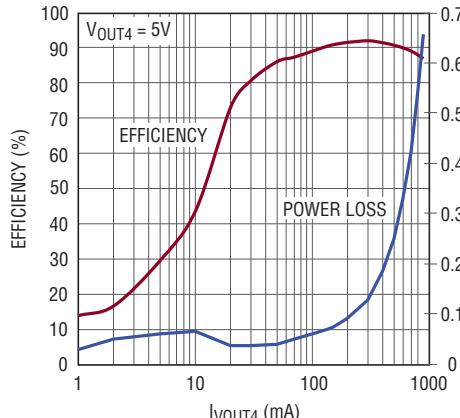


## 標準的性能特性 (注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

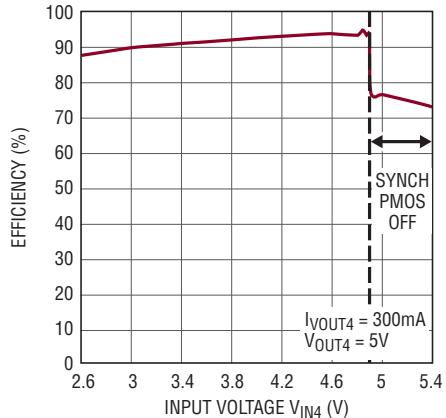
### 昇降圧のステップ応答



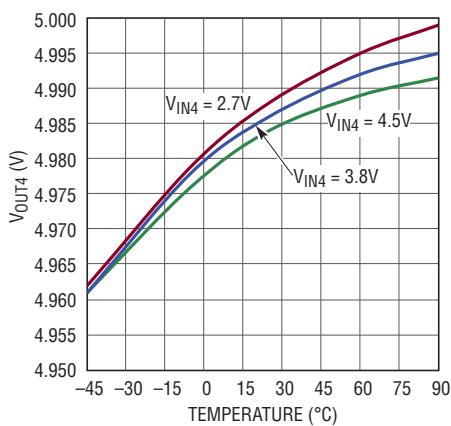
### 昇圧の効率 ( $V_{\text{IN}4} = 3.8\text{V}$ )



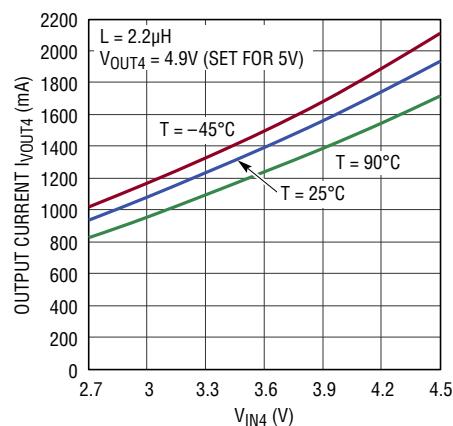
### 昇圧の効率と $V_{\text{IN}4}$



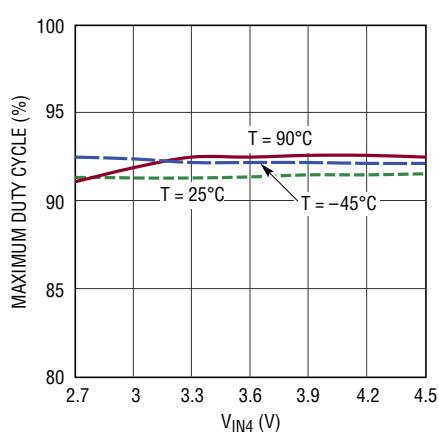
### 昇圧出力電圧と温度



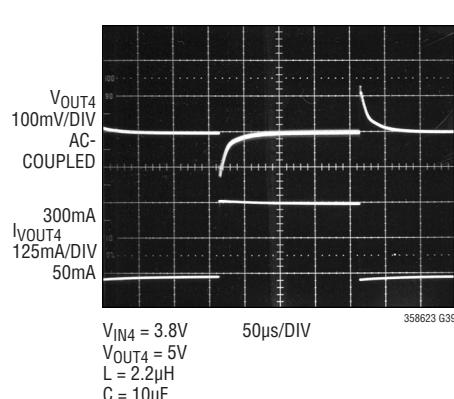
### 最大供給可能昇圧出力電流



### 最大昇圧デューティ・サイクルと $V_{\text{IN}4}$



### 昇圧のステップ応答 (50mA ~ 300mA)



## ピン機能

**I<sub>LIM0</sub>、I<sub>LIM1</sub> (ピン1、2)** : ロジック入力。I<sub>LIM0</sub> および I<sub>LIM1</sub> は、PowerPath スイッチング・レギュレータの電流制限を制御します。表1を参照してください。

**表1.USB 電流制限の設定**

(I <sub>LIM1</sub> )	(I <sub>LIM0</sub> )	USBの設定
0	0	1倍モード(USB 100mAに制限)
0	1	10倍モード(ACアダプタ 1Aに制限)
1	0	サスPEND
1	1	5倍モード(USB 500mAに制限)

**LDO3V3 (ピン3)** : 3.3V LDO の出力ピン。このピンは安定化された常時オン 3.3V 電源電圧を供給します。LDO3V3 は V<sub>OUT</sub> から電力を供給されます。この電源は、ウォッチドッグ・マイクロプロセッサやリアルタイム・クロックなどの軽負荷に使用することができます。1 $\mu$ F のコンデンサを LDO3V3 からグランドに接続する必要があります。LDO3V3 出力を使用しない場合、V<sub>OUT</sub> に接続することによってディスエーブルする必要があります。

**CLPROG (ピン4)** : USB 電流制限設定およびモニタ用ピン。CLPROG からグランドに接続された抵抗によって、V<sub>BUS</sub> ピンから流れる電流の上限が決まります。PowerPath スイッチング・レギュレータの同期スイッチがオンのとき、V<sub>BUS</sub> 電流の一部が CLPROG ピンに送られます。CLPROG ピンが 1.188V に達するまで、スイッチング・レギュレータは電力を供給します。ユーザー入力によっていくつかの V<sub>BUS</sub> 電流制限の設定を利用できます。それらは一般に 500mA と 100mA の USB 仕様に対応します。CLPROG でフィルタ処理を行うには、積層セラミック平均化コンデンサが必要になります。

**NTC (ピン5)** : サーミスタ・モニタ回路への入力。NTC ピンはバッテリのサーミスタに接続され、バッテリの温度が充電するのに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場合、バッテリ温度が有効範囲に戻るまで充電が中断されます。低ドリフトのバイアス抵抗を V<sub>BUS</sub> から NTC に接続し、サーミスタを NTC からグランドに接続する必要があります。NTC 機能が不要な場合は、NTC ピンを接地します。

**V<sub>OUT4</sub> (ピン6、7)** : (昇圧) スイッチング・レギュレータ4の電源出力。10 $\mu$ F MLCC コンデンサはピンにできるだけ近づけて配置します。

**SW4 (ピン8)** : (昇圧) スイッチング・レギュレータ4のスイッチ・ノード。外付けインダクタによって、このピンと V<sub>IN4</sub> が接続されます。

**MODE (ピン9)** : デジタル入力。MODE ピンは、スイッチング・レギュレータの異なる動作モードを表2に従って制御します。

**表2.スイッチング・レギュレータのモード**

	レギュレーション・モード		
モード	降圧	昇降圧	昇圧
0	パルス・スキップ	PWM	パルス・スキップ
1	Burst	Burst	パルス・スキップ

**FB4 (ピン10)** : (昇圧) スイッチング・レギュレータ4の帰還入力。この制御ループが完全だと、このピンの電圧は 0.8V にサーボ制御されます。

**FB3 (ピン11)** : (昇降圧) スイッチング・レギュレータ3の帰還入力。レギュレータ3の制御ループが完全だと、このピンは 0.8V にサーボ制御されます。

**V<sub>C3</sub> (ピン12)** : エラーアンプの出力および(昇降圧)スイッチング・レギュレータ3の電圧補償ノード。(FB3への)外付けのタイプIまたはタイプIIIの補償部品はこのピンに接続します。昇降圧ループ補償部品の選択については、「アプリケーション情報」を参照してください。

**SWAB3 (ピン13)** : (昇降圧) スイッチング・レギュレータ3のスイッチ・ノード。内部パワー・スイッチAおよびBに接続されています。外付けインダクタによって、このノードと SWCD3 が接続されます。

**V<sub>IN3</sub> (ピン14、15)** : (昇降圧) スイッチング・レギュレータ3の電源入力。これらのピンは通常、V<sub>OUT</sub> に接続されます。これらのピンには 1 $\mu$ F の MLCC コンデンサを推奨します。

**V<sub>OUT3</sub> (ピン16、17)** : (昇降圧) スイッチング・レギュレータ3の出力電圧。

**EN3 (ピン18)** : デジタル入力。この入力は、昇降圧スイッチング・レギュレータ3をイネーブルします。

**SWCD3 (ピン19)** : (昇降圧) スイッチング・レギュレータ3のスイッチ・ノード。内部パワー・スイッチCおよびDに接続されています。外付けインダクタによって、このノードと SWAB3 が接続されます。

## ピン機能

**EN2(ピン20)** : デジタル入力。この入力は、降圧スイッチング・レギュレータ2をイネーブルします。

**EN1(ピン21)** : デジタル入力。この入力は、降圧スイッチング・レギュレータ1をイネーブルします。

**V<sub>IN4</sub>(ピン22)** : (昇圧)スイッチング・レギュレータ4の電源入力。このピンは通常、V<sub>OUT</sub>に接続されます。このピンには1 $\mu$ FのMLCCコンデンサを推奨します。

**FB2(ピン23)** : (降圧)スイッチング・レギュレータ2の帰還入力。レギュレータ2の制御ループが完全だと、このピンは0.8Vにサーボ制御されます。

**V<sub>IN2</sub>(ピン24)** : (降圧)スイッチング・レギュレータ2の電源入力。このピンは通常、V<sub>OUT</sub>に接続されます。このピンには1 $\mu$ FのMLCCコンデンサを推奨します。

**SW2(ピン25)** : (降圧)スイッチング・レギュレータ2の電力送出ピン。

**SW1(ピン26)** : (降圧)スイッチング・レギュレータ1の電力送出ピン。

**V<sub>IN1</sub>(ピン27)** : (降圧)スイッチング・レギュレータ1の電源入力。このピンは通常、V<sub>OUT</sub>に接続されます。このピンには1 $\mu$ FのMLCCコンデンサを推奨します。

**FB1(ピン28)** : (降圧)スイッチング・レギュレータ1の帰還入力。レギュレータ1の制御ループが完全だと、このピンは0.8Vにサーボ制御されます。

**PROG(ピン29)** : 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ことで、充電電流を設定します。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。

**CHRG(ピン30)** : 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、バッテリ応答なし、およびバッテリ温度範囲外です。CHRGは35kHzで変調され、人間またはマイクロプロセッサのどちらでも簡単に認識できるように高低のデューティ・サイクルの間で切り替わります。表3を参照してください。CHRGの状態を表示するには、プルアップ抵抗とLEDのいずれかまたは両方が必要です。

**GATE(ピン31)** : アナログ出力。このピンは、V<sub>OUT</sub>とBATの間の理想ダイオードの補完に使用されるオプションの外付けPチャネルMOSFETトランジスタのゲートを制御します。外付け理想ダイオードは内部の理想ダイオードと並列に動作します。PチャネルMOSFETのソースをV<sub>OUT</sub>に接続し、ドレインをBATに接続します。外付け理想ダイオードFETを使用しない場合、GATEはフロートさせたままになります。

**BAT(ピン32)** : 1セル・リチウムイオン・バッテリ・ピン。BATに接続されたリチウムイオン・バッテリは、使用できるV<sub>BUS</sub>電力に応じて、理想ダイオードを介してV<sub>OUT</sub>に電力を供給するか、または、バッテリ・チャージャを介してV<sub>OUT</sub>から充電されます。

**EN4(ピン33)** : デジタル入力。この入力は、昇圧スイッチング・レギュレータ4をイネーブルします。

**V<sub>OUT</sub>(ピン34)** : スイッチング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。携帯機器の大半はV<sub>OUT</sub>から電力供給を受けます。LTC3586-2/LTC3586-3は利用可能な電力をV<sub>OUT</sub>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。外部負荷が優先され、残りの電力を使ってバッテリを充電します。BATからV<sub>OUT</sub>に接続された理想ダイオードにより、負荷がV<sub>BUS</sub>からの割り当てられた電力を超えても、またはV<sub>BUS</sub>電源が取り外されても、V<sub>OUT</sub>に電力が供給されます。V<sub>OUT</sub>は低インピーダンスのセラミック・コンデンサを使ってバイパスする必要があります。

**V<sub>BUS</sub>(ピン35,36)** : 主入力電源ピン。これらのピンはUSBポートやACアダプタなどのDCソースから制御された電流を引き出し、SWピンを介してV<sub>OUT</sub>へ電力を供給します。

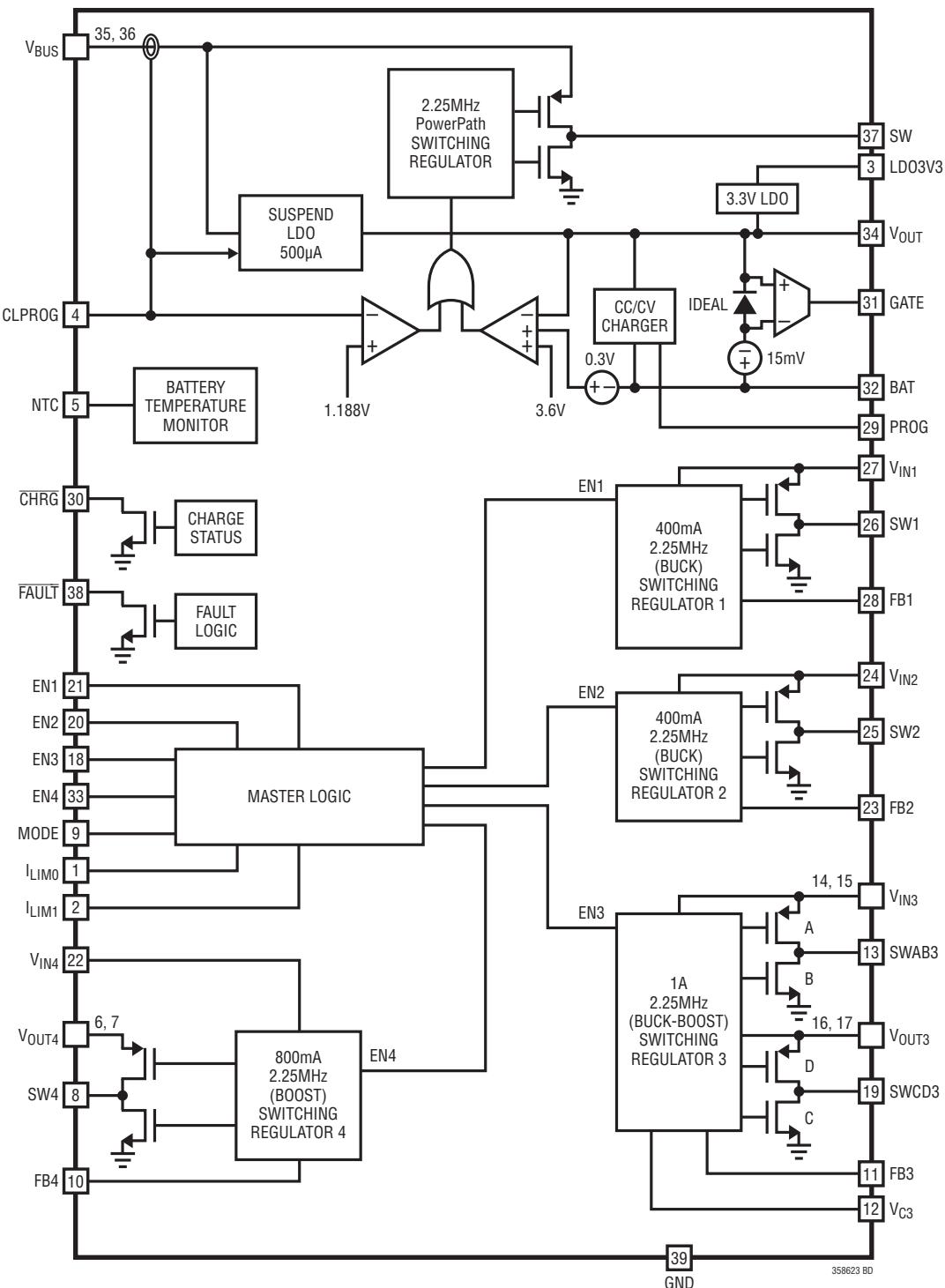
**SW(ピン37)** : USB Power Pathの電力送出ピン。SWピンは降圧スイッチング・レギュレータを介してV<sub>BUS</sub>からV<sub>OUT</sub>に電力を供給します。3.3 $\mu$ HのインダクタをSWからV<sub>OUT</sub>に接続します。

**FAULT(ピン38)** : オープン・ドレインの状態出力。4つの汎用電圧レギュレータのいずれかにおけるフォルト状態を表すために使用されます。

**GND(露出パッド・ピン39)** : グランド。露出パッドは、LTC3586-2/LTC3586-3の直下に配置した複数のビアを使って、プリント回路基板の2番目の層の連続したグランド・プレーンに接続します。

# LTC3586-2/LTC3586-3

## ブロック図



## 動作

### はじめに

LTC3586-2/LTC3586-3は、高度に集積されたパワーマネジメント・デバイスです。このデバイスには、高効率スイッチ・モード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、400mA降圧スイッチング・レギュレータ2個、1A昇降圧スイッチング・レギュレータ1個、および800mA昇圧スイッチング・レギュレータ1個が搭載されています。これらのレギュレータはすべて、ENABLEピンにより独立して制御できます。

特にUSBアプリケーション向けに設計されているため、PowerPathコントローラには高精度平均入力電流降圧スイッチング・レギュレータが内蔵されており、許容されるUSB電力を最大限に利用できます。電力が節約されるので、LTC3586-2/LTC3586-3では、USBの負荷仕様を超えることなく、V<sub>OUT</sub>の負荷電流がUSBポートから供給される電流を超えることが可能です。

PowerPathスイッチング・レギュレータとバッテリ・チャージャは通信を行って、入力電流がUSB仕様を決して違反しないようにします。

BATからV<sub>OUT</sub>に接続された理想ダイオードにより、V<sub>BUS</sub>の電力が不十分であったり使用できない場合でも、V<sub>OUT</sub>に常に十分な電力を供給できます。

常時オンLDOによって、V<sub>OUT</sub>で得られる電力から安定化された3.3Vが供給されます。静止電流が非常に小さなこのLDOは常にオンしており、最大20mAを供給するのに使用できます。

降圧および昇降圧スイッチング・レギュレータは、軽負荷状態での静止電流を大きく減らすために、固定周波数PWMモードのほか、低電力Burst Mode設定を備えています。

### 高効率スイッチングPowerPathコントローラ

V<sub>BUS</sub>を利用でき、PowerPathスイッチング・レギュレータがイネーブルされているときは常に、V<sub>BUS</sub>からSWを通ってV<sub>OUT</sub>に電力が供給されます。V<sub>OUT</sub>は(スイッチング・レギュレータ1、2、3、4を含む)外部負荷とバッテリ・チャージャの両方をドライプします。

合計負荷がPowerPathスイッチング・レギュレータのプログラムされた入力電流制限を超えない場合、V<sub>OUT</sub>はバッテリよりも0.3V高い電圧をトラッキングします(Bat-Track)。バッテリ・

チャージャの電圧を低く保つことにより、リニア・バッテリ・チャージャの電力損失を最小限に抑えるので、効率が最適化されます。それにより、外部負荷が使用できる電力が最適化されます。

V<sub>OUT</sub>の合計負荷がPowerPathスイッチング電源のプログラムされた入力電流制限に達するほど大きい場合、バッテリ・チャージャは外部負荷に十分な電力を供給するのに必要な分だけ充電電流を低減します。バッテリ充電電流が許容されるUSB電流を超える値に設定されても、平均入力電流のUSB仕様に違反することはありません。USB仕様を決して違反しないように、PowerPathスイッチング・レギュレータが平均入力電流を制限します。更に、V<sub>OUT</sub>の負荷電流が常に優先され、余剰の電力だけがバッテリの充電に使用されます。

BATの電圧が3.3Vより低いかバッテリが存在せず、かつ、負荷要件によってPowerPathスイッチング・レギュレータがUSB仕様を超えることがない場合、V<sub>OUT</sub>は3.6Vに固定されます(図1参照)。この「瞬時オン」機能により、携帯機器に電源を投入したときにバッテリの充電を待つことなくただちに起動できます。負荷がV<sub>BUS</sub>の電流制限を超えててしまうと、図1の網掛けの部分で示すように、V<sub>OUT</sub>の範囲は無負荷電圧とバッテリ電圧をわずかに下回る電圧の間になります。

バッテリ電圧が非常に低い場合、バッテリ・チャージャは負荷のように振る舞います。このとき、入力電力が限られているため、チャージャの電流によってV<sub>OUT</sub>が3.6Vの「瞬時オン」電圧を下回る傾向があります。V<sub>OUT</sub>がこのレベルを下回らないように、低電圧回路がV<sub>OUT</sub>の低下を自動的に検出してバッテリ充電電流を必要に応じて低減します。この低減により、できるだけ多くのバッテリ充電電流を供給しながらも、負荷の電流と電圧が常に優先されます。「アプリケーション情報」の「バッテリ・チャージャのオーバープログラミング」を参照してください。

V<sub>BUS</sub>からV<sub>OUT</sub>に供給される電力は2.25MHzの固定周波数降圧レギュレータによって制御されます。USBの最大負荷仕様を満たすため、スイッチング・レギュレータには、平均入力電流がCLPROGでプログラムされたレベルを下回るようにする制御ループが備わっています。

# LTC3586-2/LTC3586-3

## 動作

CLPROGの電流は、 $V_{BUS}$ 電流の一部( $h_{CLPROG}^{-1}$ )です。プログラミング抵抗と平均化コンデンサがCLPROGからGNDに接続されると、CLPROGの電圧は、PowerPathスイッチング・レギュレータの平均入力電流を示します。入力電流がプログラムされた制限値に近づくと、CLPROGが $V_{CLPROG}$ (1.188V)に達し、出力電力が一定に保たれます。入力電流制限は $I_{LIM0}$ ピンと $I_{LIM1}$ ピンによってプログラムされます。平均入力電流をいくつかの可能な設定のどれかに制限することができます。また、一時停止させることもできます(USBサスペンド)。入力電流制限は $V_{CLPROG}$ サーボ電圧とCLPROGの抵抗により、次式に従って設定されます。

$$I_{V_{BUS}} = I_{V_{BUSQ}} + \frac{V_{CLPROG}}{R_{CLPROG}} \cdot (h_{CLPROG} + 1)$$

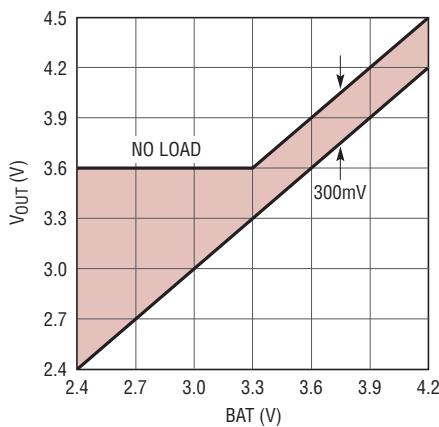
$V_{OUT}$ の可能な電圧範囲をバッテリ電圧の関数として図1に示します。

### BATから $V_{OUT}$ への理想ダイオード

LTC3586-2/LTC3586-3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も備えています。理想ダイオード・コントローラは常時オンで、 $V_{OUT}$ がBATを下回るたびに即座に応答します。

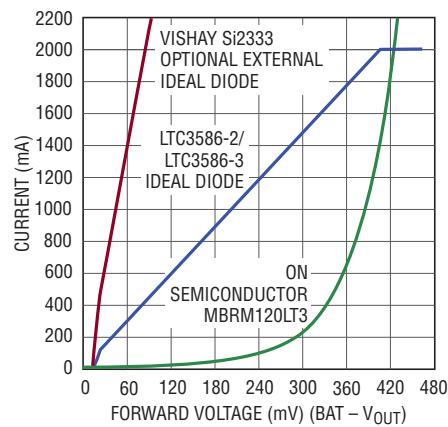
負荷電流がスイッチング・レギュレータからの許容電力を超えて増加すると、追加の電力が理想ダイオードを介してバッテリから供給されます。更に、 $V_{BUS}$ への電源(USBまたはACアダプタ)が取り外されると、アプリケーションの電力はすべて理想ダイオードを介してバッテリから供給されます。 $V_{OUT}$ の入力電源からバッテリ電源への移行は十分に高速なので、わずか10μFのコンデンサで $V_{OUT}$ の垂下を防ぐことができます。理想ダイオードは、 $V_{OUT}$ の電圧がBATの電圧より約15mV( $V_{FWD}$ )低いときは常に大型の内蔵PチャネルMOSFETトランジスタをイネーブルする高精度アンプで構成されています。内部理想ダイオードの抵抗値は約180mΩです。アプリケーションにとってこれで十分であれば、外付け部品は不要です。ただし、もっと大きなコンダクタンスが必要なときは、BATから $V_{OUT}$ に外付けPチャネルMOSFETトランジスタを追加することができます。図2を参照してください。

外付けPチャネルMOSFETトランジスタが存在すれば、LTC3586-2/LTC3586-3のGATEピンはこのトランジスタ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。外付けPチャネルMOSFETのソースを $V_{OUT}$ に接続し、ドレンをBATに接続します。GATEピンは1nFの負荷をドライブできるので、オン抵抗が40mΩ以下の外付けPチャネルMOSFETトランジスタを制御することができます。



358623 F01

図1. $V_{OUT}$ とBAT



358623 F02

図2.理想ダイオードの動作

358623f

## 動作

### サスPEND LDO

LTC3586-2/LTC3586-3がUSBサスPEND・モードに設定されている場合、スイッチング・レギュレータはディスエーブルされ、サスPEND LDOがV<sub>OUT</sub>ピンに電力を供給します(V<sub>BUS</sub>への使用可能な電力があると仮定しています)。このLDOはサスPEND時のUSBポートに携帯機器が接続されているときのバッテリ切れを防ぎます。このLDOは4.6Vに安定化されており、スイッチング・コンバータがディスエーブルされたとき(サスPEND時)だけアクティブになります。USB仕様に準拠させておくため、LDOへの入力電流は、500 $\mu$ Aの低電力サスPEND仕様を超えないように制限されています。V<sub>OUT</sub>の負荷がサスPEND電流制限を超えると、理想ダイオードを介してバッテリから追加の電流が供給されます。

### 3.3V常時オン電源

LTC3586-2/LTC3586-3は、常に電力が供給されている低静止電流、低損失レギュレータ(LDO)を備えています。このLDOは、システムのプッシュボタン・コントローラ、スタンバイ・マイクロコントローラ、リアルタイム・クロックなどへの電力供給に使用できます。この常時オンLDOは最大20mAを供給するように設計されているので、補償するのに少なくとも1 $\mu$ Fの低インピーダンス・セラミック・バイパス・コンデンサが必要です。このLDOはV<sub>OUT</sub>から電力を供給されるので、V<sub>OUT</sub>が3.3V近くまで低下すると、20mAより小さい負荷でドロップアウト状態になります。LDO3V3出力を使用しない場合、V<sub>OUT</sub>に接続することによってディスエーブルする必要があります。

### V<sub>BUS</sub>低電圧ロックアウト(UVLO)

内蔵の低電圧ロックアウト回路はV<sub>BUS</sub>をモニタし、V<sub>BUS</sub>が4.30Vを超えて上昇し、バッテリ電圧より約200mV高い電圧になるまでPowerPathスイッチング・レギュレータをオフに保ちます。V<sub>BUS</sub>が4.00Vを下回るか、あるいはBATの50mV以内にまで低下すると、UVLOのヒステリシスによってレギュレータがオフします。この場合、V<sub>OUT</sub>のシステム電力は理想ダイオードを介してバッテリから供給されます。

### バッテリ・チャージャ

LTC3586-2/LTC3586-3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で充電を一時停止するためのサービス・センサ入力を備えた定電流/定電圧バッテリ・チャージャを搭載しています。

### バッテリの予備調整

バッテリの充電サイクルが開始されると、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を判定します。バッテリ電圧がV<sub>TRKL</sub>(標準2.85V)より低いと、自動トリクル充電機能により、バッテリ充電電流はプログラムされた値の10%に設定されます。低電圧が0.5時間以上持続すると、バッテリ・チャージャは自動的に停止し、CHRGピンを介してバッテリが応答しないことを表します。

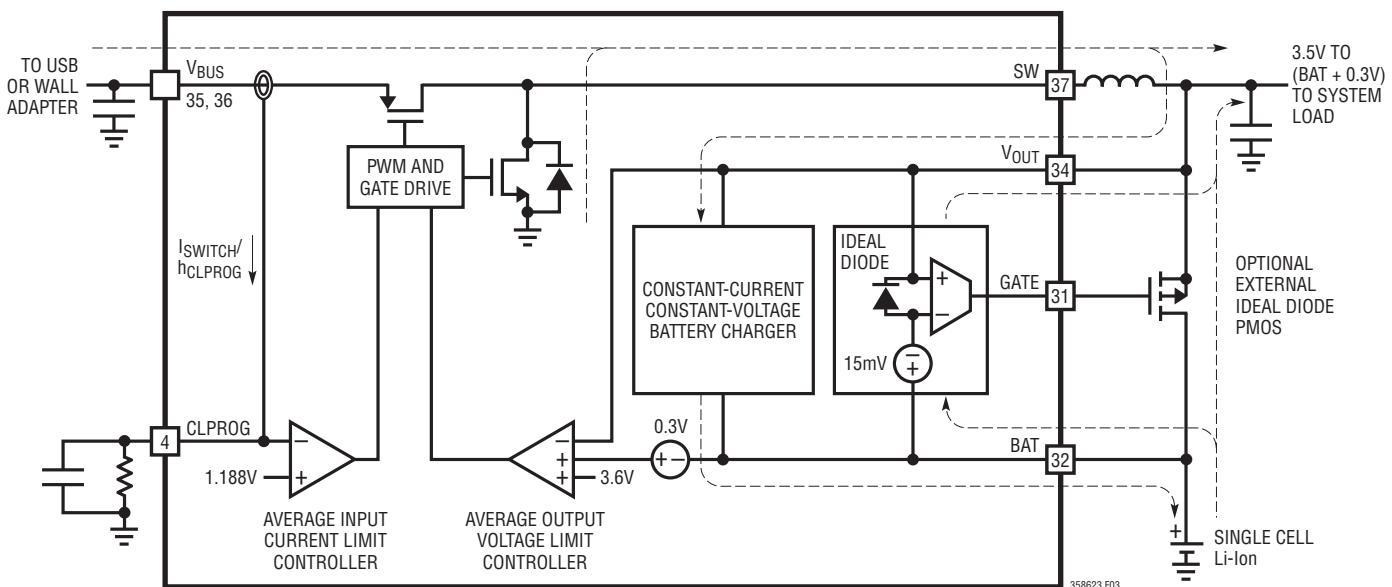


図3.PowerPathのブロック図

358623f

## 動作

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  $1022V/R_{PROG}$  に達しようとします。使用可能な入力電力と外部負荷の状態に応じて、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あれば、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、余剰電力だけがバッテリの充電に使用できます。システム負荷が軽いとき、バッテリ充電電流は最大になります。

## 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。バッテリ電圧があらかじめプログラムされたフロート電圧に達すると、バッテリ・チャージャはバッテリ電圧を安定化し、充電電流が自然に減少します。バッテリがフロート電圧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。安全タイマが終了すると、バッテリの充電が中止され、電流はそれ以上供給されません。

## 自動再充電

バッテリ・チャージャは充電終了後オフ状態を保ち、バッテリからは数マイクロアンペアの電流のみが流れます。携帯機器を長時間この状態にしておくと、バッテリは最終的に自己放電します。バッテリが常にフル充電状態になるように、バッテリ電圧が再充電しきい値(標準でチャージャのフロート電圧より100mV低い電圧)を下回ったときに充電サイクルが自動的に開始されます。安全タイマの作動中にバッテリ電圧が再充電しきい値を下回った場合、タイマはゼロにリセットされます。再充電しきい値を下回る短時間の電圧低下によって安全タイマがリセットされないように、バッテリ電圧は1.3msより長く再充電しきい値を下回っている必要があります。更に、V<sub>BUS</sub>のUVLOが“L”になってから“H”になると(例えば、V<sub>BUS</sub>が取り外され、再度接続されると)、充電サイクルと安全タイマも再スタートします。

## 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1/1022がPROGピンに供給され、これによって1.000Vへのサーボ制御が試みられます。こうして、バッテリ充電電流はPROGピンの電流の1022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します。

$$R_{PROG} = \frac{1022V}{I_{CHG}}, I_{CHG} = \frac{1022V}{R_{PROG}}$$

定電流または定電圧のどちらの充電モードでも、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、PROGピンの電圧をモニタし、次式を使用することによっていつでも決定できます。

$$I_{BAT} = \frac{V_{PROG}}{R_{PROG}} \cdot 1022$$

多くの場合、使用できる入力電力が限られていることとV<sub>OUT</sub>からシステム負荷に優先して供給されることにより、実際のバッテリ充電電流I<sub>BAT</sub>は、I<sub>CHG</sub>より少なくなります。

## 充電状態の表示

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、バッテリ応答なし、およびバッテリ温度範囲外です。

CHRGピンの信号は、人間またはマイクロプロセッサのどちらによっても、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CHRGピンは、電流制限抵抗を通して表示LEDをドライブして人間とのインターフェースを行うか、または単にプルアップ抵抗をドライブしてマイクロプロセッサとのインターフェースを行うことができます。

## 動作

人間とマイクロプロセッサの両方に $\overline{\text{CHRG}}$ ピンが容易に認識されるように、このピンは充電中に“L”、充電中でないときに“H”になるか、または高周波数(35kHz)でスイッチングさせて可能な2つのフォルト状態(バッテリ応答なしとバッテリ温度範囲外)を示します。

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BATピンがフロート電圧に達し、充電電流がプログラムされた値の1/10に低下すると)、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンは開放されます(高インピーダンス)。フォルトが発生すると、このピンは35kHzでスイッチングされます。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で非常に低い周波数で変調されます。低いデューティ・サイクルと高いデューティ・サイクルは十分に区別が付き、LEDがオンやオフをしているように見えることによって、「点滅」表示が実現されます。2つのフォルトにはそれぞれ、人間の認識用に独自の「点滅」速度があり、マシンの認識用に2つの独自のデューティ・サイクルがあります。

LTC3586-2/LTC3586-3が $\text{V}_{\text{BUS}}$ 電流制限状態にあると、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンはC/10しきい値に応答しません。これにより、バッテリ・チャージャに使用できる電力の不足によって誤って充電終了が表示されるのを防ぎます。

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3に示します。

表3.  $\overline{\text{CHRG}}$ 信号

状態	周波数	変調(点滅)周波数	デューティ・サイクル
充電中	0Hz	0Hz(低インピーダンス)	100%
充電中でない	0Hz	0Hz(高インピーダンス)	0%
NTC フォルト	35kHz	50% で 1.5Hz	6.25% ~ 93.75%
バッテリ不良	35kHz	50% で 6.1Hz	12.5% ~ 87.5%

NTC フォルトはデューティ・サイクルが6.25%と93.75%の間を1.5Hzの速度で切り替わる35kHzのパルス列で表されます。人間は1.5Hzの速度がバッテリ温度範囲外を示す「遅い」点滅であることを容易に認識し、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 フォルトと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(つまり、バッテリ電圧が0.5時間2.85Vを下回ったままである)ことが検出されると、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンはバッテリ・フォルトを示します。このフォルトの場合、人間はLEDの6.1Hzの非常に「速い」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・フォルトと解読することができます。

LTC3586-2/LTC3586-3は3端子PowerPath製品なので、バッテリ充電よりもシステム負荷が常に優先されます。システム負荷が過大なことにより、不良バッテリのタイムアウト時間内にトリクル充電のしきい値電圧を超える値までバッテリを充電するのに十分な電力が得られないことがあります。この状況では、バッテリ・チャージャは誤って不良バッテリを示します。この場合、システム・ソフトウェアによって負荷を減らしてから、バッテリ・チャージャをリセットして再試行できます。

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)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・ソフトウェアはそれを無効として、新しくデューティ・サイクルを読み取らせます。

## 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。

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( $R_{\text{NTC}}$ )を接続し、 $\text{V}_{\text{BUS}}$ からNTCピンに抵抗( $R_{\text{NOM}}$ )を接続します。 $R_{\text{NOM}}$ 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LTC3586-2/LTC3586-3によって測定されることはなく、またUSB仕様への準拠を考慮する必要があるので、100kのサーミスタを推奨します。

NTCサーミスタの抵抗が $R_{25}$ の値の0.54倍、つまり約54kに低下すると、LTC3586-2/LTC3586-3は充電を一時停止します。Vishayの「曲線1」のサーミスタの場合、この値は約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)モードの場合、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停止します。温度が下がるにつれ、NTCサーミスタの抵抗は増加します。LTC3586-2/LTC3586-3は、NTCサーミスタの値が $R_{25}$ の値の3.25倍まで増加したときも、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、この抵抗は325kであり、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にはそれぞれ約3°Cのヒステリシスがあり、トリップ・ポイントの近くでの発振が防止されます。NTCピンを接地するとNTC充電一時停止機能はディスエーブルされます。

## 動作

### サーマル・レギュレーション

充電時間を最適化するため、内部のサーマル帰還ループによってプログラムされた充電電流を自動的に低減することができます。この機能は、ダイ温度が約110°Cに上昇したときに動作します。サーマル・レギュレーションによって、LTC3586-2/LTC3586-3は高電力動作や高周囲温度環境に起因する過度の温度上昇から保護されるので、ユーザーはLTC3586-2/LTC3586-3や外付け部品に損傷を与えるリスクなく、所定の回路基板設計での電力処理能力の限界を押し上げることができます。LTC3586-2/LTC3586-3のサーマル・レギュレーション・ループの利点は、ワーストケースの条件ではバッテリ・チャージャは自動的に電流を減らすことが保証されているので、ワーストケースの条件ではなく実際の条件に従って充電電流を設定することができます。

バッテリ・チャージャ動作のフローチャートを図4に示します。

### 低電源動作

LTC3586-2/LTC3586-3は、V<sub>OUT</sub>に低電圧ロックアウト(UVLO)回路を搭載しており、V<sub>OUT</sub>がV<sub>OUTUVLO</sub>を下回ると4個すべての汎用スイッチング・レギュレータをシャットダウンします。このUVLOは、不安定な動作を防止します。

### FAULTピン

FAULTはオープン・ドレイン出力で、任意の汎用レギュレータのフォルト状態を示すのに使用されます。イネーブルされたいずれかのレギュレータのFBピンの電圧が14msより長く内部リファレンス電圧(0.8V)の92%未満に留まった場合、FAULTが“L”になることによってフォルト状態が報知されます。FAULTはオープン・ドレイン出力なので、モニタしているマイクロプロセッサの入力電圧またはLD03V3のような別の適当な電源へのプルアップ抵抗が必要です。

### 汎用降圧スイッチング・レギュレータ

LTC3586-2/LTC3586-3は、2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います。各降圧レギュレータは、最大400mAの出力電流を供給することができます。両降圧レギュレータは0.8Vの最小出力電圧にプログラム可能であり、マイクロコントローラのコア、マイクロコントローラのI/O、メモリ、ディスク・ドライブまたは他のロジック回路への電力供給に使用できます。両降圧コンバータは、入

力電圧がそれらの出力電圧の非常に近くまで低下したときの100%デューティ・サイクル動作(低ドロップアウト・モード)をサポートしています。多様なアプリケーションに対応するため、選択可能なモード機能を使用してノイズと効率のトレードオフを図ることができます。LTC3586-2/LTC3586-3の降圧レギュレータの動作を制御するには、2つのモードを使用できます。中負荷から重負荷では、パルス・スキップ・モードによって、ノイズを最小限に抑えたスイッチング・ソリューションを実現します。軽負荷では、Burst Mode動作を選択できます。降圧レギュレータは、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、放射EMIを低減するスイッチ・ノードのスルーフリミット回路を搭載しています。外付けの補償部品は不要です。降圧レギュレータの動作モードは、MODEピンによって設定できます。各降圧コンバータは、EN1ピンとEN2ピンにより独立してイネーブルできます。いずれの降圧レギュレータも800mVの固定帰還サーボ電圧を備えています。降圧レギュレータの入力電源V<sub>IN1</sub>とV<sub>IN2</sub>は、一般にシステム負荷ピンV<sub>OUT</sub>に接続されます。

### 降圧レギュレータの出力電圧のプログラミング

いずれの降圧レギュレータも、0.8Vより大きい出力電圧にプログラムできます。各降圧レギュレータの出力電圧は、降圧レギュレータの出力から帰還ピン(FB1とFB2)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。

$$V_{OUTX} = V_{FBX} \left( \frac{R1}{R2} + 1 \right)$$

ここで、V<sub>FB</sub>は0.8Vに固定されており、X = 1、2です。図5を参照してください。

R1の標準値は、40k～1Mです。コンデンサC<sub>FB</sub>は帰還抵抗とFBxピンの入力容量によって生じるポールをキャンセルします。また、0.8Vよりはるかに大きな出力電圧のトランジエント応答を改善するのにも役立ちます。C<sub>FB</sub>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トランジエント応答の改善が得られるでしょう。

## 動作

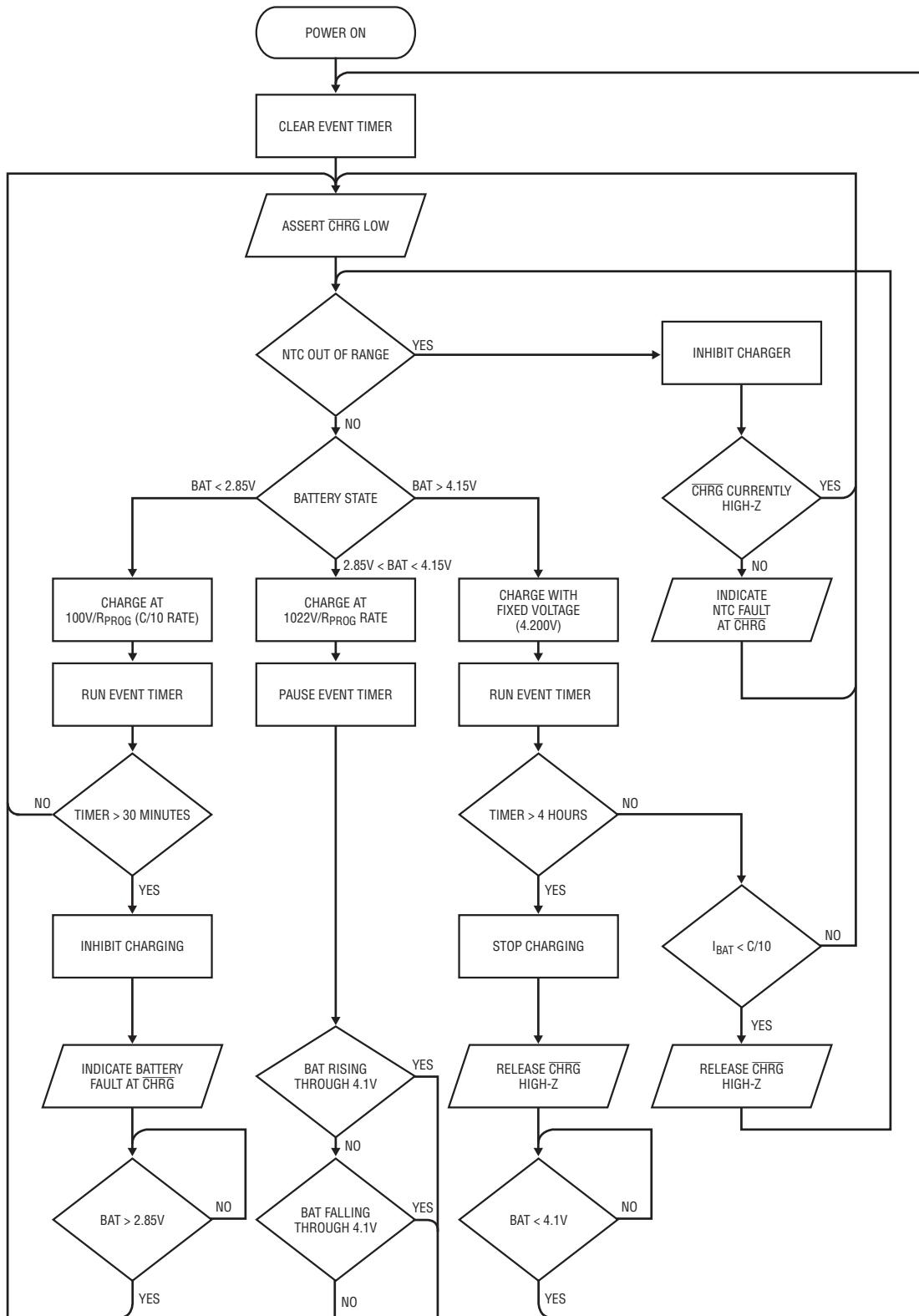


図4 バッテリ・チャージャ動作のフローチャート(図3586-2)

## 動作

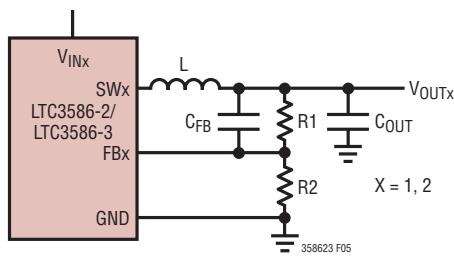


図5. 降圧コンバータのアプリケーション回路

### 降圧レギュレータの動作モード

LTC3586-2/LTC3586-3の降圧レギュレータは、2つの可能な動作モードを備えており、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・インダクタ電流をエラー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ため、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のサイクルが終わるか、またはNチャネルMOSFET同期整流器を流れる電流がゼロになるとオフします。この動作方式を使って、エラーアンプはピーク・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。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同期整流器がオフになります。この場合、スイッチ・ノード(SW1、SW2)は高インピーダンスになり、スイッチ・ノードの電圧にリニングが生じます。これは不連続モード動作であり、スイッチング・レギュレータにとって正常な振る舞いです。非常に軽い負荷では、降圧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レギュレーション状態に維持します。

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レギュレータが連続的に動作する可能性があります。これは正常で、レギュレーションは維持されますが、連続的なスイッチングにより、電源電流が数ミリアンペアに増加します。

Burst Mode動作では、降圧レギュレータは、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つ制御の間を自動的に切り替わります。軽負荷では、降圧レギュレータはヒステリシス・モードで動作し、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まで充電されます。次いで、降圧コンバータはスリープ・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、レギュレータの回路のほとんどがパワーダウンするので、バッテリの電力を節約することができます。出力電圧があらかじめ決められた値を下回ると、降圧レギュレータ回路がパワーオンして、通常のPWM動作を再開します。降圧レギュレータがスリープ・モードで動作する時間は、負荷電流に応じて変動します。スリープ時間は負荷電流が増加するにつれて短くなります。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・レギュレータは低ノイズ固定周波数PWMモードの動作に切り替わります。これは、高負荷でのパルス・スキップ動作とほとんど同じです。低出力電流である程度の出力リップルが許容されるアプリケーションでは、Burst Mode動作を使用することで、降圧レギュレータの最大規定出力電流を供給したまま、パルス・スキップ動作よりも軽負荷時のバッテリ効率を向上できます。

降圧レギュレータでは動作中にモードを変更できるため、負荷がかかっていてもシームレスにモード間を移行できます。そのため、ユーザーはモードを自由に切り替えて、必要に応じて出力リップルを低減したり、低電流効率を向上したりできます。

### シャットダウン時の降圧レギュレータ

これらの降圧レギュレータは、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、降圧レギュレータのすべての回路が降圧レギュレータの入力電源から切断されており、数ナノアンペアの漏れ電流が残るだけです。シャットダウン状態のとき、降圧レギュレータの出力は、個別にスイッチ・ピン(SW1とSW2)の10k抵抗を通してグランドに引き下げられます。

### 降圧レギュレータのドロップアウト動作

降圧レギュレータの入力電圧( $V_{INx}$ )がプログラムされた出力電圧に近づくことは可能です(例えば、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、デューティ・サイクル100%でPMOSスイッチが連続的にオンするまで、PMOSスイッチのデューティ・サイクルが増加します。

## 動作

このドロップアウト状態では、それぞれの出力電圧は、その降圧レギュレータの入力電圧から内部PチャネルMOSFETとインダクタ間の電圧降下を差し引いた電圧に等しくなります。

### 降圧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、バッテリの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、任意の降圧レギュレータがイネーブルされるたび、またはフォルト状態(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トリガされることはありません。このため、モード移行時にシームレスな出力動作が行われます。

### 降圧レギュレータのスイッチングのスルーレート制御

降圧レギュレータは、スイッチ・ノード(SW1とSW2)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、放射EMIと伝導電源ノイズを大幅に削減します。

### 昇降圧DC/DCスイッチング・レギュレータ

LTC3586-2/LTC3586-3は、2.25MHz固定周波数電圧モード昇降圧スイッチング・レギュレータを搭載しています。このレギュレータは最大1Aの出力負荷電流を供給します。昇降圧レギュレータは、2.5Vの最小出力電圧にプログラム可能で、マイクロコントローラのコア、マイクロコントローラのI/O、メモリ、ディスク・ドライブまたは他のロジック回路への電力供給に使用できます。コンバータをイネーブルするには、EN3を“H”に引き上げます。多様なアプリケーションに対応するため、選択可能なモード機能を使用してノイズと効率のトレードオフを図ることができます。LTC3586-2/LTC3586-3の昇降圧レギュレータの動作を制御するには、2つのモードを使用できます。中負荷から重負荷では、固定周波数PWMモードによって、ノイズを最小限に抑えたスイッチング・ソリューションを実現します。軽負荷では、Burst Mode動作を選択できます。出力電圧は、FB3に戻される(ユー

ザー提供)抵抗分割器によってプログラムされます。FB3ピンがリファレンス電圧(0.8V)に安定化するまで、エラーアンプは分割された出力電圧とリファレンスを比較し、それに応じて、補償電圧を調節します。昇降圧レギュレータは、電源投入時の突入電流や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、放射EMIを低減するスイッチ・ノードのスルーリミット回路を備えています。

### 入力電流制限

入力電流制限コンパレータは、電流が2.5A(標準)を超えると、入力PMOSスイッチをオフします。2.5Aの入力電流制限により、接地されたV<sub>OUT3</sub>ノードからも保護されます。

### 出力過電圧保護

FB3ノードを誤ってグランドに短絡させた場合、V<sub>IN3</sub>から供給可能な最大電流に応じて出力が無限に増加する可能性があります。LTC3586-2/LTC3586-3は、出力電圧が5.6V(標準)を超えると、入力PMOSをシャットオフすることによってこれを防ぎます。

### 低出力電圧動作

起動時に出力電圧が2.65V(標準)より低いと、Burst Mode動作はディスエーブルされ、スイッチDはオフになります(これにより、順方向電流がウェル・ダイオードを流れ、逆電流が0mAに制限されます)。

### 昇降圧レギュレータのPWM動作モード

PWMモードでは、FB3の電圧がリファレンス電圧(0.8V)と比較されます。FB3の電圧から、エラーアンプがV<sub>C3</sub>に出力される誤差信号を生成します。この誤差信号が、スイッチA、B、CおよびDを変調するPWM波形を制御します。スイッチAとスイッチBが同期して動作し、スイッチCとスイッチDが同期して動作します。V<sub>IN3</sub>がプログラムされたV<sub>OUT3</sub>を大きく上回る場合、コンバータは降圧モードで動作します。この場合、スイッチAとスイッチBが変調され、スイッチDは常にオン(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まで降圧します。V<sub>IN3</sub>がプログラムされたV<sub>OUT3</sub>を大きく下回る場合、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

## 動作

とスイッチDが変調され、スイッチAは常にオン(スイッチBは常にオフ)で、入力電圧をプログラムされた出力まで昇圧します。VIN<sub>3</sub>がプログラムされたVOUT<sub>3</sub>にはほぼ等しい場合、コンバータは4スイッチ・モードで動作します。この場合、スイッチはAD、AC、BDのパターンで順に作動し、入力電圧をプログラムされた出力まで昇圧または降圧します。

### 昇降圧レギュレータのBurst Mode動作

Burst Mode動作では、昇降圧レギュレータはヒステリシスをもつFB3電圧アルゴリズムを使って出力電圧を制御します。FETスイッチングを制限し、ヒステリシスをもった制御ループを使用することにより、スイッチング損失が大幅に低減されます。このモードでは、出力電流が標準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まで充電されます。次いで、昇降圧コンバータはスリープ状態に入り、その間出力コンデンサが負荷電流を供給します。入力電流が標準250mAに達するまでインダクタを充電してから逆電流が標準0mAに達するまでインダクタを放電することにより、出力コンデンサが充電されます。このプロセスが、帰還電圧がレギュレーション・ポイントを6mV上回る値に充電されるまで繰り返されます。スリープ状態では、レギュレータの回路のほとんどがパワーダウンするので、バッテリの電力を節約することができます。帰還電圧がレギュレーション・ポイントを6mV下回ると、スイッチング・レギュレータ回路がパワーオンし、新しいバースト・サイクルが開始されます。レギュレータのスリープ時間は、負荷電流と出力コンデンサの値に応じて変動します。スリープ時間は負荷電流が増加するにつれて短くなります。電流が50mAより大きいと昇降圧レギュレータはスリープ状態になりません。Burst Mode動作時に負荷電流がこの値を超えると、出力がレギュレーション状態から外れます。Burst Mode動作は、PWMモードに比べて出力リップルが大きくなる代わりに、軽負荷時の効率を大幅に改善します。ノイズに敏感な多くのシステムでは、Burst Mode動作は特定の時間帯(ワイヤレス機器の送受信サイクル中)には望ましくないかもしれません、他の時間帯(機器が低消費電力のスタンバイ・モード時)には最適です。MODEピンを使用して、いつでもBurst Mode動作をイネーブルまたはディスエーブルすることが可能で、低ノイズ動作と低消費電力動作の両方を必要なときに実現します。

### 昇降圧レギュレータのソフトスタート動作

ソフトスタートは、VC<sub>3</sub>の最大電圧を0.5ms(標準)の時間をかけて徐々に上昇させることによって実行します。VC<sub>3</sub>電圧を徐々に上昇させることによってデューティ・サイクルが制限され、それによってVOUT<sub>3</sub>電圧を制限し、起動時の出力オーバーシュート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、昇降圧レギュレータがイネーブルされるたび、または�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トリガされることはありません。このため、Burst Mode動作とPWMモードの間の移行時にシームレスな出力動作が行われます。

### 同期整流式昇圧DC/DCスイッチング・レギュレータ

LTC3586-2/LTC3586-3は、真の出力切断機能を持つ2.25MHz固定周波数電流モード同期整流式昇圧スイッチング・レギュレータを内蔵しています。このレギュレータは最小800mAの出力負荷電流を供給し、最大5Vの出力電圧までプログラム可能です。コンバータをイネーブルするには、EN4を“H”に引き上げます。昇圧レギュレータは、電源投入時の突入電流や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、放射EMIを低減するスイッチ・ノードのスルーリミット回路も搭載しています。

### エラーアンプ

昇圧出力電圧は、FB4ピンに戻される(ユーザー提供の)抵抗分割器によってプログラムされます。FB4が0.8Vにサーボ制御されるまで、内部で補償されたエラーアンプは、分割された出力電圧を0.8Vの内部リファレンスと比較し、それに応じて電圧を調節します。

### 電流制限

無損失電流検出によりNMOSスイッチ電流信号を電圧に変換して、内部スロープ補償信号に加算します。次いで、この加算された信号がエラーアンプの出力と比較され、ピーク・コンパレータのためのピーク電流制御コマンドを生成します。ピーク・スイッチ電流は、出力電圧とは無関係に2.8Aに制限されます。

## 動作

### ゼロ電流コンパレータ

ゼロ電流コンパレータは出力へのインダクタ電流をモニタし、この電流が約65mAまで下がると同期整流器をシャットオフします。これにより、インダクタ電流の極性が反転するのを防止して、軽負荷での効率を改善します。

### アンチリングング制御

アンチリングング制御回路は、不連続モードでインダクタ電流がゼロになるときのSWピンの高周波リングングを防止します。LとC<sub>sw</sub>(SW4ピンの容量)で形成される共振回路の減衰は、インダクタ両端の150Ω抵抗をスイッチングすることにより内部で実現されます。

### PMOS同期整流器

インダクタ電流が暴走しないように、PMOS同期整流器は  $V_{OUT} > (V_{IN} + 130mV)$  のときだけイネーブルされます。

### 出力切斷と突入電流制限

LTC3586-2/LTC3586-3昇圧コンバータは、内蔵PMOS整流器のボディ・ダイオードに電流が流れないようにして真の出力切斷ができるように設計されています。シャットダウンの間  $V_{OUT}$  をゼロボルトにすることで、入力ソースから電流を流れないようにすることができます。また、起動時に突入電流を制限するので、入力電源から見たサージ電流を最小限に抑えることができます。出力切斷のメリットを生かすには、SW4ピンとV<sub>OUT4</sub>ピンの間に外付けのショットキ・ダイオードを接続してはならないことに注意してください。

### 短絡保護

ほとんどの昇圧コンバータとは異なり、LTC3586-2/LTC3586-3昇圧コンバータは出力切斷機能があるため、出力の短絡を許容します。極端な過負荷や短絡から保護するための電流制限

フォールドバックやサーマル・シャットダウンなどの機能も内蔵しています。

### $V_{IN} > V_{OUT}$ 時の動作

LTC3586-2/LTC3586-3昇圧コンバータは、入力電圧が出力電圧より高くても引き続き電圧レギュレーションを維持します。これは、同期PMOSのスイッチングを停止し、V<sub>IN4</sub>を静的にゲートに加えることで実現されます。これで、電流が出力に流れているときはインダクタ電流の勾配が反転するようになります。このモードではPMOSはもはや低インピーダンス・スイッチとして機能しないので、デバイス内部での電力損失が増加します。そのため、効率が急速に低下します(「標準的性能特性」の「昇圧効率とV<sub>IN4</sub>」を参照)。最大出力電流を制限して、許容される接合部温度を維持する必要があります。

### 昇圧のソフトスタート

LTC3586-2/LTC3586-3昇圧コンバータは、ピーク・インダクタ電流をゼロから最大値の2.8Aまで約500μsでゆっくり増加させることによりソフトスタートを実現します。ピーク・インダクタ電流を徐々に増加させることで、起動時の過渡突入電流が制限されます。ソフトスタート・サイクルは、昇圧レギュレータがイネーブルされるたび、またはフォルト状態(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。

### 昇圧の過電圧保護

FB4ノードを誤ってグランドに短絡させた場合、V<sub>IN4</sub>から供給可能な最大電流に応じて昇圧コンバータの出力が無限に増加する可能性があります。LTC3586-2/LTC3586-3は、出力電圧が5.5Vを超えると、メイン・スイッチをシャットオフすることによってこれを防ぎます。

## アプリケーション情報

### PowerPathコントローラ・アプリケーションのセクション

#### CLPROGの抵抗とコンデンサ

「高効率スイッチング PowerPath コントローラ」のセクションで説明されているように、スイッチング・レギュレータが1倍モード(USB 100mA)、5倍モード(USB 500mA)または10倍モードのいずれかに設定されているとき、CLPROGピンの抵抗によって平均入力電流制限が決まります。入力電流は、VOUTをドライブするのに使われる電流とスイッチング・レギュレータの静止電流の2つの成分から構成されます。USB仕様に確実に準拠させるため、入力電流の両方の成分を考慮する必要があります。「電気的特性」の表で、両方の設定の静止電流のワーストケース値と、電流制限のプログラミング精度が規定されています。500mA や 100mA の仕様にできるだけ近づけるため、1% 抵抗を使用します。 $I_{VBUS} = I_{VBUSQ} + \frac{V_{CLPROG}}{R_{CLPPROG} \cdot (h_{CLPROG} + 1)}$  であることを思い出してください。

スイッチング・レギュレータが平均入力電流を決定できるよう、CLPROG 抵抗と並列に平均化コンデンサを接続する必要があります。また、電流制限に達したときに、このネットワークによって帰還ループの支配的ポールが得られます。安定性を確保するため、CLPROG のコンデンサは  $0.1\mu\text{F}$  でなければなりません。

#### PowerPath インダクタの選択

PowerPath スイッチング・レギュレータの入力電圧範囲と出力電圧範囲はどちらも非常に狭いので、LTC3586-2/LTC3586-3は、 $3.3\mu\text{H}$  という特定のインダクタンス値に設計されています。このアプリケーションに適している小型インダクタをいくつか表4に示します。

表4. PowerPath コントローラの推奨インダクタ

インダクタの種類	L ( $\mu\text{H}$ )	最大 $I_{DC}$ (A)	最大 $DCR$ ( $\Omega$ )	寸法 (単位:mm) (L×W×H)	メーカー
LPS4018	3.3	2.2	0.08	3.9 × 3.9 × 1.7	Coilcraft <a href="http://www.coilcraft.com">www.coilcraft.com</a>
D53LC	3.3	2.26	0.034	5 × 5 × 3	Toko
DB318C	3.3	1.55	0.070	3.8 × 3.8 × 1.8	<a href="http://www.toko.com">www.toko.com</a>
WE-TPC Type M1	3.3	1.95	0.065	4.8 × 4.8 × 1.8	Wurth Elektronik <a href="http://www.we-online.com">www.we-online.com</a>
CDRH6D12	3.3	2.2	0.0625	6.7 × 6.7 × 1.5	Sumida
CDRH6D38	3.3	3.5	0.020	7 × 7 × 4	<a href="http://www.sumida.com">www.sumida.com</a>

#### $V_{BUS}$ と $V_{OUT}$ のバイパス・コンデンサ

LTC3586-2/LTC3586-3と一緒に使用されるコンデンサの種類と容量の値によって、レギュレータ制御ループの安定性、入力電圧リップルなど、いくつかの重要なパラメータが決まります。LTC3586-2/LTC3586-3では、 $V_{BUS}$ から $V_{OUT}$ の間に降圧スイッチング電源を使用しているので、入力電流の波形には高周波成分が含まれています。等価直列抵抗(ESR)が小さい積層セラミック・コンデンサを使って $V_{BUS}$ をバイパスすることを強く推奨します。タンタル・コンデンサやアルミ・コンデンサはESRが大きいので推奨しません。 $V_{BUS}$ のコンデンサの値により、与えられた負荷電流に対する入力リップルの大きさが直接制限されます。このコンデンサのサイズを大きくすると入力リップルが小さくなります。

過渡負荷時に大きな $V_{OUT}$ 電圧ステップが発生しないように、セラミック・コンデンサを使って $V_{OUT}$ をバイパスすることも推奨します。出力コンデンサはスイッチング・レギュレータの補償に使用されます。 $V_{OUT}$ にはESRが小さい、実際の容量が $4\mu\text{F}$ 以上のコンデンサが必要です。更に容量を増やすと負荷過渡性能と安定性が改善されます。

積層セラミック・チップ・コンデンサ(MLCC)は一般にESR特性が非常に優れています。密な基板レイアウトと切れ目のないグランド・プレーンをMLCCと組み合わせると、非常に良好な性能が得られ、EMI放射が低く抑えられます。

いくつかの種類のセラミック・コンデンサを利用できますが、それぞれ特性が大きく異なります。例えば、X7Rセラミック・コンデンサは電圧と温度に対する安定性が最も優れています。X5Rセラミック・コンデンサのパッキング密度は明らかに高いのですが、定格電圧範囲と定格温度範囲全体での性能は劣ります。Y5Vセラミック・コンデンサはパッキング密度が最高ですが、その容量が電圧に対して極端な非直線性を示すので注意して使う必要があります。回路内のセラミック・コンデンサの実際の容量は、回路で想定される小さなAC信号を使って測定します。多くのメーカーは1V RMSのACテスト信号を使って電圧に対する容量を規定しているので、その結果、アプリケーションでコンデンサが示す容量より大きくなっています。ユーザーはアプリケーションに近い動作条件を使って測定を行うか、またはメーカーに実際の容量を問い合わせて、選択したコンデンサがアプリケーションの要求する最小容量を満たしているか判断します。

## アプリケーション情報

### バッテリ・チャージャのオーバープログラミング

USBの高電力仕様では、USBポート(5V・500mA)から最大2.5Wを供給できます。PowerPathスイッチング・レギュレータはV<sub>BUS</sub>の電圧をBATの電圧をわずかに上回る値に高効率で変換するとともに、電力をCLPROGでプログラムされた値より下に制限します。場合によって、バッテリ・チャージャは、USB仕様とは無関係に、最大安全充電電流を供給するように、(PROGピンを使用して)プログラムできます。プログラムされたレートでバッテリを充電するのに使用できる電流が不足していると、V<sub>OUT</sub>のシステム負荷およびV<sub>BUS</sub>電流制限の条件を満たすまで、PowerPathレギュレータは充電電流を低減します。バッテリ・チャージャの電流を使用可能な量を超えてプログラムしても、平均入力電流制限に違反することはありません。それは単に、バッテリ・チャージャが利用可能な全電力を使って、チャージャ内部での電力損失を小さく抑え、できるだけ速くバッテリを充電できるようにするだけです。

### 代わりのNTCサーミスタとバイアス

LTC3586-2/LTC3586-3は、接地されたサーミスタおよびバイアス抵抗がNTCに接続されていると、温度規定充電を行います。サーミスタの室温抵抗値(R25)に等しい値のバイアス抵抗を使うと、上側と下側の温度がそれぞれ約40°Cと0°Cにあらかじめプログラムされます(Vishayの曲線1のサーミスタを想定)。

上側と下側の温度のしきい値はバイアス抵抗の値を変えるか、または第二の調整抵抗を回路に追加することによって調節できます。バイアス抵抗だけを調節すると、上側または下側のいずれかのしきい値を変更できますが、両方を変更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、上側と下側の温度しきい値の差を縮めることはできないという制約はありますが、上側と下側の温度のトリップ・ポイントを独立にプログラムできます。各手法の例を下に示します。

NTCサーミスタには、抵抗-温度変換表で規定される温度特徴があります。次の例で使用されるVishay-Daleのサーミスタ

NTHS0603N011-N1003Fは、公称値が100kで、Vishayの曲線1の抵抗-温度特性に従います。

下記の説明では、以下の表記を使用します。

R<sub>25</sub> = 25°Cでのサーミスタの値

R<sub>NTC|COLD</sub> = 低温トリップ・ポイントでのサーミスタの値

R<sub>NTC|HOT</sub> = 高温トリップ・ポイントでのサーミスタの値

r<sub>COLD</sub> = R<sub>NTC|COLD</sub>とR<sub>25</sub>の比

r<sub>HOT</sub> = R<sub>NTC|HOT</sub>とR<sub>25</sub>の比

R<sub>NOM</sub> = 主サーミスタ・バイアス抵抗(図6aを参照)

R<sub>1</sub> = オプションの温度範囲調整抵抗(図6bを参照)

LTC3586-2/LTC3586-3の温度条件のトリップ・ポイントは、高温しきい値の場合0.349・V<sub>BUS</sub>、低温しきい値の場合0.765・V<sub>BUS</sub>に内部でプログラムされています。したがって、高温トリップ・ポイントは次の場合に設定されます。

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

そして、低温トリップ・ポイントは次の場合に設定されます。

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

これらの式を解いてR<sub>NTC|COLD</sub>とR<sub>NTC|HOT</sub>を求める、次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<sub>NOM</sub>をR<sub>25</sub>に等しいと置くと、上式からr<sub>HOT</sub> = 0.536およびr<sub>COLD</sub> = 3.25となります。これらの比率をVishayの抵抗-温度曲線1のグラフに当てはめると、約40°Cの高温トリップ・ポイントおよび約0°Cの低温トリップ・ポイントが得られます。高温トリップ・ポイントと低温トリップ・ポイントの差は約40°Cです。

## アプリケーション情報

R25と値が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的振る舞いにより、温度スパンはある程度変化します。次の式を使用してバイアス抵抗の新たな値を算出できます。

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

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

ここで、 $r_{HOT}$ および $r_{COLD}$ は、所望の高温トリップ・ポイントおよび低温トリップ・ポイントでの抵抗の比率です。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、他方はデバイス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。

Vishayの曲線1のR-T特性から、60°Cでの $r_{HOT}$ は0.2488になります。上記の式を使用して、 $R_{NOM}$ は46.4kに設定されます。この $R_{NOM}$ の値では、低温トリップ・ポイントは約16°Cになります。スパンは上記の40°Cではなく44°Cになることに注目します。

してください。これは、絶対温度が上昇するに従ってサーミスタの「温度利得」が低下するからです。

高温と低温のトリップ・ポイントは、図6b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。次の式を使用して、 $R_{NOM}$ と $R_1$ の値を算出できます。

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

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

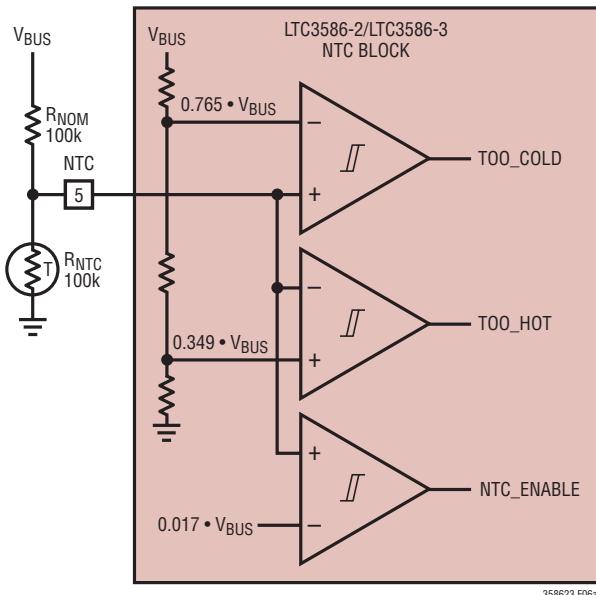
例えば、Vishayの曲線1のサーミスタでトリップ・ポイントを0°Cと45°Cに設定するには、次のように選択します。

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

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。最終回路は図6bに示されており、上側のトリップ・ポイントは45°C、下側のトリップ・ポイントは0°Cになります。



(6a)

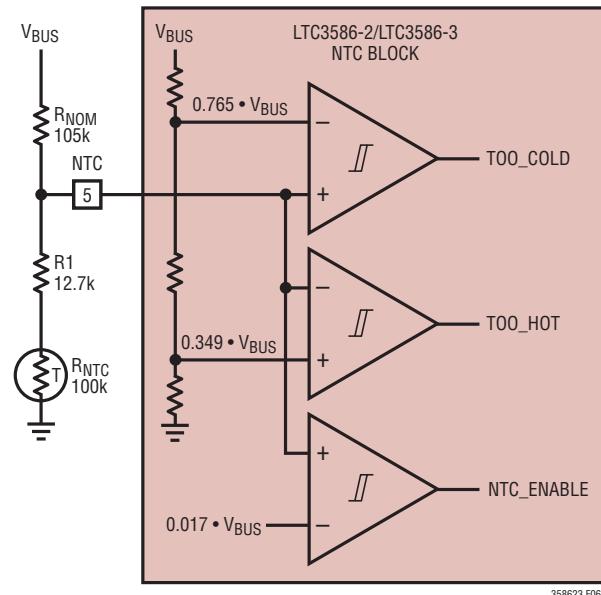


図6.NTC回路

## アプリケーション情報

### USBの突入電流制限

携帯機器にUSBケーブルを差し込むとき、ケーブルのインダクタンスと高いQの入力セラミック・コンデンサによってL-C共振回路が形成されます。ケーブルの相互カップリングが適切でない場合やケーブルのインピーダンスが高くなる場合、USB電圧がセトリングする前に機器の入力の電圧がUSB電圧の2倍(約10V)に達することがあります。実際、多くのセラミック・コンデンサは電圧係数(非直線性)が高いので、電圧がUSB電圧の2倍を超える可能性さえあります。活線挿入時に過度の電圧によってLTC3586-2/LTC3586-3が損傷しないように、VBUSピンからLTC3586-2/LTC3586-3に電圧係数の小さいコンデンサを接続するのが最善です。これはアプリケーションが要求するよりも高い電圧定格のMLCCコンデンサを選択することによって実現できます。例えば、小型の0805ケースに入った6.3V、X5R、10μFコンデンサよりも1206ケースに入った16V、X5R、10μFコンデンサを選択する方がより確実です。

代わりに、図7のソフト接続回路を使用することができます。この回路では、ケーブルが最初に接続されたときにコンデンサC1がMP1をオフに保ちます。C1は最終的にUSB入力電圧まで充電され始め、MP1に印加するゲート電圧を上昇させます。R1とC1の大きな時定数によってケーブル内での急速な電流の生成が防止されるので、共振によるオーバーシュートが抑えられます。

### バッテリ・チャージャの安定性に関する検討事項

LTC3586-2/LTC3586-3のバッテリ・チャージャは、定電圧と定電流両方の制御ループを備えています。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。更に、

バッテリが取り外されたときは、BATからGNDに4.7μFのコンデンサを0.2Ω～1Ωの抵抗と直列に接続し、リップル電圧を低く保つ必要があります。

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るので、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接続できますが、コンデンサの容量が大きい場合には0.2Ω～1Ωの直列抵抗を使用してデカップルする必要があります。

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るので、このピンの容量を最小に抑える必要があります。PROGピンに容量が追加されなければ、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より高く保つ必要があります。従って、PROGピンに寄生容量(C<sub>PROG</sub>)がある場合、次式を使用してR<sub>PROG</sub>の最大抵抗値を計算します。

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

### 降圧レギュレータ・アプリケーションのセクション

#### 降圧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や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、両方の降圧レギュレータに4.7μH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、リップル電流が増大し、トランジエント応答時間が改善されます。効率を最大化するため、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。インダクタが通常動作

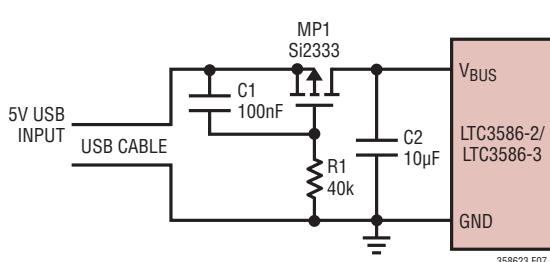


図7.USBソフト接続回路

## アプリケーション情報

時に飽和しないようにするため、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ポット型コアは小型で、エネルギー放射は大きくありませんが、同等の電気的特性を有する鉄粉コアのインダクタより通常は高価です。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損失が非常に大きく、最高の効率は得られません。多くの場合、使用するインダクタの種類の選択は、LTC3586-2/LTC3586-3の動作条件よりも、価格とサイズ/性能や放射EMIの条件に依存します。

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。

LTC3586-2/LTC3586-3の降圧レギュレータに使用できるいくつかのインダクタを表5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。インダクタの全製品の詳細については各メーカーへお問い合わせください。

表5. 降圧レギュレータ向け推奨インダクタ

インダクタの種類	L ( $\mu$ H)	最大 $I_{DC}$ (A)	最大 DCR ( $\Omega$ )	寸法 (単位:mm) (L×W×H)	メーカー
DE2818C	4.7	1.25	0.072*	3.0×2.8×1.8	Toko <a href="http://www.toko.com">www.toko.com</a>
DE2812C	4.7	1.15	0.13*	3.0×2.8×1.2	
CDRH3D16	4.7	0.9	0.11	4×4×1.8	Sumida <a href="http://www.sumida.com">www.sumida.com</a>
SD3118	4.7	1.3	0.162	3.1×3.1×1.8	Cooper <a href="http://www.cooperet.com">www.cooperet.com</a>
SD3112	4.7	0.8	0.246	3.1×3.1×1.2	
LPS3015	4.7	1.1	0.2	3.0×3.0×1.5	Coilcraft <a href="http://www.coilcraft.com">www.coilcraft.com</a>

\*標準的DCR

## 降圧レギュレータの入力/出力コンデンサの選択

降圧レギュレータの出力と各降圧レギュレータの入力電源( $V_{IN1}$ と $V_{IN2}$ )のいずれにも、ESR(等価直列抵抗)が小さいMLCCコンデンサを使用します。X5RとX7Rのセラミック・コンデンサは、他のタイプのセラミック・コンデンサに比べて広い電圧範囲と温度範囲で容量を維持するため、X5RまたはX7Rのみを使用します。ほとんどのアプリケーションでは10 $\mu$ Fの出力コンデンサで十分です。優れたトランジエント応答と安定性を実現するためには、全動作温度範囲と全バイアス電圧範囲にわたって、出力コンデンサが4 $\mu$ F以上の容量を維持する必要があります。各降圧レギュレータの入力電源は、1 $\mu$ Fのコンデンサを使ってバイパスする必要があります。セラミック・コンデンサの種類と仕様の詳細についてはコンデンサ・メーカーへお問い合わせください。高さに制約のあるデザインに最適な、非常に薄い(高さが1mm未満)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・コンデンサのメーカー数社を表6に示します。

表6. 推奨されるセラミック・コンデンサ・メーカー

AVX	<a href="http://www.avxcorp.com">www.avxcorp.com</a>
Murata	<a href="http://www.murata.com">www.murata.com</a>
Taiyo Yuden	<a href="http://www.t-yuden.com">www.t-yuden.com</a>
Vishay Siliconix	<a href="http://www.vishay.com">www.vishay.com</a>
TDK	<a href="http://www.tdk.com">www.tdk.com</a>

## 昇降圧レギュレータ・アプリケーションのセクション

### 昇降圧レギュレータのインダクタの選択

昇降圧のインダクタの選択基準は降圧スイッチング・レギュレータの場合と似ています。昇降圧コンバータは1 $\mu$ H～5 $\mu$ 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 $\mu$ Hのインダクタで十分です。インダクタが通常動作時に飽和しないようにするために、DC電流定格が最大負荷電流の少なくとも2倍あるインダクタを選択します。出力に短絡状態が生じる可能性があれば、インダクタは昇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。

LTC3586-2/LTC3586-3の昇降圧レギュレータに使用できるいくつかのインダクタを表7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。インダクタの全製品の詳細については各メーカーへお問い合わせください。

## アプリケーション情報

表7. 昇降圧レギュレータ向け推奨インダクタ

インダクタの種類	L (μH)	最大 IDC (A)	最大 DCR (Ω)	寸法 (単位:mm) (L×W×H)	メーカー
LPS4018	3.3 2.2	2.2 2.5	0.08 0.07	3.9 × 3.9 × 1.7 3.9 × 3.9 × 1.7	Coilcraft <a href="http://www.coilcraft.com">www.coilcraft.com</a>
D53LC	2.0	3.25	0.02	5.0 × 5.0 × 3.0	Toko <a href="http://www.toko.com">www.toko.com</a>
7440430022	2.2	2.5	0.028	4.8 × 4.8 × 2.8	Würth-Elektronik <a href="http://www.we-online.com">www.we-online.com</a>
CDRH4D22/HP	2.2	2.4	0.044	4.7 × 4.7 × 2.4	Sumida <a href="http://www.sumida.com">www.sumida.com</a>
SD14	2.0	2.56	0.045	5.2 × 5.2 × 1.45	Cooper <a href="http://www.cooperet.com">www.cooperet.com</a>

### 昇降圧レギュレータの入力/出力コンデンサの選択

昇降圧レギュレータの出力( $V_{OUT3}$ )と昇降圧レギュレータの入力電源( $V_{IN3}$ )のいずれにも、低ESRのセラミック・コンデンサを使用します。先述したとおり、X5RとX7Rのセラミック・コンデンサは、他のタイプのセラミック・コンデンサに比べて広い電圧範囲と温度範囲で容量を維持するため、X5RまたはX7Rのみを使用します。ほとんどのアプリケーションでは $22\mu F$ の出力コンデンサで十分です。昇降圧レギュレータの入力電源は、 $2.2\mu F$ のコンデンサを使ってバイパスする必要があります。推奨するセラミック・コンデンサ・メーカーについては、表6を参照してください。

### 昇降圧レギュレータの出力電圧のプログラミング

昇降圧レギュレータの出力電圧は、 $2.75V$ より高く $5.5V$ より低い値にプログラムできます。フルスケール出力電圧は、 $V_{OUT3}$ ピンからFB3ピンに接続される抵抗分割器を使用して、次のようにプログラムします。

$$V_{OUT3} = V_{FB3} \left( \frac{R1}{R2} + 1 \right)$$

ここで、 $V_{FB3}$ は $0.8V$ です。図8または9を参照してください。

### 帰還ループを閉じる

LTC3586-2/LTC3586-3は、電圧モードのPWM制御を備えています。出力利得の制御は動作領域(降圧、昇圧、昇降圧)に従って変化しますが、通常は20を超えることはありません。出力フィルタは、次式で与えられる2ポール応答特性を示します。

$$f_{FILTER\_POLE} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{OUT}}} \text{ Hz}$$

ここで、 $C_{OUT}$ は出力フィルタ・コンデンサです。

出力フィルタのゼロは次式で与えられます。

$$f_{FILTER\_ZERO} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{ESR} \cdot C_{OUT}} \text{ Hz}$$

ここで、 $R_{ESR}$ はコンデンサの等価直列抵抗です。

昇圧モードで面倒なのは右半平面(RHP)のゼロで、次式で与えられます。

$$f_{RHPZ} = \frac{V_{IN}^2}{2 \cdot \pi \cdot I_{OUT} \cdot L \cdot V_{OUT}} \text{ Hz}$$

ループ利得は一般にRHPのゼロの周波数より前でロールオフします。

簡単なタイプIの(図8に示されているような)補償ネットワークを組み込んでループを安定化することができますが、その代わりに帯域幅が減少し、トランジエント応答速度が低下します。適切な位相マージンを確保するには、ループはLCのダブル・ポールより1桁下の周波数でユニティゲインと交差する必要があります。

タイプIの補償を備えたエラーアンプのユニティゲイン周波数は次式で与えられます。

$$f_{UG} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R1 \cdot CP1} \text{ Hz}$$

ほとんどのアプリケーションでは出力フィルタのコンデンサを小さくできるようにトランジエント応答の改善を必要とします。帯域幅を広げるにはタイプIIIの補償が必要です。ダブル・ポール応答を補償するには2つのゼロが必要です。タイプIIIの補償は起動状態の間に見られる $V_{OUT3}$ のオーバーシュートも低減します。

## アプリケーション情報

図9に示されている補償ネットワークの伝達関数は次のようになります。

$$\frac{V_{C3}}{V_{OUT3}} = \frac{R1+R3}{R1 \cdot R3 \cdot C1} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{R2 \cdot C2}\right) \cdot \left(s + \frac{1}{(R1+R3) \cdot C3}\right)}{s \cdot \left(s + \frac{C1+C2}{R2 \cdot C1 \cdot C2}\right) \cdot \left(s + \frac{1}{R3 \cdot C3}\right)}$$

タイプIIIの補償ネットワークはLCダブル・ポールより高い周波数に位相バンプを生じさせようと試みます。これにより、システムはLCダブル・ポールの後でユニティゲインと交差することができ、高い帯域幅を実現できます。LCダブル・ポールの後で交差しようと試みる一方で、システムは昇圧の右半平面のゼロより前でクロスオーバーする必要があります。右半平面のゼロより十分前にユニティゲインに達しないと、右半平面のゼロから-90°の位相と組み合わされた、LCダブル・ポールから-180°の位相により、補償回路の位相バンプが打ち消されます。

補償回路のゼロはLCダブル・ポールの前か、またはわずかに後のどちらかにくるようにして、補償ネットワークのそれらの正位相の寄与により、フィルタのダブル・ポールに生じる-180°がオフセットされるようにします。ただし、それらが低すぎる周波数に置かれると、システムの利得が大きくなりすぎ、クロスオーバー周波数が高くなりすぎます。2つの高周波数ポールは、ゼロによって生じる位相バンプの間で、しかも昇圧の右半平面のゼロより前でシステムがユニティゲインと交差するように、また、補償回路の帯域幅がエラーアンプの帯域幅(標準900kHz)より小さくなるように配置します。補償ネットワークの利得がエラーアンプの利得より大きいと、エラーアンプはもはや理想オペアンプとして機能せず、利得のクロスオーバーが生じるところに別のポールが生じ、合計補償利得はアンプのそれを超えません。

3.3V出力のタイプIIIの推奨補償部品は次のとおりです。

R1:324k

R<sub>FB</sub>:105k

C1:10pF

R2:15k

C2:330pF

R3:121k

C3:33pF

C<sub>OUT</sub>:22μF

L<sub>OUT</sub>:2.2μH

## 昇圧レギュレータ・アプリケーションのセクション

### 昇圧レギュレータのインダクタの選択

昇圧コンバータは1μH～5μH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2.2μHのインダクタで十分です。大きな値のインダクタでは、インダクタ・リップル電流が減少し、出力電流能力が向上します。ただし、大きすぎるインダクタを使うと、右半平面のゼロを遠く内側に押しやり、ループが不安定になる可能性があります。小さな値のインダクタでは、リップル電流が増大し、トランジエント応答時間が改善されます。推奨インダクタについては、表7を参照してください。

### 昇圧レギュレータの入力/出力コンデンサの選択

昇圧レギュレータの出力(V<sub>OUT4</sub>)と昇圧レギュレータの入力電源(V<sub>IN4</sub>)のいずれにも、ESR(等価直列抵抗)が小さいセラミック・コンデンサを使用します。X5RとX7Rのセラミック・コンデンサは、他のタイプのセラミック・コンデンサに比べて広い電圧範囲と温度範囲で容量を維持するため、X5RまたはX7Rのみを使用します。全温度範囲と全負荷範囲にわたって昇圧コンバータの出力電圧の安定性を確保するには、定格出力電圧で10μF以上の出力容量が必要です。推奨するセラミック・コンデンサ・メーカについては、表6を参照してください。

## アプリケーション情報

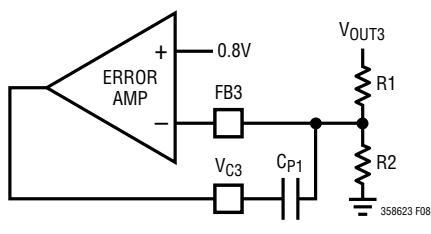


図8. タイプIの補償を備えたエラーアンプ

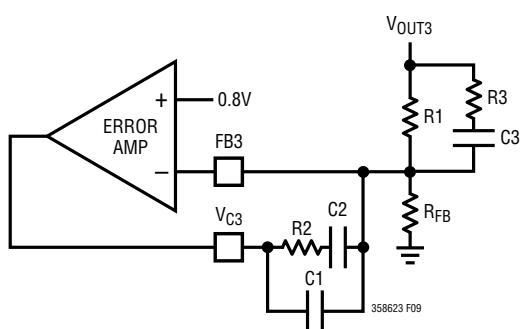


図9. タイプIIIの補償を備えたエラーアンプ

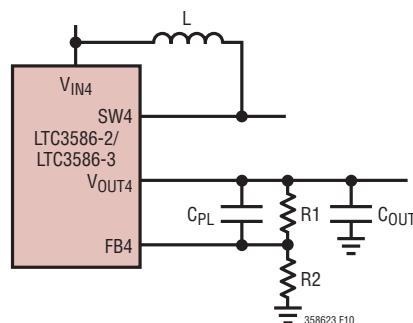


図10. 昇圧コンバータのアプリケーション回路

## 昇圧レギュレータの出力電圧のプログラミング

昇圧レギュレータの出力電圧は最大5Vまでプログラミできます。出力電圧は、VOUT4ピンからFB4ピンに接続される抵抗分割器を使用して、次のようにプログラミします。

$$V_{OUT4} = V_{FB4} \left( \frac{R1}{R2} + 1 \right)$$

ここで、V<sub>FB4</sub>は0.8Vです。図10を参照してください。

R1の標準値は、40k～1Mです。抵抗が小さすぎると帰還ネットワークの静止電流が大きくなり、低電流での効率が下がることがあります。抵抗が大きすぎると、FB4ピンの容量と結合して追加のポールを生じ、ループが不安定になることがあります。R1とR2に大きな値を選択すると、R1両端の位相リード・コンデンサC<sub>PL</sub>がトランジエント応答を改善することができます。C<sub>PL</sub>の推奨値は2pF～10pFです。

## プリント回路基板レイアウトに関する検討事項

あらゆる条件において最大電流を供給できるようにするためにには、LTC3586-2/LTC3586-3のパッケージ裏面の露出パッドをPC基板のグランドに半田付けすることが重要です。パッケージ裏面の露出パッドと銅基板の間の熱接触が良くないと、熱抵抗が大きくなります。

## アプリケーション情報

更に、高周波のスイッチング回路を搭載しているので、入力コンデンサ、インダクタ、出力コンデンサをLTC3586-2/LTC3586-3にできるだけ近づけて配置し、LTC3586-2/LTC3586-3とすべての外付け高周波部品の下を切れ目がないグランド・プレーンにしなければなりません。LTC3586-2/LTC3586-3のVBUS、VIN1、VIN2、VIN3、VOUT3、VOUT4電流のような高周波電流は、グランド・プレーンに沿って、直接戻る経路から基板上面の入力経路の直下のミラー・パスに至るまで、無数の経路を流れる傾向があります。グランド・プレーンにその層の別のトレースによるスリットやカットがあると、電流はスリットの周辺に沿って流れるように強制されます。高周波電流が自然な最小面積の経路を通って流れることが許されないと、過度の電圧が生じて放射エミッションが起きます。

パッケージの接地された裏面の真下に一群のビアを配置し、内部のグランド・プレーンに直接接続する必要があります。寄生インダクタンスを最小限に抑えるため、グランド・プレーンはPC基板の2番目の層に配置します。

外付け理想ダイオード・コントローラのGATEピンは、ドライブ電流が非常に制限されています。隣接するPC基板のトレースへのリークを最小限に抑えるよう注意する必要があります。このピンから100nAがリークすると、15mVの理想ダイオードに約10mVのオフセットが追加されます。リークを最小限に抑えるために、PC基板上のトレースをVOUTに接続されたメタルで囲むことによってガードすることができます。この電圧は、一般にGATE電圧より1ボルト以上高くならないようにします。

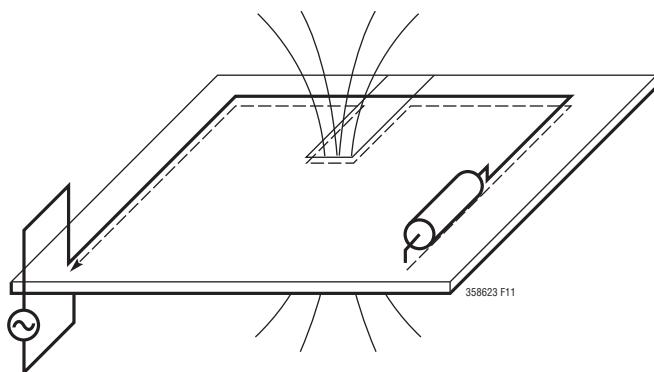
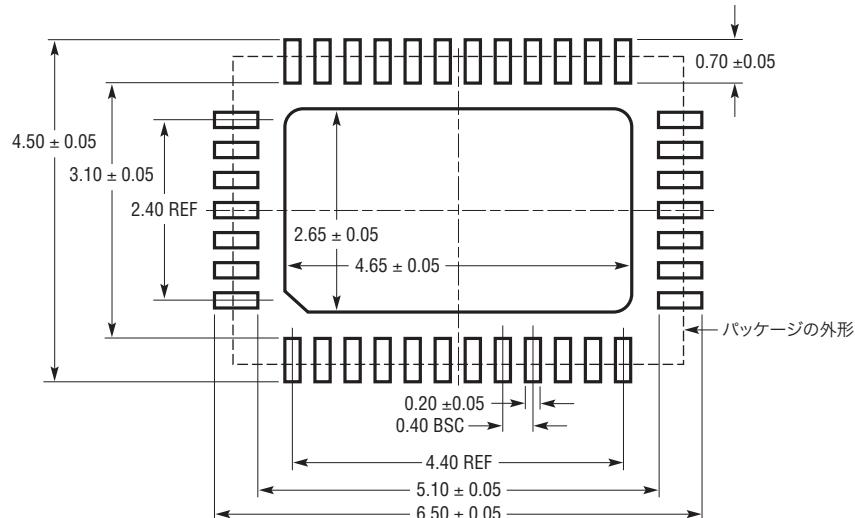


図11. 高周波グランド電流はその入力経路に沿って流れれる。グランド・プレーンの切れ込みによって高電圧が生じ、電磁放射が増加する。

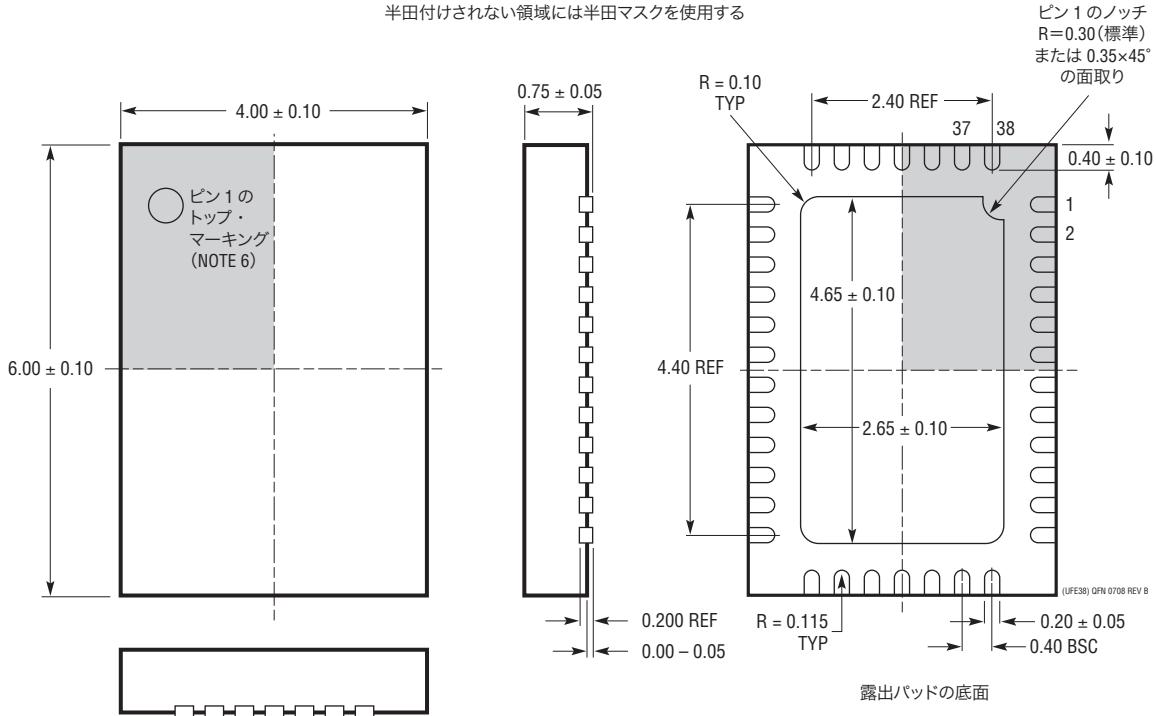
## パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/>をご覧ください。

**UFE Package**  
**38-Lead Plastic QFN (4mm × 6mm)**  
(Reference LTC DWG # 05-08-1750 Rev B)



推奨する半田パッドのピッチと寸法  
半田付けされない領域には半田マスクを使用する



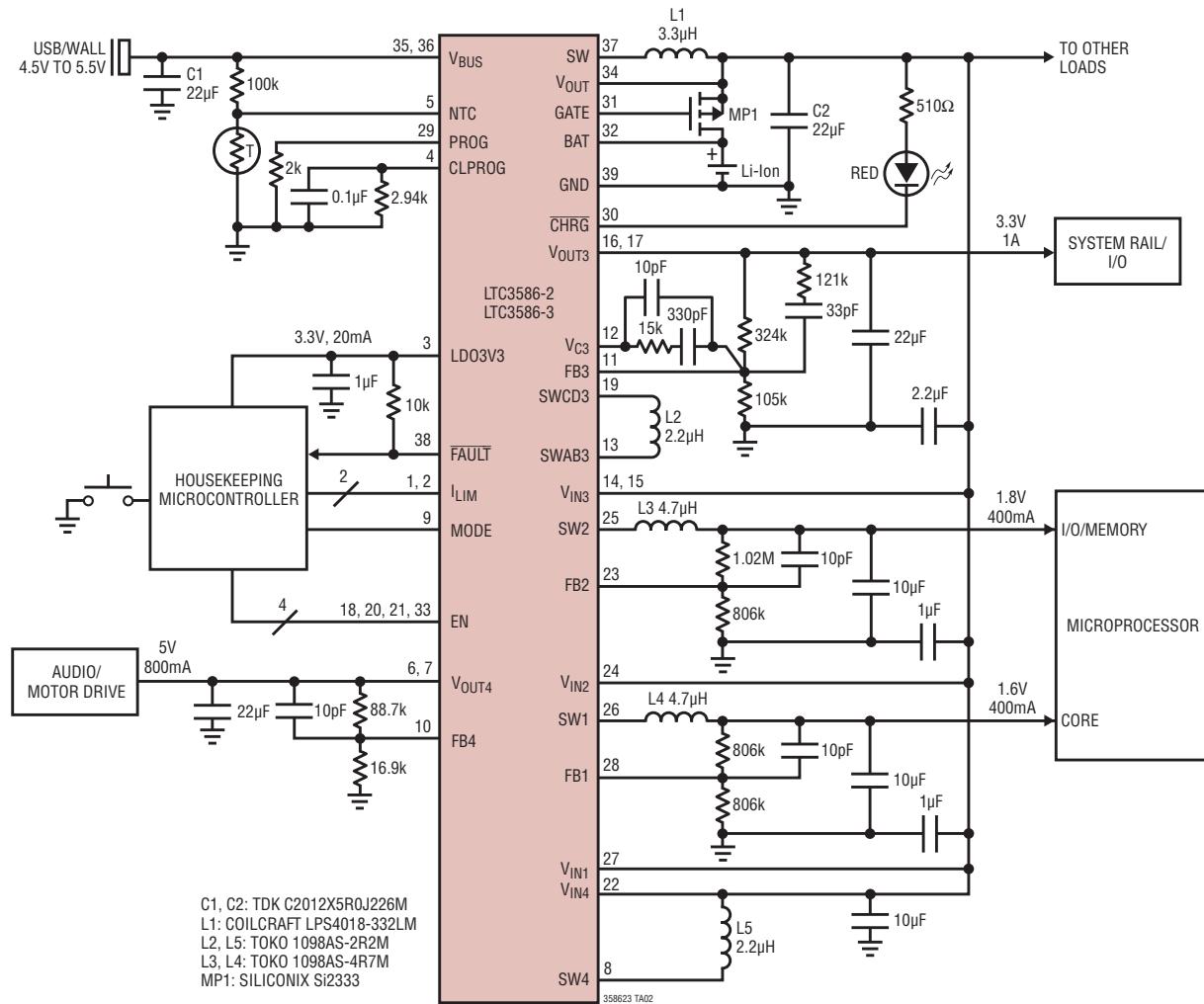
露出パッドの底面

- NOTE:**
1. 図はJEDECのパッケージ外形ではない
  2. 図は実寸とは異なる
  3. 全ての寸法はミリメートル
  4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。  
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで 0.15mm を超えないこと
  5. 露出パッドは半田めっきとする
  6. 灰色の部分はパッケージのトップとボトムのPin 1の位置の参考に過ぎない

# LTC3586-2/LTC3586-3

## 標準的応用例

ウォッ奇ドッグ・マイクロコントローラの動作



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3555	I <sup>2</sup> Cで制御される高効率USBパワー・マネージャおよびトリプル降圧DC/DC	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、3.3V/25mA常時オンLDO、3個の同期整流式降圧レギュレータ、1個の1A昇降圧レギュレータ、4mm×5mm QFN28パッケージ
LTC3556	高効率USBパワーマネージャおよびデュアル降圧DC/DCおよび昇降圧DC/DC	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、3.3V/25mA常時オンLDO、2個の400mA同期整流式降圧レギュレータ、1個の1A昇降圧レギュレータ、4mm×5mm QFN28パッケージ
LTC3566	リチウムイオン/ポリマー・チャージャ、1A昇降圧コンバータおよびLDOを搭載したスイッチングUSBパワー・マネージャ	多機能PMIC:スイッチ・モード・パワーマネージャおよび1A昇降圧レギュレータ+LDO、最大1.5Aにプログラム可能なACアダプタ入力からの充電電流、サマリ・レギュレーション同期整流式昇降圧コンバータの効率:>95%、4mm×4mm QFN24パッケージ
LTC3586/ LTC3586-1	リチウムイオン/ポリマー・チャージャ、1A昇降圧コンバータ+デュアル同期整流式降圧コンバータ+昇圧コンバータ+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:スイッチング・パワー・マネージャ、1A昇降圧+2個の降圧+昇圧+LDO、同期整流式降圧/昇降圧コンバータの効率:>95%、充電電流1.5A、LTC3586-1バージョンは4.1VのV <sub>FLOAT</sub> を搭載、4mm×6mm QFN38パッケージ

358623f