

消費電流 30 μ A の同期整流式 降圧コントローラ

特長

- 広い出力電圧範囲: $0.8V \leq V_{OUT} \leq 10V$
- 動作時の低消費電流: 30 μ A
- OPTI-LOOP[®] 補償により、 C_{OUT} を最小化
- $\pm 1\%$ の出力電圧精度
- 広い V_{IN} 範囲: 4V ~ 36V
- フェーズロック可能な固定周波数: 140kHz ~ 650kHz
- デュアル N チャンネル MOSFET 同期ドライブ
- 低損失動作: 99% デューティ・サイクル
- 出力電圧のソフトスタートまたはトラッキングをプログラム可能
- 出力電流フォールドバック制限
- パワーグッド出力電圧モニタ
- PolyPhase[®] アプリケーション向けのクロック出力
- 出力過電圧保護
- シャットダウン時の低消費電流: 4 μ A
- 内蔵 LDO が V_{IN} または V_{OUT} からゲート・ドライブに電力を供給
- 軽負荷時に連続動作、パルス・スキップ動作または Burst Mode[®] 動作を選択可能
- 小型 20 ピン TSSOP パッケージまたは 4mm \times 5mm QFN パッケージ

アプリケーション

- 車載システム
- テレコム・システム
- バッテリ駆動デジタル機器
- DC 配電システム

概要

LTC[®]3834 は、すべて N チャンネルの同期パワー MOSFET 段をドライブする、高性能な降圧スイッチング・レギュレータ・コントローラです。固定周波数電流モード・アーキテクチャにより、最大 650kHz までの周波数にフェーズロックが可能です。

無負荷時の消費電流が 30 μ A なので、バッテリー駆動システムの動作時間を延ばします。OPTI-LOOP 補償により、広範な出力容量と ESR 値に対して過渡応答の最適化を図ることができます。LTC3834 は高精度 0.8V リファレンスとパワーグッド出力インジケータを搭載しています。4V ~ 36V という広い入力電源範囲により、種々のバッテリーに対応します。

TRACK/SS ピンにより、起動時に出力電圧をランプアップします。短絡が発生した場合は、電流フォールドバックによって MOSFET の熱損失を制限します。このデバイスの機能を減らしたバージョン (LTC3834-1) は、さらに小型でピン数の少ないパッケージで供給されています。

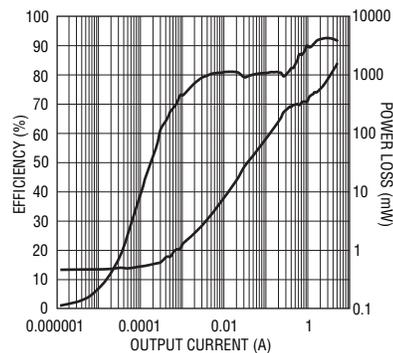
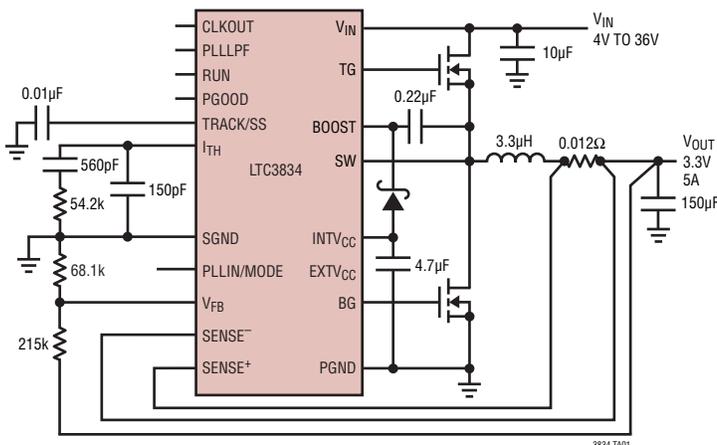
LTC3834 と LTC3834-1 の比較

PART #	CLKOUT/ PHASMD	EXTV _{CC}	PGOOD	PACKAGES
LTC3834	Yes	Yes	Yes	FE20/4mm \times 5mm QFN
LTC3834-1	No	No	No	GN16/3mm \times 5mm DFN

、LT、LTC、LTM、Burst Mode、PolyPhase および OPTI-LOOP はリニアテクノロジー社の登録商標です。No RSENSE 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。5408150、5481178、5705919、5929620、6304066、6498466、6580258、6611131 を含む米国特許により保護されています。

標準的応用例

高効率同期整流式降圧コンバータ

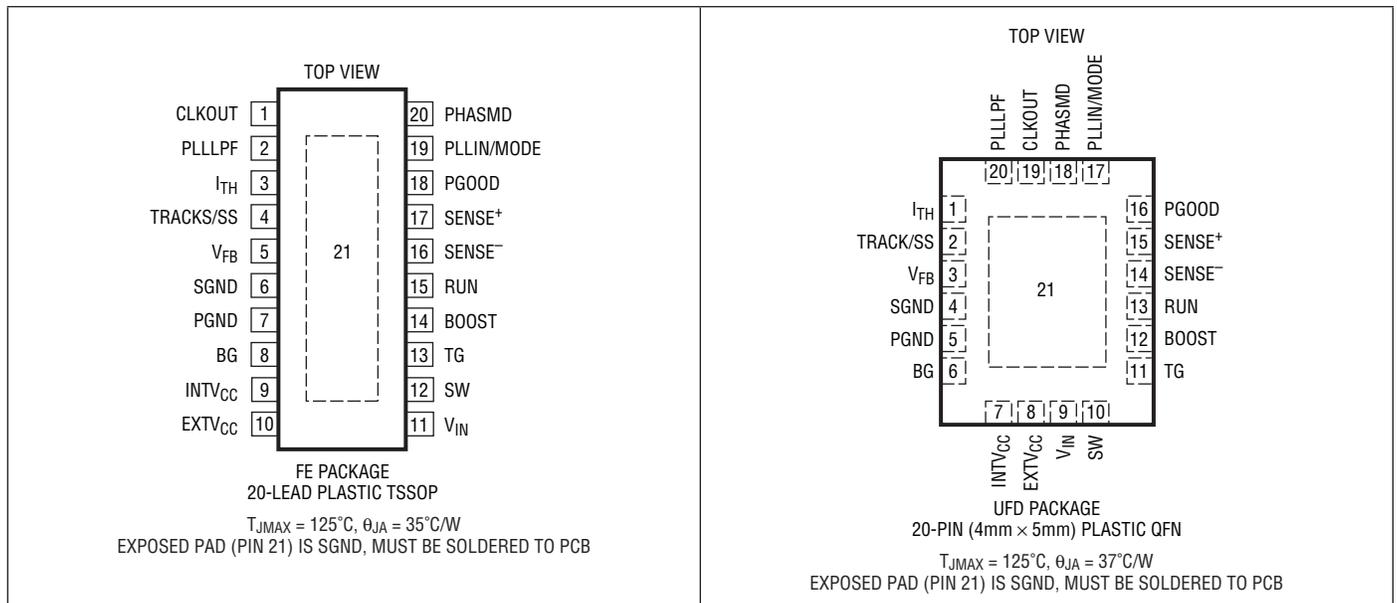


LTC3834

絶対最大定格 (Note 1)

入力電源電圧 (V_{IN})	36V ~ -0.3V	I_{TH} , V_{FB} の電圧	2.7V ~ -0.3V
上側ドライバの電圧 (BOOST)	42V ~ -0.3V	ピーク出力電流 <math><10\mu\text{s}</math> (TG, BG)	3A
スイッチの電圧 (SW)	36V ~ -5V	INTV _{CC} ピーク出力電流	50mA
INTV _{CC} 、(BOOST-SW)、CLKOUT、PGOOD	8.5V ~ -0.3V	動作温度範囲 (Note 2)	-40°C ~ 85°C
RUN、TRACK/SS	7V ~ -0.3V	接合部温度 (Note 3)	125°C
SENSE ⁺ 、SENSE ⁻ の電圧	11V ~ -0.3V	保存温度範囲	-65°C ~ 150°C
PLLIN/MODE、PHASMD、PLLLPF	INTV _{CC} ~ -0.3V	リード温度 (半田付け、10 秒)	
EXTV _{CC}	10V ~ -0.3V	FE パッケージ	300°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
LTC3834EFE#PBF	LTC3834EFE#TRPBF	LTC3834FE	20-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 85°C (Note 2)
LTC3834IFE#PBF	LTC3834IFE#TRPBF	LTC3834FE	20-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 85°C
LTC3834EUFD#PBF	LTC3834EUFD#TRPBF	3834	20-Lead (4mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 85°C (Note 2)
LTC3834IUFD#PBF	LTC3834IUFD#TRPBF	3834	20-Lead (4mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 85°C

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

電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
メイン制御ループ							
V_{FB}	Regulated Feedback Voltage	(Note 4); I_{TH} Voltage = 1.2V	●	0.792	0.800	0.808	V
I_{VFB}	Feedback Current	(Note 4)		-5	-50	nA	
$V_{REFLNREG}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 4\text{V}$ to 30V (Note 4)		0.002	0.02	%/V	
$V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation	(Note 4) Measured in Servo Loop; ΔI_{TH} Voltage = 1.2V to 0.7V Measured in Servo Loop; ΔI_{TH} Voltage = 1.2V to 2V	● ●	0.1 -0.1	0.5 -0.5	% %	
g_m	Transconductance Amplifier g_m	$I_{TH} = 1.2\text{V}$; Sink/Source 5 μA (Note 4)		0.5		mmho	
I_Q	Input DC Supply Current Sleep Mode Shutdown	(Note 5) RUN = 5V, $V_{FB} = 0.83\text{V}$ (No Load) $V_{RUN} = 0\text{V}$		30 4	50 10	μA μA	
UVLO	Undervoltage Lockout	V_{IN} Ramping Down	●	3.7	4	V	
VOVL	Feedback Overvoltage Lockout	Measured at V_{FB} Relative to Regulated V_{FB}		8	10	12	%
I_{SENSE}	Sense Pins Total Source Current	$V_{SENSE^-} = V_{SENSE^+} = 0\text{V}$		-220		μA	
DFMAX	Maximum Duty Factor	In Dropout		98	99.4	%	
$I_{TRACK/SS}$	Soft-Start Charge Current	$V_{TRACK} = 0\text{V}$		0.85	1.1	1.45	μA
$V_{RUN ON}$	RUN Pin ON Threshold	V_{RUN} Rising		0.5	0.7	0.9	V
$V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Sense Threshold	$V_{FB} = 0.7\text{V}$, $V_{SENSE^-} = 3.3\text{V}$	●	85	100	115	mV
TG t_r TG t_f	TG Transition Time: Rise Time Fall Time	(Note 6) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		50 50	90 90	ns ns	
BG t_r BG t_f	BG Transition Time: Rise Time Fall Time	(Note 6) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		40 40	90 80	ns ns	
TG/BG t_{1D}	Top Gate Off to Bottom Gate On Delay Synchronous Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		70		ns	
BG/TG t_{2D}	Bottom Gate Off to Top Gate On Delay Top Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		70		ns	
$t_{ON(MIN)}$	Minimum On-Time	(Note 7)		200		ns	
INTV_{CC} リニア・レギュレータ							
$V_{INTVCCVIN}$	Internal V_{CC} Voltage	$8.5\text{V} < V_{IN} < 30\text{V}$, $V_{EXTVCC} = 0\text{V}$		5	5.25	5.5	V
V_{LDOVIN}	INTV _{CC} Load Regulation	$I_{CC} = 0\text{mA}$ to 20mA, $V_{EXTVCC} = 0\text{V}$		0.2	1.0	%	
$V_{INTVCCEXT}$	Internal V_{CC} Voltage	$V_{EXTVCC} = 8.5\text{V}$		7.2	7.5	7.8	V
V_{LDOEXT}	INTV _{CC} Load Regulation	$I_{CC} = 0\text{mA}$ to 20mA, $V_{EXTVCC} = 8.5\text{V}$		0.2	1.0	%	
V_{EXTVCC}	EXTV _{CC} Switchover Voltage	EXTV _{CC} Ramping Positive		4.5	4.7	V	
V_{LDOHYS}	EXTV _{CC} Hysteresis			0.2		V	
発振器とフェーズロック・ループ							
f_{NOM}	Nominal Frequency	$V_{PLLFPF} = \text{No Connect}$		360	400	440	kHz
f_{LOW}	Lowest Frequency	$V_{PLLFPF} = 0\text{V}$		220	250	280	kHz
f_{HIGH}	Highest Frequency	$V_{PLLFPF} = \text{INTV}_{CC}$		475	530	580	kHz
$f_{SYNCMIN}$	Minimum Synchronizable Frequency	PLLIN/MODE = External Clock; $V_{PLLFPF} = 0\text{V}$		115	140	kHz	
$f_{SYNCMAX}$	Maximum Synchronizable Frequency	PLLIN/MODE = External Clock; $V_{PLLFPF} = 2\text{V}$		650	800	kHz	
I_{PLLFPF}	Phase Detector Output Current Sinking Capability Sourcing Capability	$f_{PLLIN/MODE} < f_{OSC}$ $f_{PLLIN/MODE} > f_{OSC}$		-5 5		μA μA	

LTC3834

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、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
PGOOD出力						
V_{PGL}	PGOOD Voltage Low	$I_{PGOOD} = 2\text{mA}$		0.1	0.3	V
I_{PGOOD}	PGOOD Leakage Current	$V_{PGOOD} = 5\text{V}$			± 1	μA
V_{PG}	PGOOD Trip Level	V_{FB} with Respect to Set Regulated Voltage V_{FB} Ramping Negative V_{FB} Ramping Positive	-12 8	-10 10	-8 12	% %

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の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: LTC3834E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。LTC3834Iは $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。

Note 3: T_J は周囲温度 T_A および消費電力 P_D から次式に従って計算される。

$$\text{LTC3834FE: } T_J = T_A + (P_D \cdot 35^\circ\text{C/W})$$

$$\text{LTC3834UFD: } T_J = T_A + (P_D \cdot 37^\circ\text{C/W})$$

Note 4: このLTC3834は帰還ループを使って V_{ITH} を規定電圧にサーボ制御し、そのときの V_{FB} 電圧を測定してテストされる。

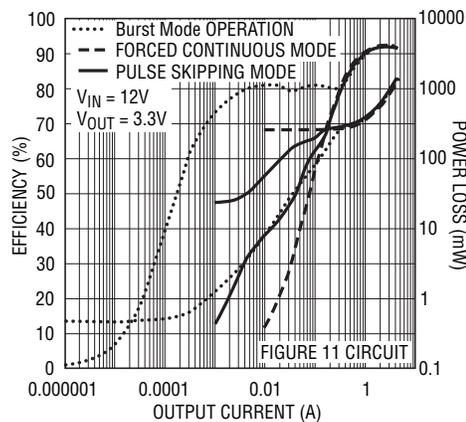
Note 5: スイッチング周波数で供給されるゲート電荷により動作時電源電流が増える。「アプリケーション情報」を参照。

Note 6: 立ち上がり時間と立ち下り時間は10%と90%のレベルを使用して測定する。遅延時間は50%レベルを使って測定する。

Note 7: 最小オン時間条件は、 I_{MAX} の40%以上のインダクタ・ピーク・トゥ・ピーク・リップル電流で規定される（「アプリケーション情報」セクションの「最小オン時間の検討事項」を参照）。

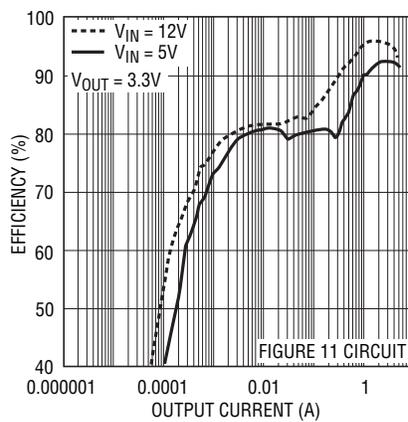
標準的性能特性 注記がない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

効率および電力損失と出力電流



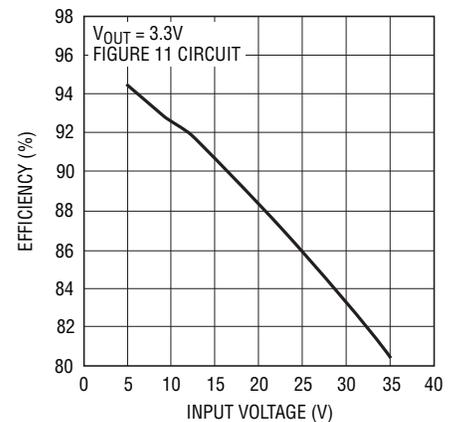
3834 G01

効率と負荷電流



3834 G02

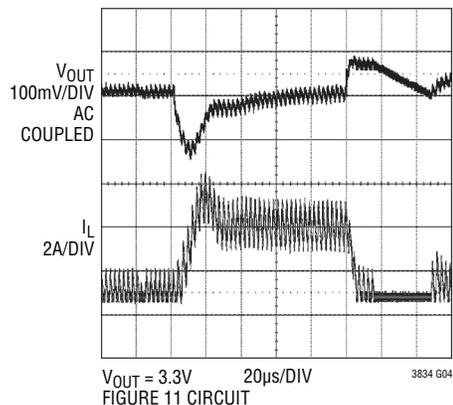
効率と入力電圧



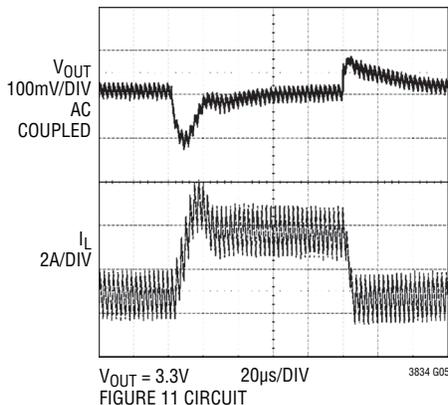
3834 G03

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

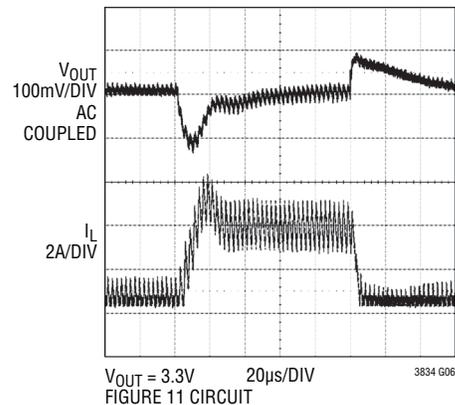
負荷ステップ (Burst Mode 動作)



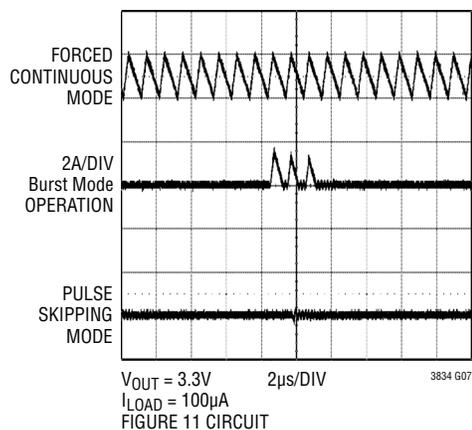
負荷ステップ (強制連続モード)



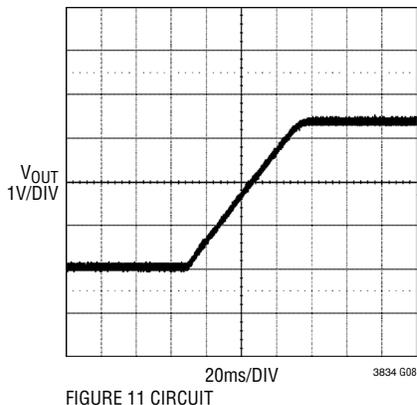
負荷ステップ (パルス・スキップ・モード)



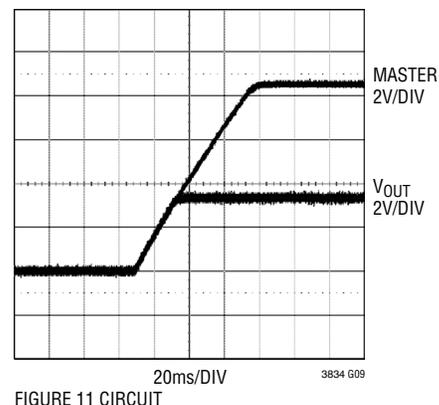
軽負荷時のインダクタ電流



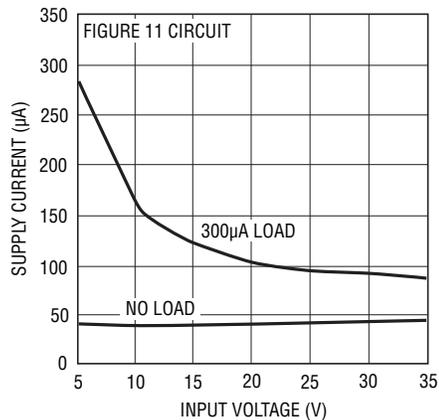
ソフトスタート



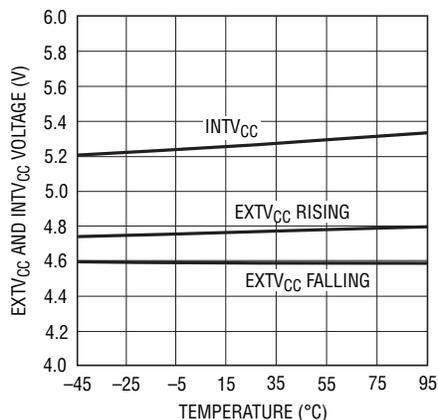
トラッキング・スタートアップ



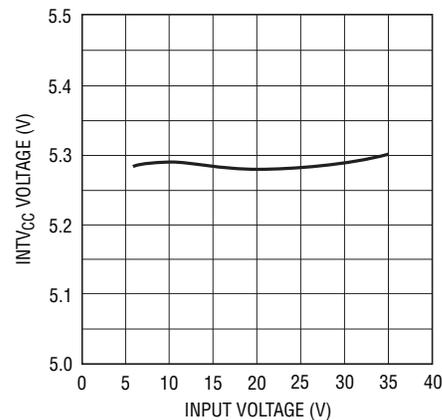
全入力電源電流と入力電圧



EXTV_{CC} スイッチオーバー電圧 および INTV_{CC} 電圧と温度



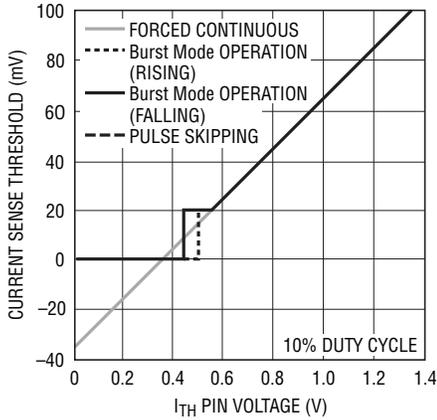
INTV_{CC} ライン・レギュレーション



LTC3834

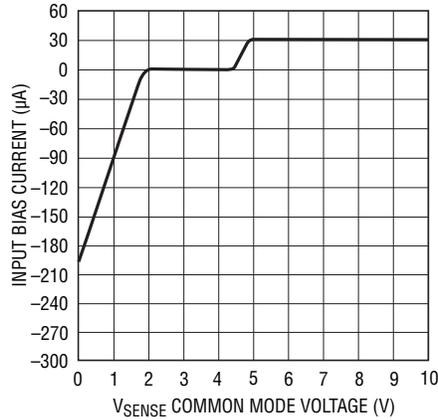
標準的性能特性 注記がない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$.

最大電流センス電圧と I_{TH} 電圧サイクル



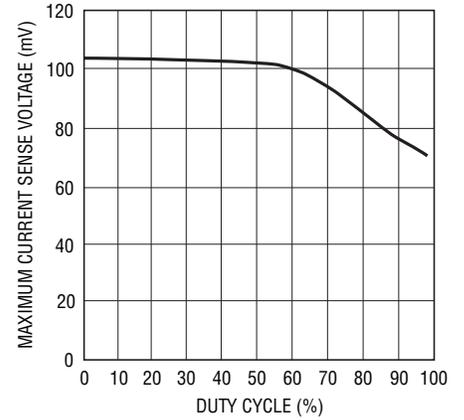
3834 G13

SENSEピンの全入力バイアス電流



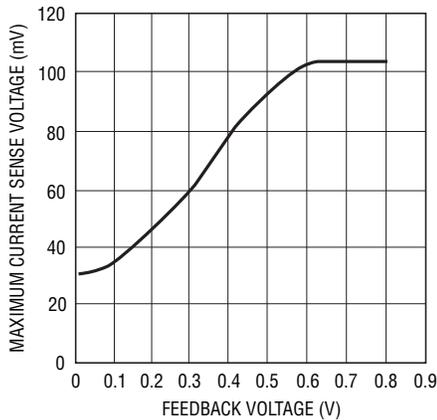
3834 G14

最大電流センス・スレッシュホールドとデューティ・サイクル



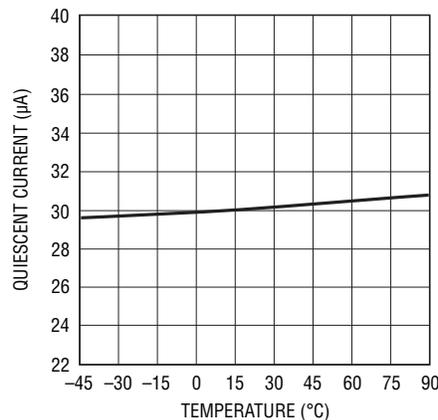
3834 G15

フォールドバック電流制限



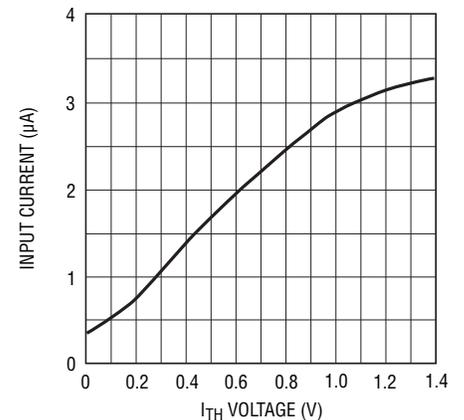
3834 G16

消費電流と温度



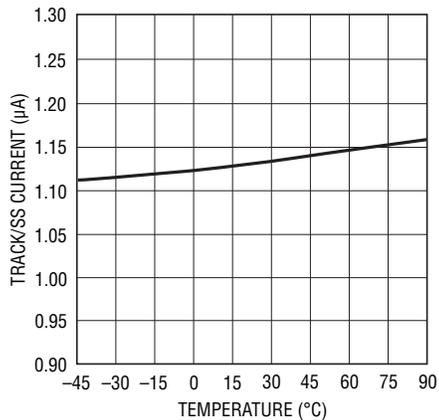
3834 G17

SENSEピンの全入力バイアス電流と I_{TH}



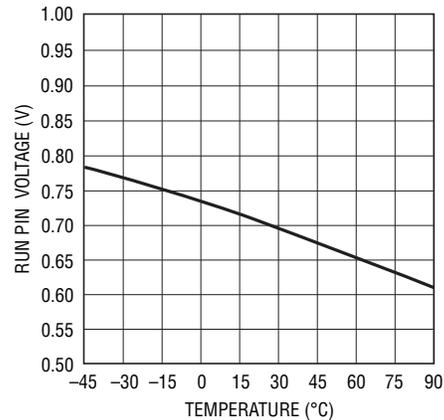
3834 G18

TRACK/SSプルアップ電流と温度



3834 G19

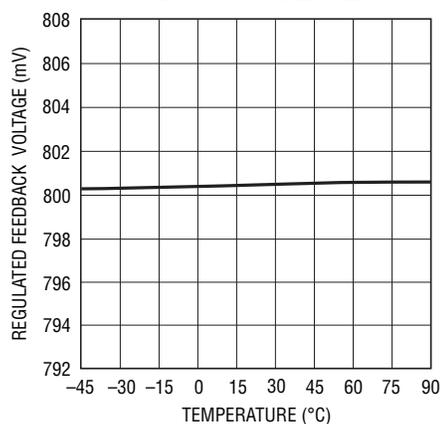
シャットダウン (RUN) スレッシュホールドと温度



3834 G20

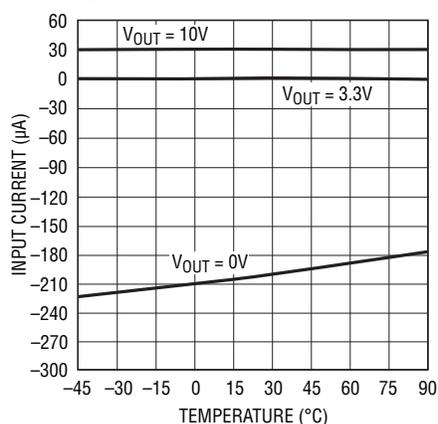
標準的性能特性 注記がない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

安定化された帰還電圧と温度



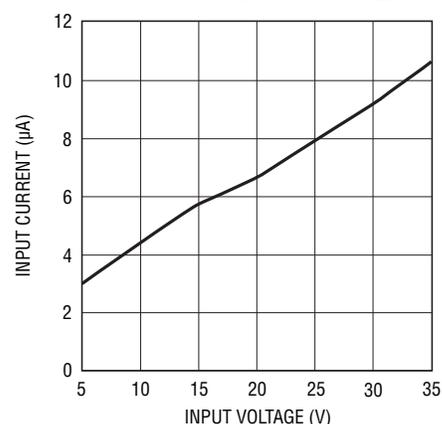
3834 G21

SENSEピンの全入力バイアス電流と温度



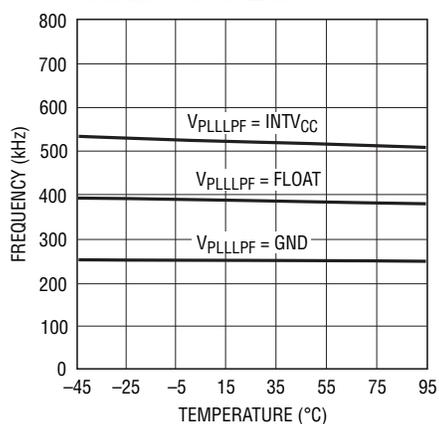
3834 G22

シャットダウン電流と入力電圧



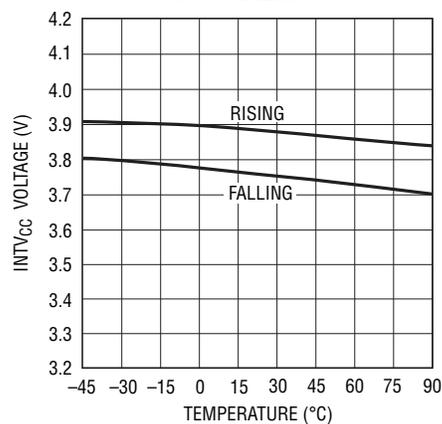
3834 G23

発振器周波数と温度



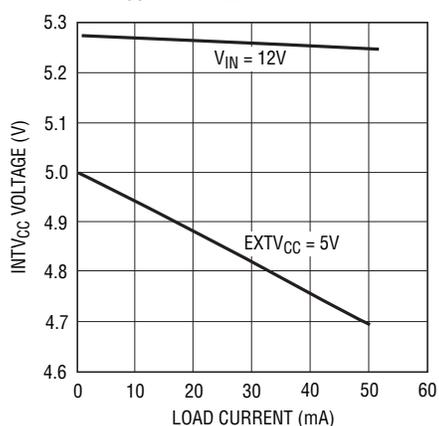
3834 G24

低電圧ロックアウト・スレッシュホールドと温度



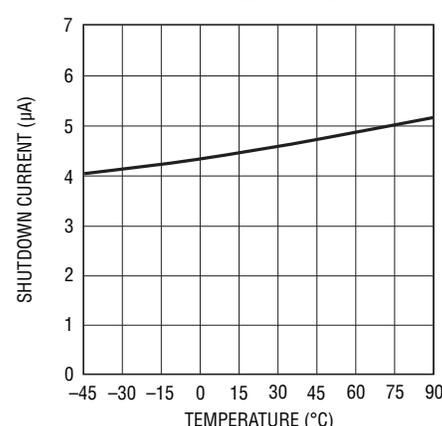
3834 G25

INTV_{CC} と負荷電流



3834 G26

シャットダウン電流と温度



3834 G27

ピン機能 (FE/UFD)

CLKOUT (ピン1/ピン19) : 追加のMOSFETドライバ段/位相のため、他のコントローラICとデジタイゼーション接続するのに利用できるオープン・ドレイン出力クロック信号。

PLLLPF (ピン2/ピン20) : 外部クロックに同期させる場合、フェーズロック・ループのローパス・フィルタをこのピンに接続します。代わりに、250kHz、530kHzまたは400kHzのスイッチング周波数を選択するには、このピンをGND、INTV_{CC}に接続するか、フロートさせたままにします。

I_{TH} (ピン3/ピン1) : 誤差アンプの出力およびスイッチング・レギュレータの補償ポイント。電流コンパレータのトリップ・ポイントはこの制御電圧に応じて増加します。

TRACK/SS (ピン4/ピン2) : 外部トラッキングとソフトスタート入力。LTC3834はV_{FB}の電圧を、0.8VとTRACK/SSピンの電圧の低い方に安定化します。内部の1 μ Aプルアップ電流源がこのピンに接続されています。このピンとグラウンドの間に接続したコンデンサにより、最終安定化出力電圧までのランプ時間が設定されます。または、別の電源の抵抗分割器をこのピンに接続すると、LTC3834の出力はスタートアップ時に別の電源をトラッキングします。

VFB (ピン5/ピン3) : 出力に接続された外部抵抗分割器からのリモート検出された帰還電圧を受け取ります。

SGND (ピン6/ピン4) : 小信号グラウンド。入力コンデンサの共通(-)端子に接続される大電流グラウンドとは別に配線する必要があります。

PGND (ピン7/ピン5) : ドライバの電源グラウンド。ボトム(同期)NチャネルMOSFETのソース、ショットキー整流器のアノードおよびC_{IN}の(-)端子に接続します。

BG (ピン8/ピン6) : ボトム(同期)NチャネルMOSFETの高電流ゲート・ドライブ。このピンの電圧振幅は、グラウンドからINTV_{CC}です。

INTV_{CC} (ピン9/ピン7) : 内部の低ドロップアウト・リニア・レギュレータの出力。ドライバと制御回路にはこの電圧源から電力が供給されます。最小4.7 μ Fのタンタル・コンデンサまたはセラミック・コンデンサを使って電源グラウンドにデカップリングする必要があります。

EXTV_{CC} (ピン10/ピン8) : INTV_{CC}に接続された内部LDOへの外部電源入力。EXTV_{CC}が4.7Vを超えると、V_{IN}から

電力を供給される内部のLDOをバイパスして、このLDOがV_{CC}に電力を供給します。「アプリケーション情報」セクションの「EXTV_{CC}の接続」を参照してください。このピンの電圧は10Vを超えないようにしてください。

V_{IN} (ピン11/ピン9) : 主電源ピン。このピンと信号グラウンド・ピンの間にバイパス・コンデンサを接続します。

SW (ピン12/ピン10) : インダクタへのスイッチ・ノードの接続ピン。このピンの電圧振幅は、グラウンドよりショットキー・ダイオード(外部)1個の電圧降下分だけ低い電圧からV_{IN}までです。

TG (ピン13/ピン11) : トップNチャネルMOSFETの高電流ゲート・ドライブ。これらは、スイッチ・ノード電圧SWに重ね合わされた(INTV_{CC} - 0.5V)に等しい電圧振幅を持つフローティング・ドライバの出力です。

BOOST (ピン14/ピン12) : 上側のフローティング・ドライバへのブートストラップされた電源。コンデンサをBOOSTピンとSWピンの間に接続し、ショットキー・ダイオードをBOOSTピンとINTV_{CC}ピンの間に接続します。BOOSTピンの電圧振幅はINTV_{CC}から(V_{IN} + INTV_{CC})までです。

RUN (ピン15/ピン13) : コントローラのデジタル実行制御入力。このピンを0.7Vより下に強制すると全ての制御機能がシャットダウンし、LTC3834の消費電流が約4 μ Aに減少します。

SENSE⁻ (ピン16/ピン14) : 差動電流コンパレータの(-)入力。

SENSE⁺ (ピン17/ピン15) : 差動電流コンパレータの(+)入力。I_{TH}ピンの電圧、およびR_{SENSE}と組み合わされたSENSE⁻ピンとSENSE⁺ピンの間の制御されたオフセットによって、電流トリップ・スレッシュホールドが設定されます。

PGOOD (ピン18/ピン16) : オープン・ドレインのロジック出力。V_{FB}ピンの電圧がその設定値の $\pm 10\%$ 以内でないと、PGOODはグラウンドに引き下げられます。

PLLIN/MODE (ピン19/ピン17) : 位相検出器への外部同期入力と強制連続制御入力。外部クロックをこのピンに与えると、フェーズロック・ループがTG信号の立上りを外部クロックの立上りエッジに強制的に同期させます。この場合、RCフィルタをPLLLPFピンに接続する必要があります。外部クロックに同期しない場合、この入力は軽負荷でLTC3834がどのように動作するかを決めます。このピンを0.7Vより下に引き下げるとBurst Mode動作が選択されます。このピンをINTV_{CC}に接

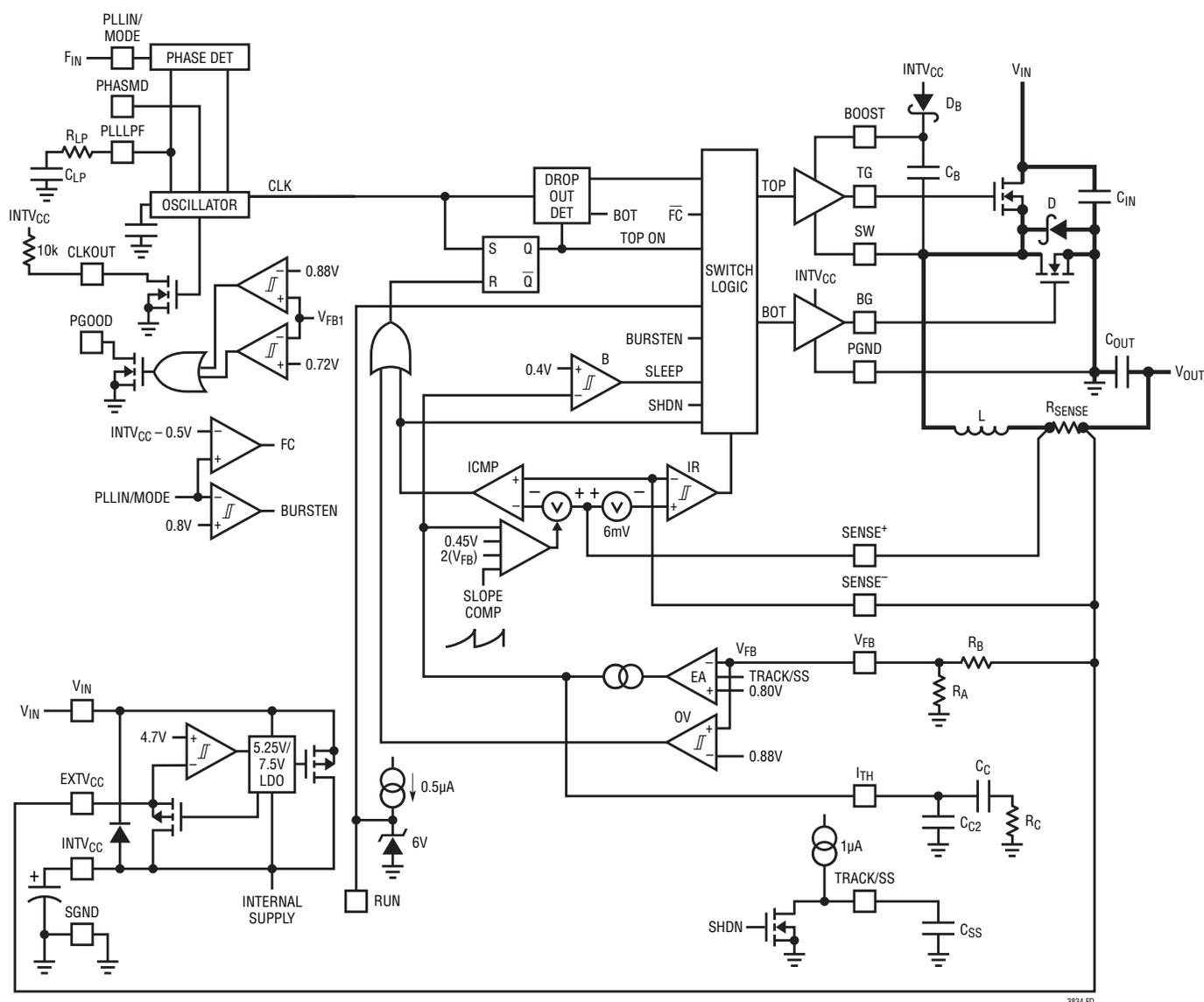
ピン機能 (FE/UFD)

続すると、連続インダクタ電流動作を強制します。このピンを 0.9V より高く INTV_{CC} より低い電圧に接続すると、パルス・スキップ動作が選択されます。

露出パッド(ピン21/ピン21) : SGND。PCBに半田付けします。

PHASMD (ピン20/ピン18) : TG と CLKOUT 信号の間の位相関係を決める位相セクタへの制御入力。

機能図



3834 FD

動作 (機能図を参照)

メイン制御ループ

LTC3834は固定周波数の電流モード降圧アーキテクチャを使用しています。通常動作時は、クロックがRSラッチをセットすると外部トップMOSFETがオンし、メイン電流コンパレータ(ICMP)がRSラッチをリセットするとオフします。ICMPがトリップしてラッチをリセットするピーク・インダクタ電流は、ITHピンの電圧によって制御されます。この電圧は誤差アンプEAの出力です。誤差アンプはV_{FB}ピンの出力電圧帰還信号(これは出力電圧V_{OUT}からグラウンドに接続された外部抵抗分割器によって発生します)を内部の0.800Vリファレンス電圧と比較します。負荷電流が増加するとリファレンスに対してV_{FB}がわずかに下がるので、平均インダクタ電流が新たな負荷電流に一致するまで、EAがI_{TH}電圧を上げます。

トップMOSFETが各サイクルでオフした後、ボトムMOSFETは、(電流コンパレータIRによって示されるように)インダクタ電流が逆流し始めるまで、または次のクロック・サイクルが始まるまでオンします。

INTV_{CC}/EXTV_{CC}電源

トップとボトムのMOSFETドライバと他の大部分の内部回路への電力はINTV_{CC}ピンから供給されます。EXTV_{CC}ピンを開放状態にするか、または4.7Vより低い電圧に接続すると、内部5.25V低ドロップアウト・リニア・レギュレータがV_{IN}からINTV_{CC}に電力を供給します。EXTV_{CC}が4.7Vより上に引き上げられると、この5.25Vレギュレータはオフし、7.5Vの低ドロップアウト・リニア・レギュレータがイネーブルされ、EXTV_{CC}からINTV_{CC}に電力を供給します。EXTV_{CC}が7.5Vより低い場合(ただし、4.7Vよりは高い)、7.5Vレギュレータはドロップアウト状態になり、INTV_{CC}はほぼEXTV_{CC}に等しくなります。EXTV_{CC}が7.5Vより高いとき(絶対最大定格の10Vまで)、INTV_{CC}は7.5Vに安定化されます。EXTV_{CC}ピンを使うと、LTC3834スイッチング・レギュレータの出力の片方のような高効率の外部ソースからINTV_{CC}の電力を得ることができます。

トップMOSFETドライバはフローティング・ブートストラップ・コンデンサC_Bからバイアスされます。このコンデンサは通常、各オフ・サイクル中にトップMOSFETがオフしているとき、外部

のダイオードを通して再充電されます。入力電圧V_{IN}がV_{OUT}に近い電圧まで低下してくると、ループがドロップアウト状態に入り、トップMOSFETを連続してオンしようとする場合があります。ドロップアウト検出器がこれを検出し、10サイクルに1回トップMOSFETをクロック・サイクルの約1/12の間強制的にオフして、C_Bの再充電を可能にします。

シャットダウンとスタートアップ(RUNピンとTRACK/SSピン)

RUNピンを使ってLTC3834をシャットダウンすることができます。このピンを0.7Vより下に引き下げると、コントローラのメイン制御ループがシャットダウンします。“L”に引き下げると、コントローラと(INTV_{CC}レギュレータを含む)ほとんどの内部回路がデイスエーブルされ、LTC3834にはわずか4μAの消費電流が流れるだけです。

RUNピンを解放すると、内部の0.5μA電流源がRUNピンを引き上げ、コントローラをイネーブルします。代わりに、RUNピンを外部から引き上げるか、またはロジックで直接ドライブすることができます。このピンの7Vの絶対最大定格を超えないように注意してください。

出力電圧V_{OUT}のスタートアップはTRACK/SSピンの電圧によって制御されます。TRACK/SSピンの電圧が0.8Vの内部リファレンスより低いと、LTC3834はV_{FB}の電圧を0.8VのリファレンスではなくTRACK/SSピンの電圧に制御します。このため、外部コンデンサをTRACK/SSピンからSGNDに接続することにより、TRACK/SSピンを使ってソフトスタートをプログラムすることができます。内部1μAプルアップ電流源がこのコンデンサを充電して、TRACK/SSピンに電圧ランプを発生します。TRACK/SS電圧が0Vから0.8V(さらにそれより上)に直線的に上昇するにつれ、出力電圧V_{OUT}が滑らかにゼロからその最終値まで上昇します。

代わりに、TRACK/SSピンを使って、V_{OUT}のスタートアップが別の電源のスタートアップを「追尾」するようにすることができます。このためには一般に別の電源からグラウンドに接続された外部抵抗分割器をTRACK/SSピンに接続する必要があります(「アプリケーション情報」のセクションを参照)。

動作 (機能図を参照)

LTC3834をディスエーブルするためにRUNピンが“L”に引き下げられると、または V_{IN} が3.7Vの低電圧ロックアウト・スレッシュホールドより下に下がると、TRACK/SSピンが内部MOSFETによって“L”に引き下げられます。低電圧ロックアウトのときは、コントローラがディスエーブルされ、外部MOSFETがオフに保たれます。

軽負荷電流動作 (Burst Mode 動作、パルス・スキップ、または連続導通) (PLLIN/MODEピン)

LTC3834は低負荷電流で高効率Burst Mode動作、固定周波数パルス・スキップ動作、または強制連続導通モードに入るようにイネーブルすることができます。Burst Mode動作を選択するには、PLLIN/MODEピンを0.8Vより低いDC電圧(たとえばSGND)に接続します。強制連続動作を選択するには、PLLIN/MODEピンをINTV_{CC}に接続します。パルス・スキップ動作を選択するには、PLLIN/MODEピンを0.8Vより高くINTV_{CC} - 0.5Vより低いDC電圧に接続します。

LTC3834がBurst Mode動作にイネーブルされているとき、I_{TH}ピンの電圧が低い値を示しているとき、インダクタのピーク電流は最大センス電圧の約1/10に設定されています。平均インダクタ電流が負荷電流より低いと、誤差アンプEAはI_{TH}ピンの電圧を下げます。I_{TH}電圧が0.4Vより下に下がると、内部のスリープ信号が“H”になり(「スリープ」モードがイネーブルされ)、両方の外部MOSFETがオフします。するとI_{TH}ピンはEAの出力から切断され、0.425Vに「一時据え置かれ」ます。

スリープ・モードでは内部回路のほとんどがオフしており、LTC3834を流れる消費電流がわずか30 μ Aに減少します。スリープ・モードでは、負荷電流は出力コンデンサから供給されます。出力電圧が低下するにつれ、EAの出力が上昇し始めます。出力電圧が十分下がると、I_{TH}ピンがEAの出力に再度接続され、スリープ信号が“L”になり、コントローラは内部発振

器の次のサイクルで外部のトップMOSFETをオンして通常動作を再開します。

LTC3834がBurst Mode動作でイネーブルされると、インダクタ電流の反転は許されません。インダクタ電流がゼロに達する直前に、反転電流コンパレータ(RI_{CMP})が外部ボトムMOSFETをオフし、インダクタ電流が反転して負になるのを防ぎますので、不連続動作になります。

強制連続動作では、インダクタ電流は軽負荷または大きな過渡状態で反転することが許されます。ピーク・インダクタ電流は、通常動作と全く同様に、I_{TH}ピンの電圧によって決まります。このモードでは、軽負荷での効率がBurst Mode動作の場合よりも低くなります。ただし、連続動作には出力リップルが低く、オーディオ回路への干渉が少ないという利点があります。強制連続モードでは、出力リップルは負荷電流に依存しません。

PLLIN/MODEピンがパルス・スキップ・モードに接続されているか、またはフェーズロック・ループを使うため外部クロック・ソースによって駆動されているとき(「周波数の選択とフェーズロック・ループ」のセクションを参照)、LTC3834は軽負荷ではPWMパルス・スキップ・モードで動作します。このモードでは、最大出力電流の設計値の約1%まで固定周波数動作が維持されます。非常に軽い負荷では、電流コンパレータICMPは数サイクルにわたってトリップしたままになることがあり、外部のトップMOSFETを同じサイクル数だけオフ状態に強制する(つまり、パルスをスキップする)ことがあります。インダクタ電流は反転することが許されません(不連続動作)。強制連続動作と同様、このモードでは、Burst Mode動作に比べて出力リップルとオーディオ・ノイズが小さくなり、RF干渉が減ります。低電流で強制連続動作より高い効率が得られますが、Burst Mode動作ほど高くはありません。

動作

周波数の選択とフェーズロック・ループ (PLLLPFピンとPLLIN/MODEピン)

スイッチング周波数の選択は効率と部品サイズ間のトレードオフになります。低周波数動作はMOSFETのスイッチング損失を減らして効率を上げますが、出力リップル電圧を低く抑えるには大きなインダクタンスや容量を必要とします。

LTC3834のコントローラのスイッチング周波数はPLLLPFピンを使って選択することができます。

PLLIN/MODEピンが外部クロック・ソースによってドライブされていない場合、PLLLPFピンをフロートさせるか、INTV_{CC}またはSGNDに接続して、それぞれ400kHz、530kHz、または250kHzを選択することができます。

LTC3834にはフェーズロック・ループ(PLL)が備わっており、PLLIN/MODEピンに接続された外部クロック・ソースに内部発振器を同期させることができます。この場合、PLLのループ・フィルタとして機能する直列RCをPLLLPFピンとSGNDの間に接続します。LTC3834の位相検出器がPLLLPFピンの電圧を調節して外部トップMOSFETのターンオンを同期信号の立上りエッジに揃えます。

LTC3834のフェーズロック・ループの標準的キャパチャ・レンジは約115kHz～800kHzで、140kHz～650kHzが保証されています。つまり、LTC3834のPLLは140kHz～650kHzの周波数の外部クロック・ソースにロックすることが保証されています。

PLLIN/MODEピンの入力クロック・スレッシュホールドは標準で1.6V(立上り)および1.2V(立下り)です。

PolyPhaseアプリケーション(CLKOUTピンとPHASMDピン)

PolyPhaseアプリケーションで他のコントローラICをLTC3834とデジタイズチェーン接続できるようにする2つのピン(CLKOUTとPHASMD)がLTC3834には備わっています。CLKOUTピンのクロック出力信号を使って、単一の高電流

出力または複数の出力に給電しているマルチフェーズ電源ソリューションの追加電力段を同期させることができます。PHASMDピンは、表1にまとめられているように、CLKOUT信号の位相を調整するのに使われます。位相はトップ・ゲート・ドライバの出力(TG)の立上りエッジとして定義されているゼロ度位相を基準にして計算されます。

CLKOUTピンにはオープン・ドレインの出力デバイスが備わっています。通常、10k～100kの抵抗をこのピンから8.5V以下の電圧源に接続することができます。

表1

V _{PHASMD}	CLKOUT PHASE
GND	90°
Floating	120°
INTV _{CC}	180°

出力過電圧保護

過電圧コンパレータは、過渡オーバーシュートや、出力に過電圧を生じるおそれのある他のより深刻な状態に対して保護します。V_{FB}ピンがその制御ポイントの0.800Vより10%以上高く上昇すると、過電圧状態が解消されるまでトップMOSFETがオフし、ボトムMOSFETがオンします。

パワーグッド(PGOOD)ピン

PGOODピンは内部NチャネルMOSFETのオープン・ドレインに接続されています。V_{FB}ピンの電圧が0.8Vリファレンス電圧の±10%以内になると、MOSFETがオンしてPGOODピンを“L”に引き下げます。RUNピンが“L”(シャットダウン)のとき、PGOODピンは“L”に引き下げられます。V_{FB}ピンの電圧が±10%の条件を満たすと、MOSFETがオフするので、外部抵抗を使って、このピンを最大8.5Vの電源までプルアップすることができます。

アプリケーション情報

出力電流に対応した R_{SENSE} の選択

R_{SENSE} は必要な出力電流に基づいて選択します。電流コンパレータの最大スレッシュホールドは 100mV/R_{SENSE}、同相入力範囲は SGND ~ 10V です。インダクタ電流のピークは電流コンパレータのスレッシュホールドによって設定され、最大平均出力電流 I_{MAX} はインダクタ電流のこのピーク値よりピーク・トゥ・ピーク・リップル電流 ΔI_L の半分だけ小さい値になります。

デバイスと外付け部品の値のばらつきに対して余裕をもたせると、次式のようにになります。

$$R_{\text{SENSE}} = \frac{80\text{mV}}{I_{\text{MAX}}}$$

非常に低いドロップアウト条件でコントローラを使用すると、デューティ・ファクタ 50% 以上で動作中の降圧レギュレータの安定性基準に適合するために必要な内部補償のため、最大出力電流レベルが低下します。動作デューティ・ファクタに依存するピーク出力電流レベルのこの減少を推定するための特性曲線が示してあります。

動作周波数と同期

動作周波数の選択には、効率と部品サイズ間のトレードオフが必要です。動作周波数が低いと、MOSFET のゲート電荷損失と遷移損失による MOSFET のスイッチング損失が減少して効率が上がります。ただし、低周波数動作では与えられたリップル電流に対してインダクタンス値を大きくする必要があります。

LTC3834 の内部発振器は、PLLLPF ピンがフロート状態で PLLIN/MODE ピンが DC の “L” または “H” のとき、公称 400kHz の周波数で動作します。PLLLPF を INTV_{CC} に引き上げると 530kHz 動作が選択され、PLLLPF を SGND に引き下げると 250kHz 動作が選択されます。

または、LTC3834 は PLLIN/MODE ピンに与えられた 140kHz ~ 650kHz の周波数のクロック信号にフェーズロックします（「フェーズロック・ループと周波数同期」を参照）。

インダクタの値の計算

動作周波数が高いほど小さな値のインダクタとコンデンサを使用できるという意味で、動作周波数とインダクタの選択には相関関係があります。そうであれば、なぜ誰もが大きな値のコンポーネントを使った低い周波数での動作を選ぶのでしょうか。答えは効率です。周波数が高いほど MOSFET のゲート電

荷による損失のために一般に効率が低下します。この基本的なトレードオフに加えて、リップル電流と低電流動作に対するインダクタ値の影響も考慮しなければなりません。

インダクタの値はリップル電流に直接影響を与えます。インダクタ・リップル電流 ΔI_L は、次式で示されているように、インダクタンスまたは周波数が高いほど減少し、V_{IN} が高いほど増加します。

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

大きな ΔI_L の値を許容できれば、低いインダクタンスを使用できますが、出力電圧リップルが高くなりコア損失が大きくなります。リップル電流を設定するための妥当な出発点は ΔI_L = 0.3(I_{MAX}) です。入力電圧が最大ときに ΔI_L が最大になります。

インダクタの値は二次的な影響も与えます。必要な平均インダクタ電流が低下した結果、ピーク電流が R_{SENSE} によって決定される電流リミットの 10% より下に下がると、Burst Mode 動作への移行が始まります。インダクタ値を低くする (ΔI_L を高くすると、相対的に低い負荷電流で Burst Mode に移行するので、低電流動作の相対的に上の範囲の効率が低下する可能性があります。Burst Mode 動作では、インダクタンス値が小さくなるとバースト周波数が低下します。

インダクタのコアの選択

L の値が求まったら、次にインダクタの種類を選択します。高効率コンバータは低価格の鉄粉コアに見られるコア損失は一般に許容できないので、もっと高価なフェライトまたはモリブデンコアのコアを使わざるを得ません。一定のインダクタの値に対して実際のコア損失はコア・サイズには依存せず、選択したインダクタンスに大きく依存します。インダクタンスが増加するとコア損失が低下します。インダクタンスを大きくするにはワイヤーの巻数を増やす必要があるため残念ながら銅損失が増加します。

フェライトを使用した設計ではコア損失がきわめて低く、高いスイッチング周波数に適しているため、設計目標を銅損失と飽和を防ぐことに集中することができます。フェライト・コアの材質は「ハードに」飽和します。つまり、最大設計ピーク電流を超えるとインダクタンスが突然低落します。その結果、インダクタのリップル電流が突然増加し、そのため出力電圧リップルが増加します。コアを飽和させないでください。

アプリケーション情報

パワー MOSFET とショットキー・ダイオード (オプション) の選択

LTC3834 の外部パワー MOSFET を 2 個選択する必要があります。トップ (メイン) スイッチ用に 1 個の N チャンネル MOSFET、およびボトム (同期) スイッチ用に 1 個の N チャンネル MOSFET です。

ピーク・トゥ・ピークのドライブ・レベルは $INTV_{CC}$ 電圧で設定されます。この電圧は始動時には標準で 5V です (「EXTV_{CC} ピンの接続」を参照)。したがって、ほとんどのアプリケーションではロジック・レベルのスレッシュホールドの MOSFET を使用する必要があります。唯一の例外は、低い入力電圧 ($V_{IN} < 5V$) が予定されている場合、サブロジック・レベルのスレッシュホールドの MOSFET ($V_{GS(TH)} < 3V$) を使います。MOSFET の BV_{DSS} の仕様にも十分注意を払ってください。ほとんどのロジック・レベル MOSFET は 30V 以下に制限されています。

パワー MOSFET の選択基準には、オン抵抗 $R_{DS(ON)}$ 、ミラー容量 C_{MILLER} 、入力電圧、および最大出力電流が含まれます。ミラー容量 C_{MILLER} は MOSFET のメーカーのデータシートで通常与えられているゲート電荷曲線から推定することができます。 C_{MILLER} は、曲線がほぼ平らな区間の水平軸に沿ったゲート電荷の増分を、 V_{DS} で規定された電荷で割ったものに等しくなります。次に、この結果に、アプリケーションで与えられる V_{DS} とゲート電荷曲線で規定された V_{DS} との比を掛けます。このデバイスが連続モードで動作しているときは、トップ MOSFET とボトム MOSFET のデューティ・サイクルは以下の式で与えられます。

$$\text{メイン・スイッチのデューティ・サイクル} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

$$\text{同期スイッチのデューティ・サイクル} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}}$$

最大出力電流での MOSFET の消費電力は次式で与えられます。

$$P_{MAIN} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} (I_{MAX})^2 (1 + \delta \Delta T) R_{DS(ON)} + (V_{IN})^2 \left(\frac{I_{MAX}}{2} \right) (R_{DR}) (C_{MILLER}) \cdot \left[\frac{1}{V_{INTVCC} - V_{THMIN}} + \frac{1}{V_{THMIN}} \right] (f)$$

$$P_{SYNC} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} (I_{MAX})^2 (1 + \delta \Delta T) R_{DS(ON)}$$

ここで、 δ は $R_{DS(ON)}$ の温度係数、 R_{DR} (約 2Ω) は MOSFET のミラー・スレッシュホールド電圧での実効ドライブ抵抗です。 V_{THMIN} は標準的な MOSFET の最少スレッシュホールド電圧です。

I^2R 損失は両方の MOSFET に共通していますが、上側の N チャンネルの式には追加の遷移損失の項があり、これは入力電圧が高いときに最も高くなります。 $V_{IN} < 20V$ では、高電流のときの効率は一般に大型 MOSFET を使用すると向上しますが、 $V_{IN} > 20V$ では遷移損失が急激に上昇し、実際には C_{MILLER} が小さくて $R_{DS(ON)}$ が大きなデバイスを使用する方が効率が高くなるポイントにまで達します。同期 MOSFET の損失は、トップ・スイッチのデューティ・ファクタが低くなる高入力電圧時、または同期スイッチが周期の 100% 近くオンになる短絡時に最も大きくなります。

特定の MOSFET の $(1 + \delta \Delta T)$ の項は、一般に正規化された $R_{DS(ON)}$ と温度の関係を示す曲線から得られますが、低電圧の MOSFET の近似値として $\delta = 0.005/^\circ C$ を使用することができます。

図 6 に示すオプションのショットキー・ダイオード D1 は、2 つのパワー MOSFET のそれぞれの導通期間の間隙に生じるデッドタイム中に導通します。これによって、ボトム MOSFET のボディ・ダイオードがデッドタイム中にオンして電荷を蓄積するのを防止し、逆回復時間を不要にします。逆回復時間により、 V_{IN} が高いときに効率が最大 3% 低下することがあります。1A ~ 3A のショットキーは平均電流が比較的小さいので、両方の動作領域にとって一般に妥当な選択といえます。これより大きなダイオードは接合容量が大きいため遷移損失が増加します。

アプリケーション情報

C_{IN}とC_{OUT}の選択

連続モードでは、トップMOSFETのソース電流は、デューティ・サイクルがV_{OUT}/V_{IN}の方形波になります。大きな過渡電圧を防止するには、最大RMS電流に対応できるサイズの低ESRコンデンサを使用する必要があります。コンデンサの最大RMS電流は次式で与えられます。

$$C_{IN} \text{に要求される } I_{RMS} \approx \frac{I_{MAX}}{V_{IN}} \left[(V_{OUT})(V_{IN} - V_{OUT}) \right]^{1/2}$$

この式はV_{IN} = 2V_{OUT}で最大値をとります。ここで、I_{RMS} = I_{OUT}/2です。大きく変化させてもそれほど状況が改善されないため、一般にはこの単純な最悪条件が設計に使用されます。多くの場合、コンデンサのメーカーはリップル電流定格をわずか2000時間の寿命時間によって規定しています。このため、コンデンサをさらにデレーティングする、つまり要求条件よりも高い温度定格のコンデンサを選択するようにしてください。サイズまたは高さの設計条件に適合させるため、複数のコンデンサを並列に接続することができます。LTC3834は動作周波数が高いため、C_{IN}にセラミック・コンデンサを使用することもできます。疑問点については必ずメーカーにお問い合わせください。

C_{OUT}は等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。一般に、ESRの要件が満たされると、その容量はフィルタ機能にとって十分です。出力リップル(ΔV_{OUT})は次式で近似できます。

$$\Delta V_{OUT} \approx I_{RIPPLE} \left(ESR + \frac{1}{8fC_{OUT}} \right)$$

ここで、fは動作周波数、C_{OUT}は出力容量、I_{RIPPLE}はインダクタのリップル電流です。I_{RIPPLE}は入力電圧に応じて増加するため、出力リップルは入力電圧が最大のときに最も高くなります。

出力電圧の設定

LTC3834の出力電圧は、図1に示されているように、出力両端に注意深く配置した外部帰還抵抗分割器によって設定されます。安定化された出力電圧は次式によって決まります。

$$V_{OUT} = 0.8V \cdot \left(1 + \frac{R_B}{R_A} \right)$$

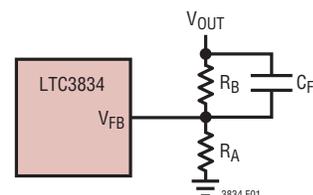


図1. 出力電圧の設定

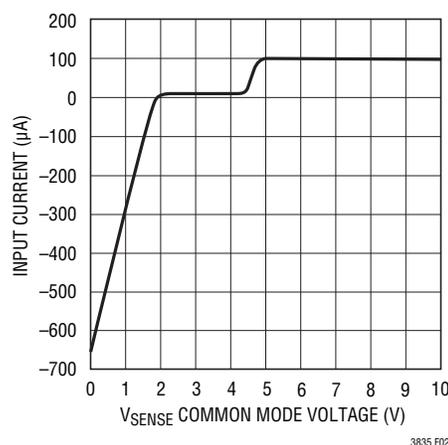


図2. SENSEピンの入力バイアス電流と同相電圧

周波数応答を改善するには、フィードフォワード・コンデンサ(C_{FF})を使用することができます。V_{FB}ラインはインダクタやSWラインなどのノイズ源から離して配線するように十分注意してください。

SENSE+ピンとSENSE-ピン

電流コンパレータの同相入力範囲は0V～10Vです。この範囲の全域で連続リニア動作が行われ、0.8V～10Vの出力電圧が可能です。図2の曲線で示されているように、出力電圧に依存して電流がSENSEピンによってソースされるか、またはシンクされることが、電流コンパレータの入力段にとって必要です。出力電圧が1.5Vより低いと、電流は両方のSENSEピンから主出力に流れ出します。これらの場合、電流コンパレータの負入力バイアス電流を補償するため、V_{OUT}の抵抗分割器で容易に出力に予備負荷をかけることができます。V_{FB}は0.8Vのリファレンス電圧にサーボ制御されますので、図1のR_Aは0.8V/I_{SENSE}より小さいものを選択します。I_{SENSE}は、図2を参照して、指定された出力電圧に基づいて決めます。

アプリケーション情報

トラッキングとソフトスタート (TRACK/SS ピン)

V_{OUT} のスタートアップは TRACK/SS ピンの電圧によって制御されます。TRACK/SS ピンの電圧が内部の 0.8V リファレンスより低いと、LTC3834 は V_{FB} ピンの電圧を 0.8V ではなく TRACK/SS ピンの電圧に制御します。TRACK/SS ピンを使って、外部ソフトスタート機能をプログラムするか、または V_{OUT} がスタートアップ時に別の電源を「追尾」できるようにすることができます。

ソフトスタートをイネーブルするには、図3に示されているように、単にコンデンサを TRACK/SS ピンからグランドに接続します。内部 $1\mu\text{A}$ 電流源がこのコンデンサを充電して、直線的に変化するランプ電圧を TRACK/SS ピンに発生します。LTC3834 は V_{FB} ピン (したがって、 V_{OUT}) を TRACK/SS ピン

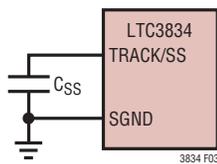


図3. TRACK/SS ピンを使ったソフトスタートの設定

の電圧に従って制御しますので、 V_{OUT} は滑らかに 0V から安定化された最終値まで上昇することができます。全ソフトスタート時間はおよそ次のようになります。

$$t_{ss} = C_{ss} \cdot \frac{0.8V}{1\mu A}$$

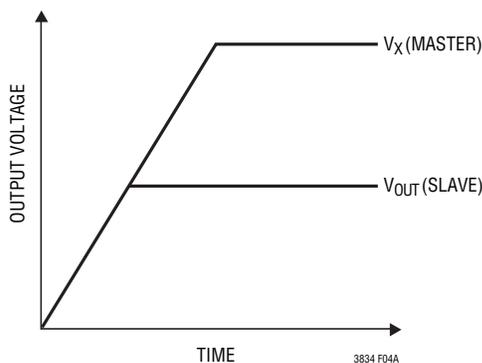
代わりに、図4aと図4bに概念的に示されているように、TRACK/SS ピンを使って、スタートアップ時に2つの (複数の) 電源をトラッキングすることができます。これを行うには、図5に示されているように、抵抗分割器をマスタ電源 (V_X) からスレーブ電源 (V_{OUT}) の TRACK/SS ピンに接続します。スタートアップの間、 V_{OUT} は抵抗分割器によって次のように設定された比率に従って V_X をトラッキングします。

$$\frac{V_X}{V_{OUT}} = \frac{R_A}{R_{TRACKA}} \cdot \frac{R_{TRACKA} + R_{TRACKB}}{R_A + R_B}$$

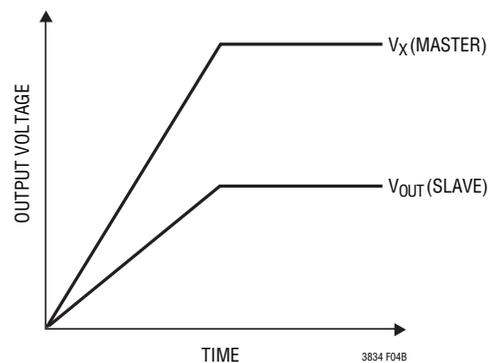
同時トラッキング (スタートアップの間 $V_{OUT} = V_X$) の場合、次のようになります。

$$R_A = R_{TRACKA}$$

$$R_B = R_{TRACKB}$$



(4a) Coincident Tracking



(4b) Ratiometric Tracking

図4. 出力電圧トラッキングの2つの異なるモード

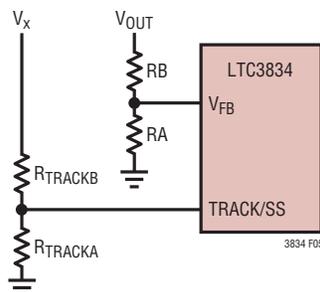


図5. TRACK/SS ピンを使ったトラッキング

アプリケーション情報

INTV_{CC}レギュレータ

LTC3834には2個の異なるPチャネル低ドロップアウト・リニア・レギュレータ(LDO)が内蔵されており、EXTV_{CC}ピンの接続状態に従って、V_{IN}電源ピンまたはEXTV_{CC}ピンのどちらからかINTV_{CC}ピンに電力を供給します。INTV_{CC}はゲート・ドライバとLTC3834の内部回路のほとんどに電力を供給します。V_{IN} LDOはINTV_{CC}ピンの電圧を5.25Vに安定化し、EXTV_{CC} LDOはINTV_{CC}ピンの電圧を7.5Vに安定化します。これらはそれぞれ50mAのピーク電流を供給することができ、最小4.7μFのセラミック・コンデンサでグラウンドにバイパスする必要があります。セラミック・コンデンサをデバイスのINTV_{CC}ピンとPGNDピンに隣接させて接続することを推奨します。MOSFETゲート・ドライバに必要な高い過渡電流を供給し、チャネル間の相互反応を防止するため、十分なバイパスが必要です。

大きなMOSFETが高い周波数でドライブされる高入力電圧アプリケーションでは、LTC3834の最大接合部温度定格を超えるおそれがあります。ゲート充電電流によって支配されるINTV_{CC}電流は、5V V_{IN} LDOまたは7.5V EXTV_{CC} LDOのどちらかによって供給することができます。EXTV_{CC}ピンの電圧が4.7Vより低いと、V_{IN} LDOがイネーブルされます。この場合のデバイスの電力消費は最高となり、V_{IN}・I_{INTVCC}に等しくなります。「効率に関する検討事項」のセクションで説明されているように、ゲート電荷電流は動作周波数に依存します。接合部温度は「電気的特性」のNote 3に与えられている式を使って推算することができます。たとえば、LTC3834のINTV_{CC}電流は、GパッケージでEXTV_{CC}電源を使っていないとき、24V電源では41mA以下に制限されます。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (41\text{mA})(36\text{V})(95^\circ\text{C}/\text{W}) = 125^\circ\text{C}$$

最大接合部温度を超えないようにするには、最大V_{IN}での連続導通モード(PLLIN/MODE = INTV_{CC})動作時の入力電源電流をチェックする必要があります。

EXTV_{CC}ピンに印加された電圧が4.7Vより上に上昇すると、V_{IN} LDOがオフしてEXTV_{CC} LDOがイネーブルされます。EXTV_{CC}に印加された電圧が4.5Vより上に留まる限り、EXTV_{CC} LDOはオンしたままです。EXTV_{CC} LDOはINTV_{CC}の電圧を7.5Vに安定化しようとするので、EXTV_{CC}が7.5Vより低い間はLDOがドロップアウト状態になり、INTV_{CC}の電圧はほぼEXTV_{CC}に等しくなります。EXTV_{CC}が7.5Vより高く、絶対最大定格10V以下のとき、INTV_{CC}は7.5Vに安定化されます。

EXTV_{CC} LDOを使うと、MOSFETドライバとコントロールの電力は通常動作時にはLTC3834のスイッチング・レギュレータの出力(4.7V ≤ V_{OUT} ≤ 10V)から得ることができ、出力が安定化状態から外れると(たとえば、スタートアップ時や短絡時)、V_{IN} LDOから得ることができます。EXTV_{CC}のLDOを経由して規定値以上の電流が必要な場合は、EXTV_{CC}ピンとINTV_{CC}ピンの間に外部ショットキー・ダイオードを追加できます。10Vを超える電圧をEXTV_{CC}に印加しないで、EXTV_{CC} ≤ V_{IN}となるようにしてください。

ドライバ電流および制御電流に起因するV_{IN}電流は、(デューティ・サイクル)/(スイッチャの効率)に比例するため、出力からINTV_{CC}に電力を供給すれば効率と熱特性を大幅に改善できます。これは、4.7V～10Vのレギュレータ出力の場合、EXTV_{CC}ピンを直接V_{OUT}に接続することを意味します。EXTV_{CC}ピンを5V電源に接続すると、前の例の接合部温度は125°Cから次の値にまで下がります。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (24\text{mA})(5\text{V})(95^\circ\text{C}/\text{W}) = 81^\circ\text{C}$$

ただし、3.3Vなど他の低電圧出力の場合、出力からINTV_{CC}の電力を得るには追加回路が必要です。

以下、EXTV_{CC}に対して可能な4つの接続方法を示します。

1. EXTV_{CC}を開放したままにします(または接地します)。こうすると、内部5.25VレギュレータからINTV_{CC}に電力が供給されるため、入力電圧が高いときに効率が最大10%ほど低下します。
2. EXTV_{CC}をV_{OUT}に直接接続します。これは5Vレギュレータでは通常の接続方法であり、効率が最も高くなります。
3. EXTV_{CC}を外部電源に接続します。5V～7Vの範囲の外部電源が利用することができ、MOSFETゲート・ドライブ条件を満たすことができれば、これを使用してEXTV_{CC}に電力を供給することができます。
4. EXTV_{CC}を出力から得られる昇圧ネットワークに接続します。3.3Vレギュレータや他の低電圧レギュレータでは、4.7V以上に昇圧した出力から得られる電圧にEXTV_{CC}を接続すれば効率が改善されます。これは、図6に示されているような容量性チャージポンプを使って行うことができます。

アプリケーション情報

トップサイド MOSFET ドライバの電源 (C_B, D_B)

BOOSTピンに接続された外部ブートストラップ・コンデンサ C_B は、トップサイド MOSFET にゲート・ドライブ電圧を供給します。SWピンが“L”のとき、「機能図」のコンデンサ C_B が INTV_{CC} から外部ダイオード D_B を通して充電されます。トップサイド MOSFET をオンさせるときには、ドライバは望みの MOSFET のゲート・ソース間に C_B 電圧を印加します。これによって MOSFET が導通し、トップサイド・スイッチがオンします。スイッチ・ノード電圧 (SW) が V_{IN} まで上昇し、BOOSTピンが続いて上昇します。トップサイド MOSFET がオンしているとき、ブースト電圧は入力電源より高くなります (V_{BOOST} = V_{IN} + V_{INTVCC})。昇圧コンデンサ C_B の値としてはトップサイド MOSFET の全入力容量の 100 倍が必要です。外部ショットキー・ダイオードの逆ブレイクダウン電圧は V_{IN(MAX)} より大きくなければなりません。ゲート・ドライブ・レベルは最終的にはレギュレータの総入力電流に基づいて調整します。何かを変更した結果入力電流が減少すれば効率が改善されています。入力電流に変化がなければ効率にも変化がありません。

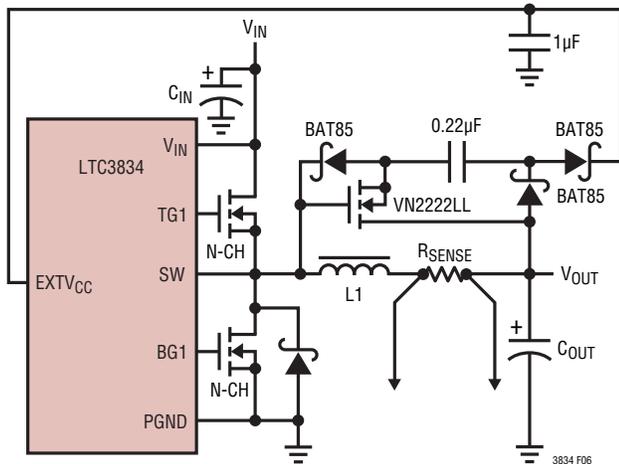


図 6. EXT_{VCC} の容量性チャージポンプ

フォールト状態: 電流制限と電流フォールドバック

LTC3834 には出力がグラウンドに短絡したとき負荷電流を制限する電流フォールドバック機能が備わっています。出力が公称出力レベルの 70% より下に下がると、最大センス電圧は 100mV から 30mV まで徐々に低下します。デューティ・サイクルが非常に低いときの短絡状態では、LTC3834 は短絡電流を制限するためにサイクル・スキップを開始します。この状況ではボトム MOSFET が大半の電力を消費しますが、通常動作時よりも少なくなります。短絡時のリップル電流は、次式のように、LTC3834 の最小オン時間 t_{ON(MIN)} (約 200ns)、入力電圧、およびインダクタ値によって決まります。

$$\Delta I_{L(SC)} = t_{ON(MIN)} (V_{IN}/L)$$

短絡電流は次式で与えられます。

$$I_{SC} = \frac{30mV}{R_{SENSE}} - \frac{1}{2} \Delta I_{L(SC)}$$

フォールト状態: 過電圧保護 (クローバ)

過電圧クローバは、レギュレータの出力電圧が公称レベルより大幅に高くなるとシステムの入力ヒューズを溶断するように設計されています。コントローラが動作中に短絡が発生すると、このクローバによって大きな電流が流れてヒューズが溶断し、トップ MOSFET が短絡しないよう保護します。

ひとつのコンパレータが出力の過電圧状態をモニタします。コンパレータ (OV) は公称出力電圧より 10% 以上高い過電圧フォールトを検出します。この状態が検出されると、過電圧状態が解消されるまでトップ MOSFET がオフし、ボトム MOSFET がオンします。ボトム MOSFET は過電圧状態が続く限りオンしたままです。V_{OUT} が安全なレベルに回復すると、正常動作が自動的に再開されます。トップ MOSFET が短絡すると大電流が流れ、システムのヒューズが切れます。トップ MOSFET にリークが生じていても、スイッチング・レギュレータはリークに応じてデューティ・サイクルを調整して適切に出力を安定化します。

アプリケーション情報

フェーズロック・ループと周波数同期

LTC3834には電圧制御発振器(VCO)と位相検出器で構成されるフェーズロック・ループ(PLL)が内蔵されています。これにより、トップMOSFET(TG)のターンオンを、PLLIN/MODEピンに与えられた外部クロック信号の立上りエッジにロックさせることができます。位相検出器はエッジに反応するデジタル・タイプで、外部発振器と内部発振器の位相のずれをゼロ度にします。このタイプの位相検出器は、外部クロックの高調波に誤ってロックすることがありません。

位相検出器の出力は、PLLLPFピンに接続された外部フィルタ・ネットワークを充放電する1対の相補型電流源です。PLLIN/MODEにクロック信号を与えられているときのPLLLPFピンの電圧と動作周波数の関係が図7に示されており、「電気的特性」の表で規定されています。LTC3834は周波数がLTC3834の内部VCOの範囲(公称115kHz～800kHz)の外部クロックにだけ同期することができることに注意してください。これは140kHz～650kHzとなることが保証されています。簡略化したブロック図を図8に示します。

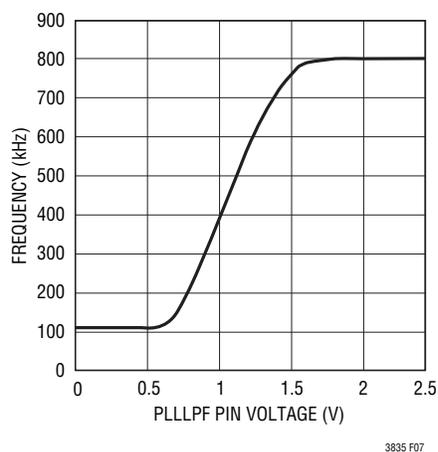


図7. 外部クロックに同期しているときの発振器周波数とPLLLPFピンの電圧の関係

外部クロックの周波数が内部発振器の周波数(f_{OSC})より高いと、電流が位相検出器の出力から連続的にソースされ、PLLLPFピンを引き上げます。外部クロックの周波数が f_{OSC} より低いと、電流は連続的にシンクされ、PLLLPFピンを引き下げます。外部周波数と内部周波数が等しいが位相が異なると、位相差に対応した時間だけ電流源がオンします。PLLLPFピンの電圧は、内部発信器と外部発振器の位相と周波数が等しくなるまで調整されます。安定した動作点では、位相検出器の出力は高インピーダンスになり、フィルタ・コンデンサ C_{LP} がその電圧を保持します。

ループ・フィルタの部品(C_{LP} と R_{LP})により、位相検出器からの電流パルスが平滑化され、安定した入力電圧制御発振器に与えられます。フィルタ部品の C_{LP} と R_{LP} により、ループがロックする速度が決定されます。一般に、 $R_{LP} = 10k$ で、 C_{LP} は2200pF～0.01 μ Fです。

外部クロック入力(PLLIN/MODEピンの)“H”のスレッシュホールドは標準で1.6V、“L”のスレッシュホールドは1.2Vです。

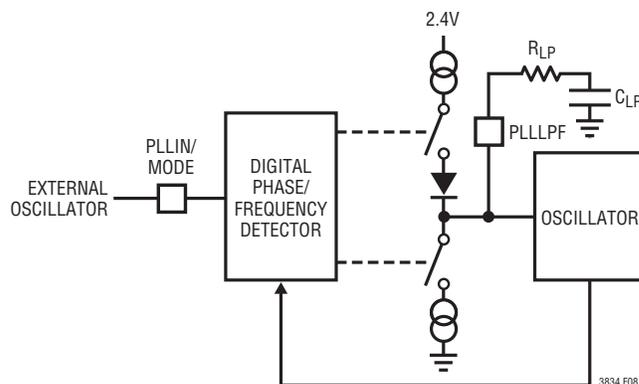


図8. フェーズロック・ループのブロック図

アプリケーション情報

PLLLPFピンを使用できる異なった状態を表2に示します。

表2

PLLLPFピン	PLLIN/MODEピン	周波数
0V	DC 電圧	250kHz
フロート	DC 電圧	400kHz
INTV _{CC}	DC 電圧	530kHz
RCループ・フィルタ	クロック信号	外部クロックにフェーズロック

最小オン時間に関する検討事項

最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ は、LTC3834がトップMOSFETをオンすることができる最小時間です。これは内部タイミング遅延とトップMOSFETをオンするのに必要なゲート電荷の量によって決まります。低デューティ・サイクルのアプリケーションでは、この最小オン時間の制限値に接近する可能性がありますので、以下の注意が必要です。

$$t_{ON(MIN)} < \frac{V_{OUT}}{V_{IN}(f)}$$

デューティ・サイクルが最小オン時間で対応可能な値より低くなると、コントローラはサイクル・スキップを開始します。出力電圧は引き続き安定化されますが、リップル電圧とリップル電流が増加します。

LTC3834の最小オン時間は約200nsです。ただし、ピーク・センス電圧が減少すると、最小オン時間は約250nsまで徐々に増加します。これは、軽負荷でリップル電流が低い強制連続アプリケーションで特に懸念される点です。この状況でデューティ・サイクルが最小オン時間のリミットより下に下がると、大きなサイクル・スキップが発生する可能性があります、それに対応して電流および電圧リップルが大きくなります。

効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータのパーセント効率は、出力電力を入力電力で割って100%を掛けたものに等しくなります。個々の損失を解析して、効率を制限する要素がどれであり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断できる場合がよくあります。パーセント表示の効率は次式で表すことができます。

$$\% \text{ 効率} = 100\% - (L1 + L2 + L3 + \dots)$$

ここで、L1、L2などは入力電力に対するパーセンテージで表した個々の損失です。

回路内の電力を消費する全ての要素で損失が生じますが、LTC3834の回路の損失の大部分は4つの主な損失要因によって生じます。1) デバイスの V_{IN} 電流、2) INTV_{CC}レギュレータ電流、3) I^2R 損失、4) トップサイドMOSFETの遷移損失です。

1. V_{IN} 電流には2つの成分があります。ひとつは「電気的特性」の表に与えられているDC電源電流で、MOSFETドライブ電流と制御電流は含まれません。もうひとつは3.3Vリニア・レギュレータの出力から供給される電流です。 V_{IN} 電流による損失は一般に大きくはありません(0.1%未満)。
2. INTV_{CC}電流はMOSFETドライブ電流と制御電流の和です。MOSFETドライブ電流はパワーMOSFETのゲート容量をスイッチングすることによって流れます。MOSFETのゲートが“L”から“H”、そして再び“L”に切り換わる度に、INTV_{CC}からグラウンドに微小電荷dQが移動します。それによって生じるdQ/dtはINTV_{CC}から流出する電流であり、一般に制御回路の電流よりはるかに大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ です。ここで、 Q_T と Q_B はトップサイドMOSFETとボトムサイドMOSFETのゲート電荷です。

出力から得られるソースからEXTV_{CC}スイッチ入力を介してINTV_{CC}に電力を供給すると、ドライブおよび制御回路に必要な V_{IN} 電流は、(デューティ・サイクル)/(効率)を比例係数にして減少します。たとえば、20Vから5Vのアプリケーションでは、10mAのINTV_{CC}電流は約2.5mAの V_{IN} 電流になります。これによって、中間電流損失が(ドライブが V_{IN} から直接電力を供給されている場合の)10%以上からわずかに数パーセントに減少します。

3. I^2R 損失は、ヒューズ(使用している場合)、MOSFET、インダクタ、電流センス抵抗、および入力と出力のコンデンサのESRの各DC抵抗から予測されます。連続モードでは、Lや R_{SENSE} に平均出力電流が流れますが、トップサイドMOSFETと同期MOSFETの間で「こま切れ」にされます。2個のMOSFETの $R_{DS(ON)}$ がほぼ同じ場合、片方のMOSFETの抵抗にLの抵抗、 R_{SENSE} およびESRを加算するだけで I^2R 損失を求めることができます。たとえば、各 $R_{DS(ON)} = 30m\Omega$ 、 $R_L = 50m\Omega$ 、 $R_{SENSE} = 10m\Omega$ 、 $R_{ESR} = 40m\Omega$ (入力容量と出力容量の両方の損失の和)であれば、全抵抗は130m Ω です。この結果、5V出力では出力電流が1Aから5Aまで増加すると損失は3%~13%の範囲になり、3.3V出力では4%~20%の範囲になります。効

アプリケーション情報

率は外付け部品と出力電力レベルが同じ場合は、 V_{OUT} の2乗に反比例して変化します。高性能デジタル・システムでは要求される出力電圧は低下し、電流は増加していますので、その相乗効果により、スイッチング・レギュレータ・システムの各損失要因の重要性は単に2倍ではなく4倍になります。

4. 遷移損失はトップサイドMOSFETにのみ適用され、しかも高入力電圧(通常15V以上)で動作しているときに限って大きくなります。遷移損失は次式から推算できます。

$$\text{遷移損失} = (1.7) V_{IN}^2 I_{O(MAX)} C_{RSS} f$$

銅トレースや内部バッテリー抵抗など他の「隠れた」損失は、携帯用システムではさらに5%～10%の効率低下を生じる可能性があります。これらの「システム」レベルの損失を設計段階で含めることが非常に重要です。内部バッテリーとヒューズの抵抗損失は、スイッチング周波数において C_{IN} の電荷蓄積を適切にし、ESRを非常に低くすれば最小に抑えることができます。25W電源は一般にESRが最大20mΩ～50mΩの最小20μF～40μFの容量を必要とします。デッドタイム中のショットキー・ダイオードの導通損失やインダクタのコア損失などその他の損失は一般に追加される全損失の2%未満にしかありません。

過渡応答のチェック

レギュレータのループ応答は負荷電流過渡応答を観察すればチェックできます。スイッチング・レギュレータはDC(抵抗性)負荷電流のステップに反応するのに数サイクルを要します。負荷ステップが発生すると、 V_{OUT} は ΔI_{LOAD} (ESR)だけシフトします。ここで、ESRは C_{OUT} の等価直列抵抗です。さらに、 ΔI_{LOAD} により C_{OUT} の充放電が始まって帰還誤差信号を発生し、レギュレータを電流変化に適応させて V_{OUT} を定常値に回復させます。この回復期間に(安定性に問題があることを示す)過度のオーバーシュートやリングングが発生しないか V_{OUT} をモニタすることができます。OPTI-LOOP補償により、広範な出力容量とESR値に対して過渡応答の最適化を図ることができます。 I_{TH} ピンが備わっているため制御ループ動作を最適化できるだけでなく、DC結合され、ACフィルタを通した閉ループ応答のテスト・ポイントが与えられます。このテスト・ポイントでのDCステップ、立上り時間、およびセトリングは、真の閉ループ応答を反映します。2次特性が支配的なシステムを想定すれば、位相マージンや減衰係数はこのピンで見られるオーバーシュートのパーセンテージを使って推

定することができます。このピンの立上り時間を調べることで、帯域幅も推定できます。「標準的応用例」の回路に示されている I_{TH} ピンの外部部品はほとんどのアプリケーションにおいて妥当な出発点となります。

I_{TH} の直列RC-CCフィルタにより、支配的なポール-ゼロ・ループ補償が設定されます。これらの値は、プリント基板のレイアウトを完了し、特定の出力コンデンサの種類と値を決定したら、過渡応答を最適化するために多少は(推奨値の0.5倍～2倍)変更することができます。出力コンデンサのさまざまな種類と値によってループの利得と位相が決まるので、まず出力コンデンサを選択する必要があります。立上り時間が1μs～10μsの最大負荷電流の20%～80%の出力電流パルスによって発生する出力電圧波形と I_{TH} ピンの波形により、帰還ループを開くことなく全体的なループの安定性を判断することができます。現実的な負荷ステップを発生する実用的な方法として、出力コンデンサの両端に直接パワーMOSFETを接続し、適当な信号発生器でそのゲートをドライブします。出力電流ステップによって生じる初期出力電圧ステップは帰還ループの帯域幅内がない場合があるため、位相マージンを決定するのにこの信号を使用することはできません。このため、 I_{TH} ピンの信号を調べる方が確実です。この信号は帰還ループ内にあり、フィルタを通して補償された制御ループ応答です。ループの利得は R_C を大きくすると増加し、ループの帯域幅は C_C を小さくすると拡大します。 C_C を減少させると同じ比率で R_C を増加させるとゼロの周波数は変化しないので、帰還ループの最も重要な周波数範囲で位相シフトが一定に保たれます。出力電圧のセトリングの様子は閉ループ・システムの安定性に関係し、電源全体の実際の性能を表します。

次に、大容量の(>1μF)電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷がスイッチを介して接続されると、さらに大きな過渡が発生します。放電きったバイパス・コンデンサが実質的に C_{OUT} と並列接続状態になるため、 V_{OUT} が急速に降下します。負荷スイッチの抵抗が低く、しかも瞬間的にドライブされると、どんなレギュレータでも出力電圧の急激なステップ変化を防止するだけ素早く電流供給を変えることはできません。 C_{LOAD} 対 C_{OUT} の比率が1:50より大きい場合は、スイッチの立上り時間を制御して、負荷の立上り時間を約25・ C_{LOAD} に制限しなければなりません。したがって、10μFのコンデンサでは250μsの立上り時間が必要で、充電電流は約200mAに制限されます。

アプリケーション情報

設計例

設計例として、 $V_{IN} = 12V$ (公称)、 $V_{IN} = 22V$ (最大)、 $V_{OUT} = 1.8V$ 、 $I_{MAX} = 5A$ 、そして $f = 250kHz$ と仮定します。

30%のリプル電流を仮定して、まずインダクタンス値を選択します。リプル電流の最大値は最大入力電圧で発生します。PLLLPFピンをGNDに接続すると、250kHz動作になります。30%のリプル電流の場合、最小インダクタンスは次式のとおりのとおりです。

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

4.7 μH のインダクタでは23%のリプル電流が生じ、3.3 μH では33%となります。インダクタ値が3.3 μH では、ピーク・インダクタ電流は、最大DC値にリプル電流の半分を加えた値(つまり5.84A)になります。リプル電流を増やすと、180nsの最小オン時間に違反しないようにするのも役立ちます。最小オン時間は以下のとおり最大 V_{IN} で発生します。

$$t_{ON(MIN)} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)} f} = \frac{1.8V}{22V(250kHz)} = 327ns$$

R_{SENSE} 抵抗値は、最大電流センス電圧仕様を使い、いくらかの許容差を考慮して計算することができます。

$$R_{SENSE} \leq \frac{80mV}{5.84A} \approx 0.012\Omega$$

1%抵抗を選択すると、 $R1 = 25.5k$ および $R2 = 32.4k$ のとき出力電圧は1.816Vになります。

トップサイドMOSFETの電力消費は容易に推定できます。FairchildのFDS6982SデュアルMOSFETを選択すると、 $R_{DS(ON)} = 0.035\Omega/0.022\Omega$ 、 $C_{MILLER} = 215pF$ となります。T(概算値) = 50°Cで最大入力電圧の場合、次のようになります。

$$P_{MAIN} = \frac{1.8V}{22V} (5)^2 [1 + (0.005)(50^\circ C - 25^\circ C)] \cdot \\ (0.035\Omega) + (22V)^2 \left(\frac{5A}{2} \right) (4\Omega) (215pF) \cdot \\ \left[\frac{1}{5-2.3} + \frac{1}{2.3} \right] (300kHz) = 332mW$$

グラウンドへの短絡によって、次のフォールドバック電流が流れます。

$$I_{SC} = \frac{25mV}{0.01\Omega} - \frac{1}{2} \left(\frac{120ns(22V)}{3.3\mu H} \right) = 2.1A$$

ただし、 $R_{DS(ON)}$ は標準的な値で、 $\delta = (0.005/^\circ C)(20) = 0.1$ です。その結果生じるボトムMOSFETの電力消費は次のとおりです。

$$P_{SYNC} = \frac{22V - 1.8V}{22V} (2.1A)^2 (1.125) (0.022\Omega) \\ = 100mW$$

これは最大負荷状態での値より小さい値です。

C_{IN} は、このチャンネルだけが動作しているものと仮定して、全動作温度で最低3AのRMS電流定格のものを選択します。出力リップルを下げるために、ESRが0.02 Ω の C_{OUT} を選択します。連続モードでの出力リップルは入力電圧が最大のときに最大になります。ESRによる出力電圧リップルはおおよそ次のとおりです。

$$V_{ORIPPLE} = RESR (\Delta I_L) = 0.02\Omega (1.67A) = 33mV_{P-P}$$

アプリケーション情報

PCボードのレイアウトのチェックリスト

PCボードをレイアウトするときは、以下のチェックリストを使用して、このデバイスが正しく動作するようにします。これらの項目は図9のレイアウト図にもイラストで示してあります。図10には、連続モードで動作している同期レギュレータの各部における電流波形を示します。レイアウトでは、以下の項目をチェックしてください。

1. トップNチャネルMOSFET (M1)はC_{IN}の1cm以内に配置されていますか。
2. 信号グラウンドと電源グラウンドは分離されていますか。1つにまとめたこのデバイスの信号グラウンド・ピンとC_{INTVCC}のグラウンド・リターンは、1つにまとめたC_{OUT}の(-)端子に戻す必要があります。トップNチャネルMOSFET、ショットキー・ダイオードおよびC_{IN}コンデンサで形成される経路は、リードとPCトレースを短くします。コンデンサは互いに隣接させ、また上記のショットキー・ループからは離して配置し、出力コンデンサの(-)端子と入力コンデンサの(-)端子を可能な限り近づけて接続してください。
3. LTC3834のV_{FB}ピンの抵抗分割器はC_{OUT}の(+)端子に接続されていますか。抵抗分割器はC_{OUT}の(+)端子と信号グラウンドの間に接続する必要があります。帰還抵抗は入力コンデンサからの大電流入力部に沿って配線しないでください。
4. SENSE⁻とSENSE⁺は最少の基板トレース間隔で一緒に配線されていますか。SENSE⁺とSENSE⁻の間のフィルタ・コンデンサはできるだけデバイスに近づけて配置します。SENSE抵抗にはケルビン接続を使って精密な電流検出を保証します。
5. INTV_{CC}デカップリング・コンデンサはデバイスの近くでINTV_{CC}ピンと電源ピンの間に接続されていますか。このコンデンサはMOSFETドライバのピーク電流を供給します。1μFセラミック・コンデンサを1個INTV_{CC}ピンとPGNDピンに隣接して追加すると、ノイズ性能を大幅に改善できます。
6. スイッチング・ノード(SW)、トップ・ゲート・ノード(TG)、およびブースト・ノード(BOOST)を敏感な小信号ノードから遠ざけてください。これらすべてのノードの信号は非常に大

きく高速で変化するので、LTC3834の「出力側」に置き、基板のトレース面積を最小限にします。

7. 改良型の「スター・グラウンド」手法を使います。これは、入力コンデンサおよび出力コンデンサと同じ基板の側にある低インピーダンスの大きな銅領域の中央接地点で、ここにINTV_{CC}デカップリング・コンデンサのボトム側、電圧帰還抵抗分割器のボトム、およびデバイスのSGNDピンを接続します。

PCボード・レイアウトのデバッグ

回路をテストするとき、DC-50MHzの電流プローブを使用してインダクタの電流をモニタすると有益です。出力スイッチング・ノード(SWピン)をモニタしてオシロスコープを内部発振器に同期させ、実際の出力電圧も調べてください。アプリケーションで予想される動作電圧および電流範囲で適切な性能が出ているかチェックします。ドロップアウト電圧までの入力電圧範囲にわたって、さらに出力負荷が低電流動作スレッショルド(標準でBurst Mode動作の最大設計電流レベルの10%)より下に下がるまで動作周波数が保たれなければなりません。

デューティ・サイクルのパーセンテージは、適切に設計された低ノイズのPCBにおいてはサイクルからサイクルへと維持されます。低調波の周期でデューティ・サイクルが変動する場合、電流センス入力または電圧センス入力でのノイズを拾っているか、あるいはループ補償が適当でない可能性があります。レギュレータの帯域幅の最適化が必要なければ、ループを過補償にしてPCレイアウトの不備を補うことができます。

V_{IN}を公称レベルから下げて、ドロップアウト状態のレギュレータ動作を検証します。出力をモニタしながらさらにV_{IN}を下げて動作を確認し、低電圧ロックアウト回路の動作をチェックします。

出力電流が大きいとき、あるいは入力電圧が高いときにしか問題がないかどうか調べます。入力電圧が高かつ出力電流が小さいときに問題が発生する場合は、BOOST、SW、TGおよびBGの各接続と、敏感な電圧ピンおよび電流ピンとの間の容量性結合を調べます。電流センス・ピン間に接続するコンデンサは、デバイスのピンのすぐ近くに配置する必要があります。このコンデンサは高周波容量性結合による差動ノイズの混入の影響を抑えるのに有効です。入力電圧が低かつ電

アプリケーション情報

流出力負荷が大きいときに問題が起きる場合は、 C_{IN} 、ショットキー・ダイオード、トップ MOSFET などの部品と、敏感な電流および電圧センス・トレースとの誘導性結合を調べます。さらに、これらの部品とデバイスの SGND ピンの間の共通グラウンド経路の電圧ピックアップも調べてください。

電流センスのリード線を逆方向に接続した場合、その他の点ではスイッチング・レギュレータが正しく動作するため、かえっ

て見逃すおそれのある厄介な問題が生じます。このような不適切な接続状態でも出力電圧は維持されますが、電流モード制御の利点は実現されません。電圧ループの補償は部品選択に対してはるかに敏感です。この現象は電流センス抵抗を一時的に短絡して調べることができます。センス抵抗を短絡してもレギュレータは出力電圧の制御を維持しますので心配はいりません。

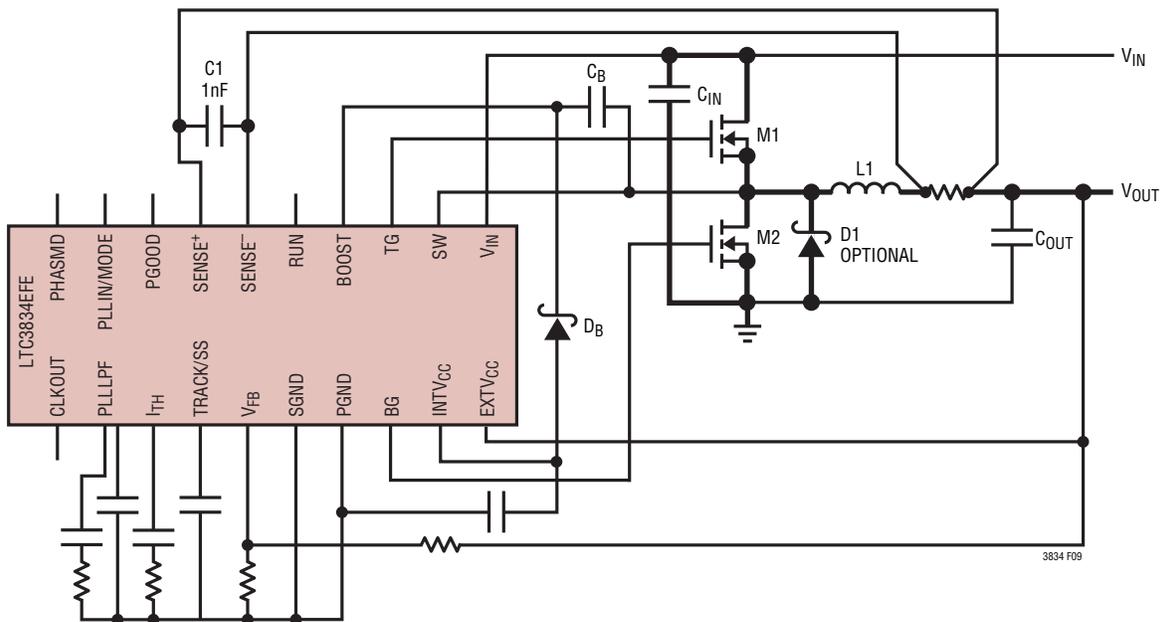


図9. LTC3834の推奨基板レイアウト図

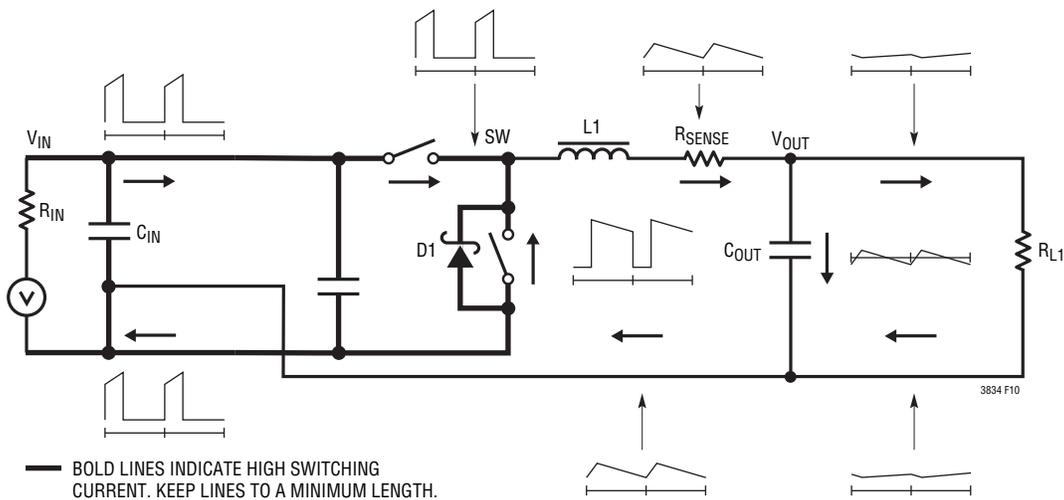
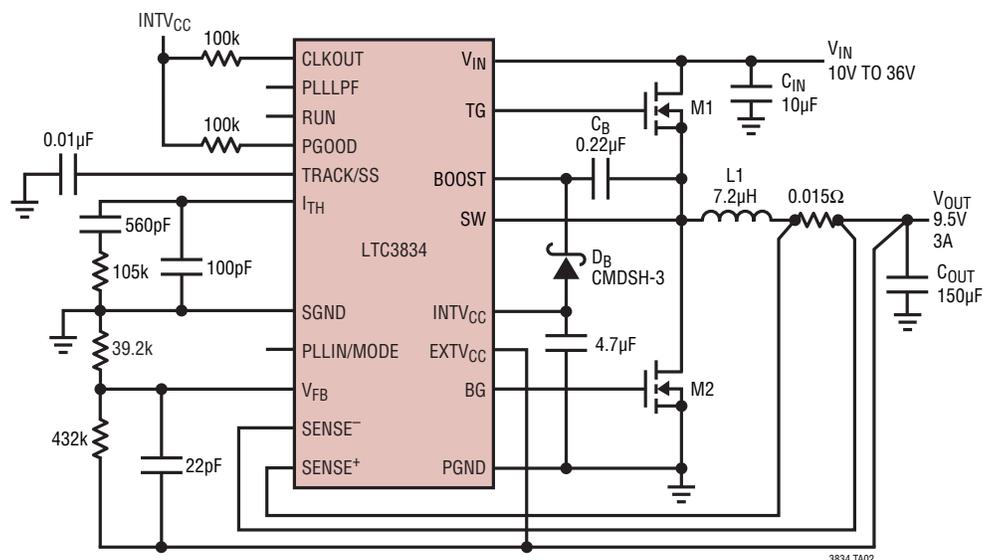


図10. ブランチ電流の波形

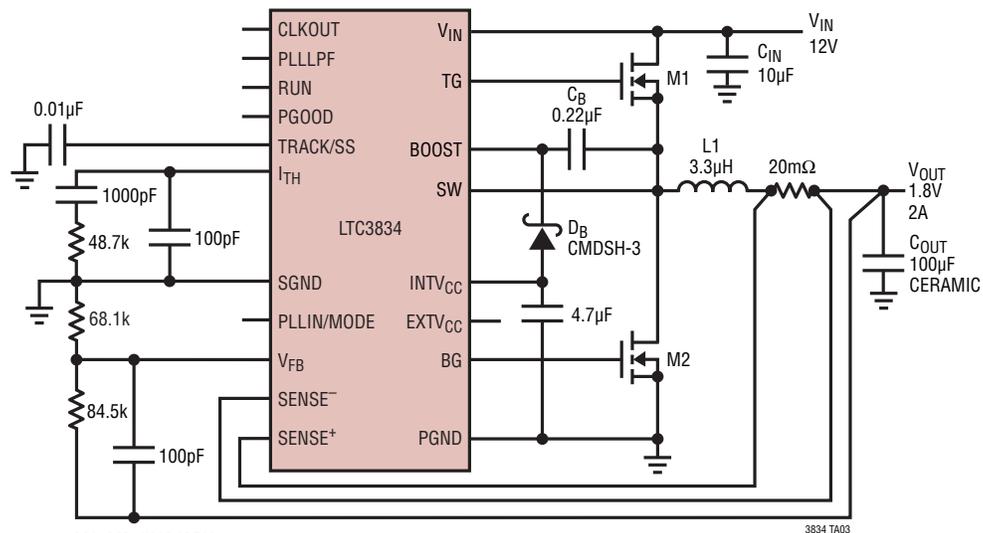
標準的応用例

高効率の9.5V/3A降圧コンバータ



M1, M2: Si4840DY
 L1: CDEP105-7R2M
 COUT: SANYO 10TPD150M

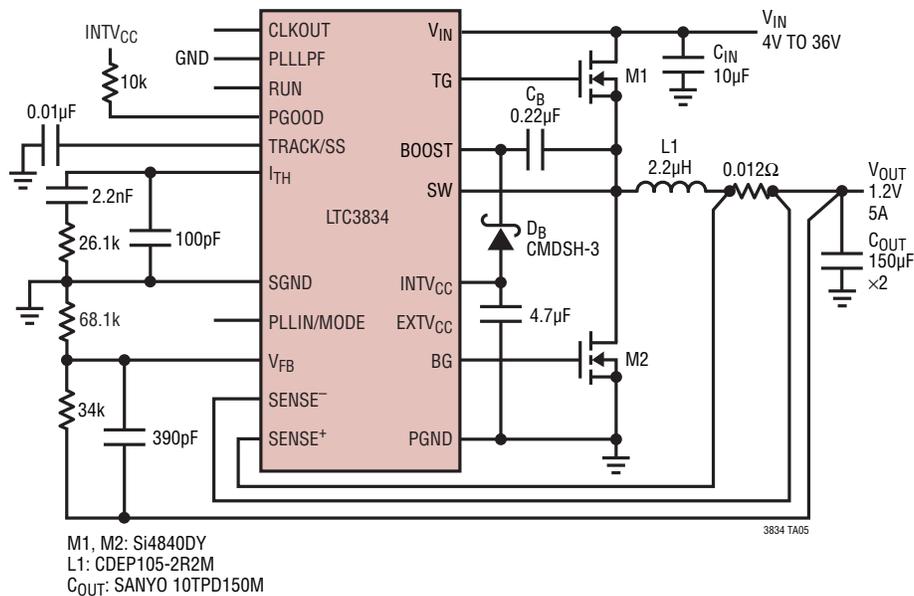
12Vから1.8V/2Aの高効率降圧コンバータ



M1, M2: Si4840DY
 L1: TOKO DS3LC A915AY-3R3M

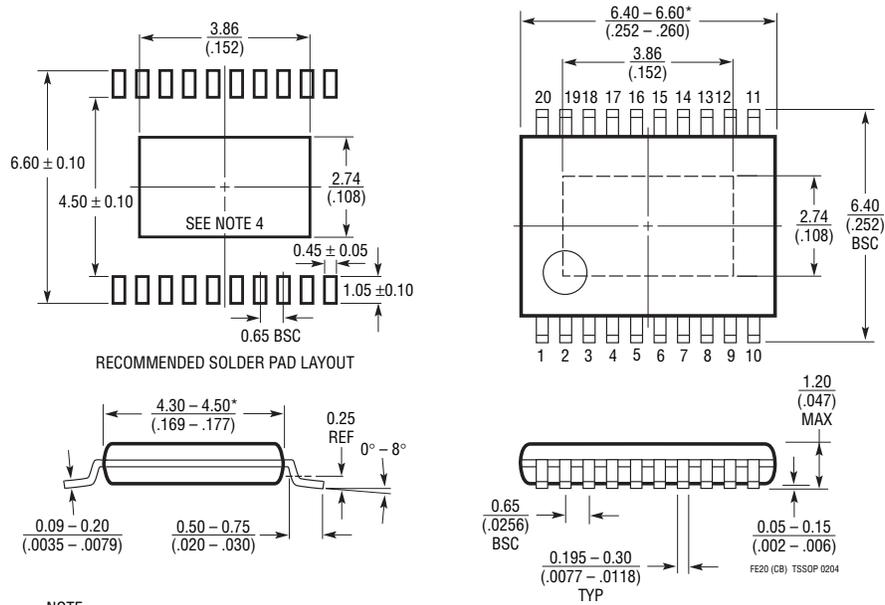
標準的応用例

1.2V/5A 高効率降圧コンバータ



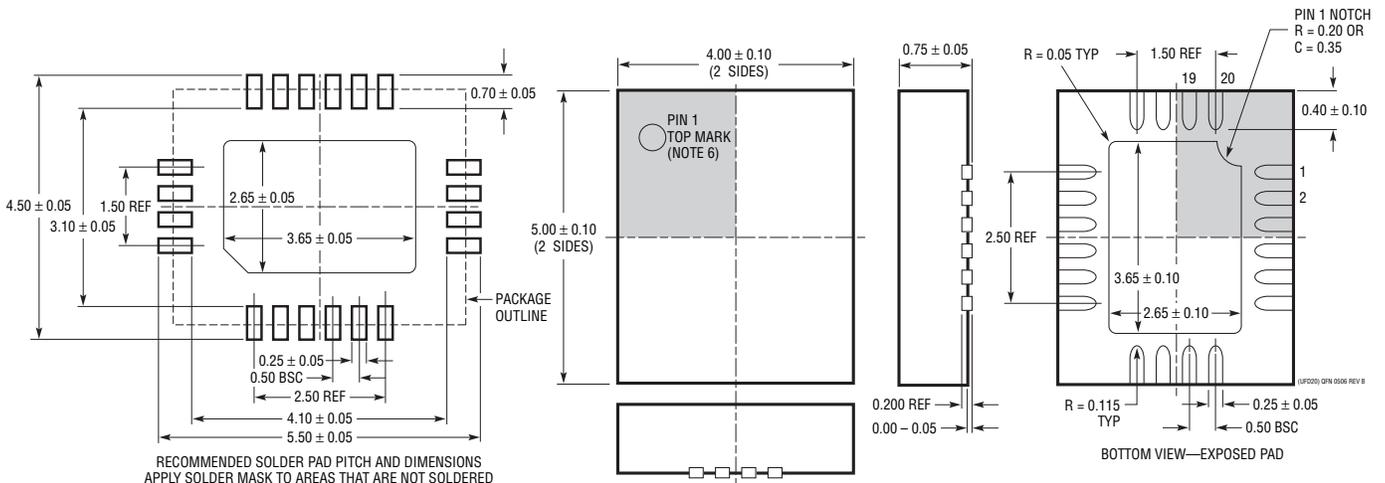
パッケージ

FE Package 20-Lead Plastic TSSOP (4.4mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1663) Exposed Pad Variation CB



- NOTE:
1. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETERS
 2. DIMENSIONS ARE IN $\frac{\text{MILLIMETERS}}{\text{INCHES}}$
 3. DRAWING NOT TO SCALE
 4. RECOMMENDED MINIMUM PCB METAL SIZE FOR EXPOSED PAD ATTACHMENT
- *DIMENSIONS DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.150mm (.006") PER SIDE

UFD Package 20-Lead Plastic QFN (4mm x 5mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1711 Rev B)



- NOTE:
1. DRAWING PROPOSED TO BE MADE A JEDEC PACKAGE OUTLINE MO-220 VARIATION (WXXX-X).
 2. DRAWING NOT TO SCALE
 3. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
 4. DIMENSIONS OF EXPOSED PAD ON BOTTOM OF PACKAGE DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH, IF PRESENT, SHALL NOT EXCEED 0.15mm ON ANY SIDE
 5. EXPOSED PAD SHALL BE SOLDER PLATED
 6. SHADED AREA IS ONLY A REFERENCE FOR PIN 1 LOCATION ON THE TOP AND BOTTOM OF PACKAGE

改訂履歴

REV	DATE	DESCRIPTION	PAGE NUMBER
C	02/15	PLLPFピンの機能説明の V_{IN} をINTV _{CC} に変更。	8

標準的応用例

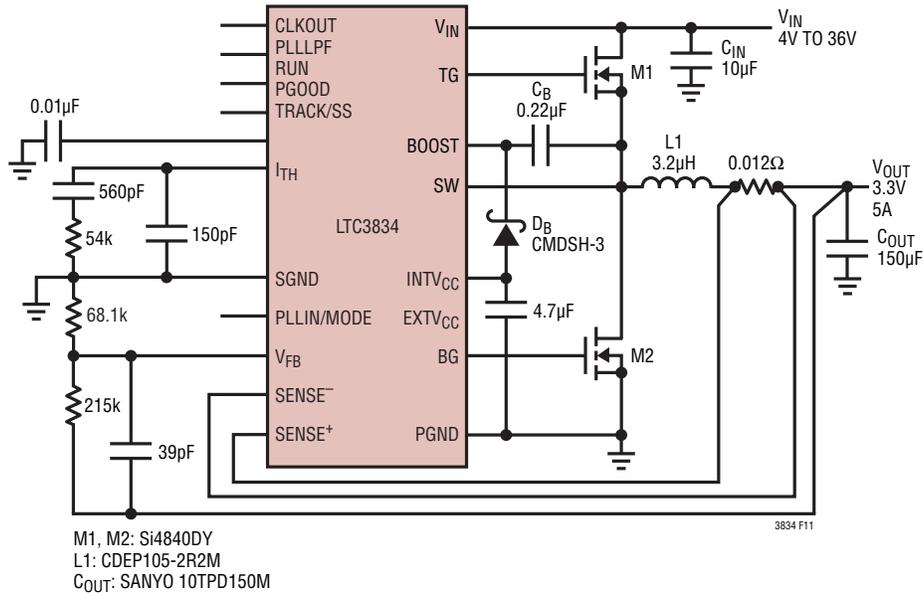


図 11. 高効率降圧コンバータ

関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC1735	高効率同期整流式降圧スイッチング・レギュレータ	出力フォールト保護、16ピンSSOP
LTC1778/ LTC1778-1	No R _{SENSE} ™電流モード同期整流式降圧コントローラ	最大97%の効率、4V ≤ V _{IN} ≤ 36V、0.8V ≤ V _{OUT} ≤ (0.9)(V _{IN})、I _{OUT} :最大20A
LTC3708	デュアル、2フェーズDC/DCコントローラ、出力トラッキング付き	電流モード、No R _{SENSE} 、アップ/ダウン・トラッキング、同期可能
LTC3727/ LTC3727-1	高効率2フェーズ同期整流式降圧スイッチング・レギュレータ	2フェーズ動作; 4V ≤ V _{IN} ≤ 36V、0.8V ≤ V _{OUT} ≤ 14V、デューティ・サイクル:99%、5mm×5mm QFN、SSOP-28
LTC3728	デュアル、550kHz、2フェーズ同期整流式降圧コントローラ	デュアル180°位相差コントローラ、V _{IN} :3.5V~35V、99%デューティ・サイクル、5mm×5mm QFN、SSOP-28
LTC3729	20A~200A、550kHz PolyPhase同期整流式コントローラ	2フェーズから12フェーズまで拡張可能、すべて表面実装型部品を使用可能、V _{IN} :最大36V
LTC3731	3フェーズから12フェーズの降圧同期整流式コントローラ	出力電流:60A~240A、0.6V ≤ V _{OUT} ≤ 6V、4.5V ≤ V _{IN} ≤ 32V
LT3800	高電圧同期整流式レギュレータ・コントローラ	V _{IN} :最大60V、I _{OUT} ≤ 20A、電流モード、内蔵バイアス・レギュレータ、Burst Mode動作、16ピンTSSOPパッケージ
LTC3826/ LTC3826-1	消費電流30µA、デュアル、2フェーズ同期整流式降圧コントローラ	2フェーズ動作; 1チャンネル無負荷I _Q :30µA(合計50µA)、4V ≤ V _{IN} ≤ 36V、0.8V ≤ V _{OUT} ≤ 10V
LTC3827/ LTC3827-1	低I _Q 、デュアル同期整流式コントローラ	2フェーズ動作; 合計無負荷I _Q :115µA、4V ≤ V _{IN} ≤ 36V、1チャンネルがオンした状態の無負荷I _Q :80µA
LTC3835/ LTC3835-1	低I _Q の同期整流式降圧コントローラ	無負荷I _Q :80µA、4V ≤ V _{IN} ≤ 36V、0.8V ≤ V _{OUT} ≤ 10V
LT3844	動作周波数をプログラム可能な高電圧電流モード・コントローラ	V _{IN} :最大60V、I _{OUT} が5A以下の内蔵バイアス・レギュレータ、Burst Mode動作、同期機能、16ピンTSSOPパッケージ
LT3845	低I _Q の同期整流式降圧コントローラ	4V ≤ V _{IN} ≤ 60V、1.23V ≤ V _{OUT} ≤ 36V、消費電流:120µA
LTC3850	デュアルの2フェーズ同期整流式降圧DC/DCコントローラ	2フェーズ動作; 4V ≤ V _{IN} ≤ 24V、効率:95%、No R _{SENSE} オプション、I _{OUT} :最大20A、4mm×4mm QFN

3834fc