

差動リモートセンスおよび 非線形制御付き同期整流式 降圧 DC/DC コントローラ

特長

- 入力電圧範囲: 4V ~ 38V
- 出力電圧範囲: 0.6V ~ 14V
- 非線形制御アーキテクチャにより、過渡発生時の出力電圧の変化を最小限に抑制 (オプション)
- プログラム可能な DCR 温度補償
- ±0.75% 精度の 0.6V 電圧リファレンス
- 固定周波数範囲: 200kHz ~ 1.2MHz
- PLL による周波数同期
- R_{SENSE} または DCR による電流検出
- 出力電圧の差動リモートセンス
- 出力がプリバイアスされていてもスムーズな起動が可能
- プログラム可能なソフトスタートまたは出力電圧トラッキング
- ヒックアップ・モード/出力過電流からのソフトな回復
- 24ピン (4mm×4mm) 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
- 産業用機器
- 分散型 DC 電源システム

LT, LTC, LTM, Burst Mode, OPTI-LOOP, Linear Technology およびリアのロゴはリアテクノロジー社の登録商標です。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。5481178, 5705919, 5929620, 6177787, 6580258, 6498466, 6611131 を含む米国特許によって保護されています。

概要

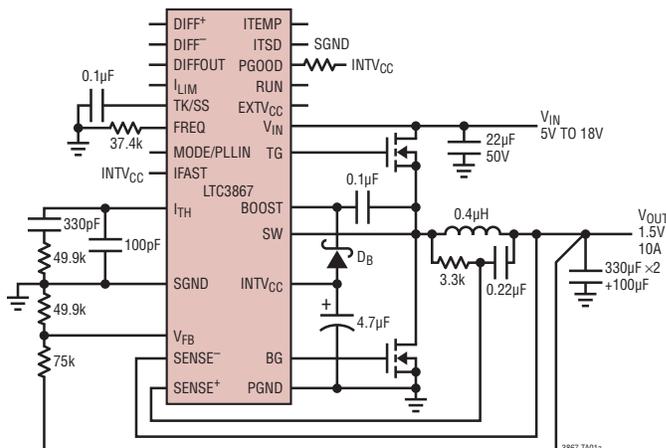
LTC[®]3867 は、すべて N チャネルのパワー MOSFET 段をドライブする、電流モード同期整流式降圧スイッチング・レギュレータ・コントローラです。非線形制御アーキテクチャを採用することにより、過渡発生時の出力電圧の変化を最小限に抑えるので、クロックの待ち時間の問題がなくなります。

最大電流検出電圧を 30mV ~ 75mV の範囲で設定可能なので、検出素子としてディスクリートのセンス抵抗またはインダクタ DCR のいずれかを使用できます。プログラム可能な DCR 温度補償により、インダクタの温度に関係なく、一定の電流制限を維持できます。また、プログラム可能なインダクタ温度ベースのサーマル・シャットダウン機能を備えており、熱ストレスから電源部品を保護します。出力の短絡や過電流からソフトに回復するので、出力のオーバーシュートを最小限に抑えます。

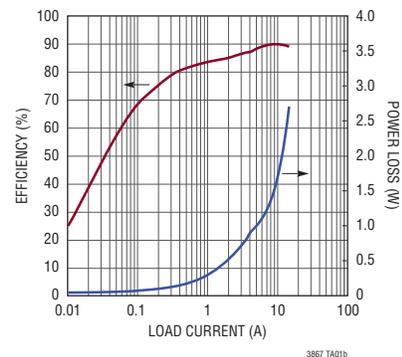
LTC3867 は高精度の 0.6V リファレンスを搭載し、4V ~ 38V の広い入力電源範囲で最大 14V の出力電圧を安定化できます。高速差動リモートセンス・アンプを内蔵し、Burst Mode[®] 動作、連続モード、パルススキップ・モードを備えています。LTC3867 は 24 ピン (4mm×4mm) QFN パッケージで供給されます。

標準的応用例

高効率同期整流式降圧コントローラ



効率と電力損失



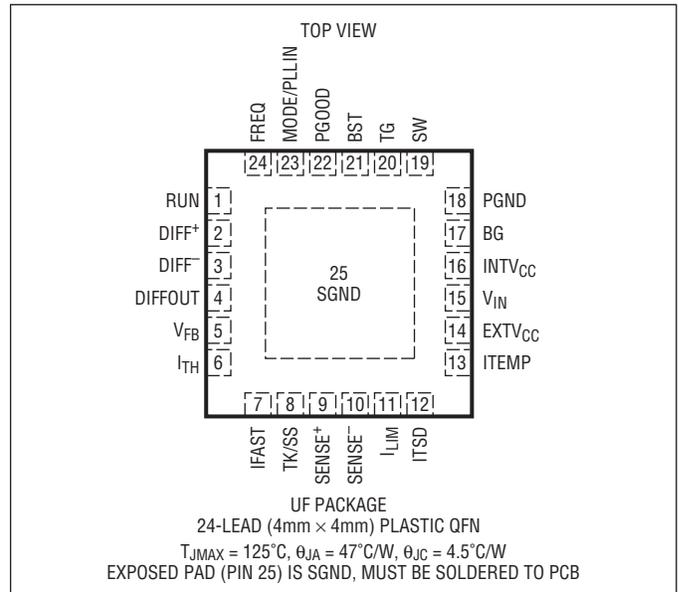
LTC3867

絶対最大定格

(Note 1)

V_{IN} 電圧	-0.3V ~ 40V
BST の電圧	-0.3V ~ 46V
SW の電圧	-5V ~ 40V
(BST-SW) の電圧	-0.3V ~ 6V
RUN、PGOOD、EXTV _{CC} 、INTV _{CC} の電圧	-0.3V ~ 6V
SENSE ⁺ 、SENSE ⁻	-0.3V ~ 15V
INTV _{CC} のピーク出力電流	100mA
DIFF ⁻	-0.3V ~ INTV _{CC}
TG、BG 以外のすべてのピンの電圧	-0.3V ~ INTV _{CC}
動作接合部温度範囲	-40°C ~ 125°C
保存温度範囲	-65°C ~ 150°C

ピン配置



発注情報

鉛フリー仕様	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LTC3867EUF#PBF	LTC3867EUF#TRPBF	3867	24-Lead (4mm × 4mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3867IUF#PBF	LTC3867IUF#TRPBF	3867	24-Lead (4mm × 4mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C

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

鉛フリー仕様の製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。
テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandreeel/> をご覧ください。

電気的特性

●は規定動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ の値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
メイン制御ループ/システム全体							
V_{IN}	Input Voltage Range		4		38	V	
V_{OUT}	Output Voltage Range		0.6		14	V	
V_{FB}	Regulated Feedback Voltage	$I_{TH} = 1.2\text{V}$, 0°C to 85°C $I_{TH} = 1.2\text{V}$, -40°C to 125°C (Note 3)	● 595.5 594	600 600	604.5 606	mV mV	
I_{FB}	Feedback Current			-15	-50	nA	
$V_{REFLNREG}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 4.5\text{V}$ to 38V		0.002	0.02	%/V	
$V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation	$\Delta I_{TH} = 1.2\text{V}$ to 0.7V $\Delta I_{TH} = 1.2\text{V}$ to 1.6V	● ●	0.01 -0.01	0.1 -0.1	% %	
g_m	Transconductance Amplifier g_m	$I_{TH} = 1.2\text{V}$, Sink/Source $5\mu\text{A}$		2		mmho	
V_{OVL}	Feedback Overvoltage Lockout	Measured at V_{FB}	●	5	7.5	10	%
I_Q	Input DC Supply Current Normal Mode Shutdown	$V_{RUN} = 0\text{V}$ (Note 4)		3.5 30	50	mA μA	
DF_{MAX}	Maximum Duty Factor	In Dropout, $f_{sw} = 600\text{kHz}$		96	98	%	
$UVLO$	Undervoltage Lockout	V_{INTVCC} Falling		3.0	3.2	3.4	V
$UVLO_{HYS}$	UVLO Hysteresis			600		mV	
I_{SENSE}	Sense Pin Bias Currents	$V_{SENSE} = 3.3\text{V}$	●	± 1	± 2	μA	
I_{TEMP}	DCR Tempco Compensation Current	$V_{TEMP} = 500\text{mV}$	●	27	30	33	μA
I_{FAST}	Fast Transient Programming Current	$V_{IFAST} = 500\text{mV}$	●	9	10	11	μA
$I_{TK/SS}$	Soft-Start Charge Current	$V_{TK/SS} = 0\text{V}$		1	1.25	1.4	μA
V_{RUN}	RUN Pin On Threshold	V_{RUN} Rising	●	1.1	1.22	1.34	V
$V_{RUN(HYS)}$	RUN Pin On Hysteresis			80		mV	
I_{RUN}	RUN Pin Pull-Up Current RUN < On Threshold RUN > On Threshold	RUN < 1.1V RUN > 1.34V		1 5		μA μA	
$V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Sense Threshold	$I_{TH} = 1.85\text{V}$, $V_{SENSE} = 3.3\text{V}$ $I_{LIM} = 0\text{V}$ $I_{LIM} = 1.5\text{V}$ $I_{LIM} = \text{Float}$ $I_{LIM} = 3.7\text{V}$ $I_{LIM} = \text{INTVCC}$	● ● ● ● ●	25 35 45 55 69	30 40 50 60 75	35 45 55 65 79	mV mV mV mV mV
$t_{ON(MIN)}$	Minimum On-Time	(Note 6)		65		ns	
パワーグッド							
$V_{PGOOD(ON)}$	PGOOD Pull-Down Resistance			90	200	Ω	
$I_{PGOOD(OFF)}$	PGOOD Leakage Current	$V_{PGOOD} = 5\text{V}$		-2	2	μA	
t_{PGOOD}	PGOOD Delay	V_{PGOOD} High to Low		45		μs	
V_{PG1}	PGOOD Trip Level—with Delay	V_{FB} with Respect to Set Output Voltage V_{FB} Ramping Up V_{FB} Ramping Down		5 -5	7.5 -7.5	10 -10	% %

電気的特性

●は規定動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ の値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$V_{PG1(HYST)}$	PGOOD Trip Level Hysteresis			2		%
V_{PG2}	PGOOD 2nd Trip Level—No Delay	V_{FB} with Respect to Set Output Voltage V_{FB} Ramping Up V_{FB} Ramping Down		17 -25		% %
$V_{PG2(HYST)}$	PGOOD 2nd Trip Level Hysteresis			5		%
IINTV_{CC} リニア・レギュレータ						
V_{INTVCC}	Linear Regulator Voltage	$6\text{V} < V_{IN} < 38\text{V}$	5.1	5.3	5.5	V
$V_{LDO INT}$	INTV _{CC} Load Regulation	$I_{CC} = 0\text{mA}$ to 20mA		0.5	2	%
V_{EXTVCC}	EXTV _{CC} Switchover Voltage	EXTV _{CC} Ramping Positive	4.5	4.7		V
$V_{LDO EXT}$	EXTV _{CC} Voltage Drop	$I_{CC} = 20\text{mA}$, $V_{EXTVCC} = 5\text{V}$		50	70	mV
$V_{LDO(HYS)}$	EXTV _{CC} Hysteresis			200		mV
差動アンプ						
V_{DA}	DIFF ⁺ Accuracy	Measured in a Servo Loop with EA in Loop $I_{TH} = 1.2\text{V}$, 0°C to 85°C $I_{TH} = 1.2\text{V}$, -40°C to 125°C	595.5 594	600 600	604.5 606	mV mV
I_{DIFF+}	Input Bias Current	DIFF ⁺ to SGND	-200		200	nA
f_{0dB}	DA Unity-Gain Crossover Frequency	(Note 7)		4		MHz
$I_{OUT(SINK)}$	Maximum Sinking Current	DIFFOUT = 600mV		100		μA
$I_{OUT(SOURCE)}$	Maximum Sourcing Current	DIFFOUT = 600mV		500		μA
発振器とフェーズロック・ループ						
f_{OSC}	Oscillator Frequency	$R_{FREQ} < 23.2\text{k}\Omega$ $R_{FREQ} = 30.1\text{k}\Omega$ $R_{FREQ} = 47.5\text{k}\Omega$ $R_{FREQ} = 54.9\text{k}\Omega$ $R_{FREQ} = 75.0\text{k}\Omega$ Maximum Frequency Minimum Frequency		150 250 600 750 1.05		kHz kHz kHz kHz MHz MHz MHz
I_{FREQ}	FREQ Pin Output Current	$V_{FREQ} = 0.8\text{V}$	19	20	21	μA
$R_{MODE/PLLIN}$	MODE/PLLIN Input Resistance			250		k Ω
内蔵ドライバ						
TG R _{UP}	TG Pull-Up $R_{DS(ON)}$	TG High		2.6		Ω
TG R _{DOWN}	TG Pull-Down $R_{DS(ON)}$	TG Low		1.5		Ω
BG R _{UP}	BG Pull-Up $R_{DS(ON)}$	BG High		2.4		Ω
BG R _{DOWN}	BG Pull-Down $R_{DS(ON)}$	BG Low		1.1		Ω

電氣的特性

- は規定動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ の値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
TG t_r	TG Transition Time Rise Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		25		ns
TG t_f	TG Transition Time Fall Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Note 5)		25		ns
BG t_r	BG Transition Time Rise Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		25		ns
BG t_f	BG Transition Time Fall Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Note 5)		25		ns
TG/BG t_{1D}	Top Gate Off to Bottom Gate On Delay, Synchronous Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver		30		ns
BG/TG t_{2D}	Bottom Gate Off to Top Gate On Delay, Top Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver		30		ns

サーマル・シャットダウン

I_{ITSD}	Source Current	$I_{ITSD} = 500\text{mA}$		20		μA
V_{ITSD}	Comparator Trip Point			950		mV

Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える可能性がある。

Note 2: LTC3867 は T_J が T_A にほぼ等しいパルス負荷条件でテストされる。LTC3867E は $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作接合部温度で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲での仕様は、設計、特性評価および統計的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC3867I は $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。これらの仕様を満たす最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの熱インピーダンスなどの環境要因と関連した特定の動作条件によって決まる。

T_J は周囲温度 T_A および電力損失 P_D から次式に従って計算される。

$$LTC3867UF: T_J = T_A + (P_D \cdot 47^\circ\text{C/W})$$

Note 3: LTC3867 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 4: 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消費電流が増える。「アプリケーション情報」を参照。

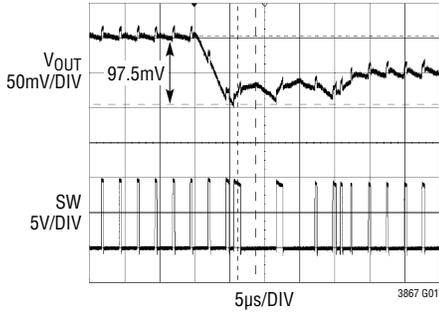
Note 5: 立ち上がり時間と立ち下がり時間は10%と90%のレベルを使って測定する。遅延時間は50%レベルを使って測定する。

Note 6: 最小オン時間の条件は、 I_{MAX} の40%以上のインダクタ・ピーク・トゥ・ピーク・リップル電流に対応している（「アプリケーション情報」のセクションの「最小オン時間に関する検討事項」を参照）。

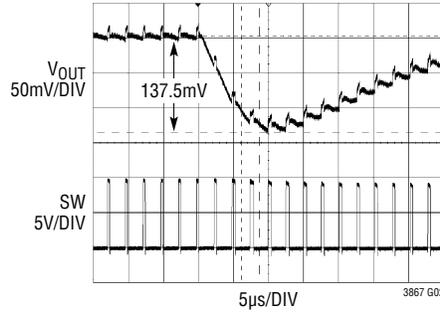
Note 7: 設計によって保証されている。

標準的性能特性

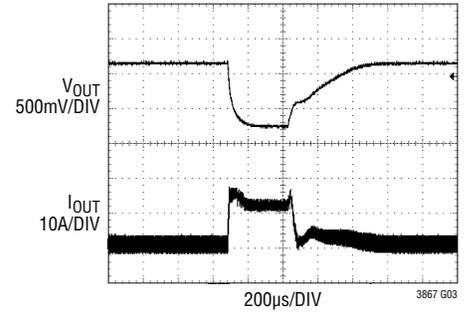
負荷ステップ (0Aから15A、15A/μs)
(非線形動作)



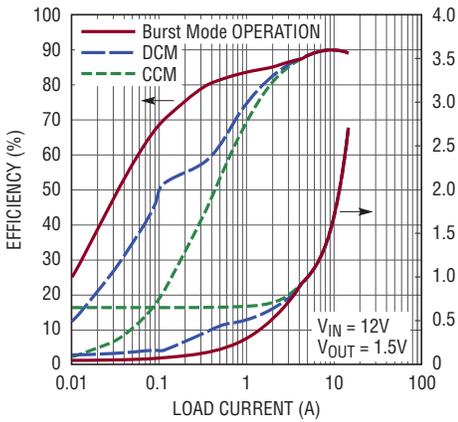
負荷ステップ (0Aから15A、15A/μs)
(通常動作)



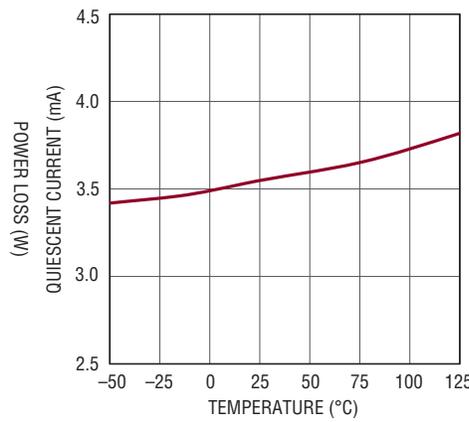
過電流からの回復



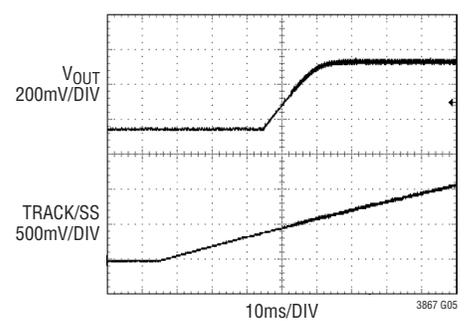
効率と出力電流およびモード



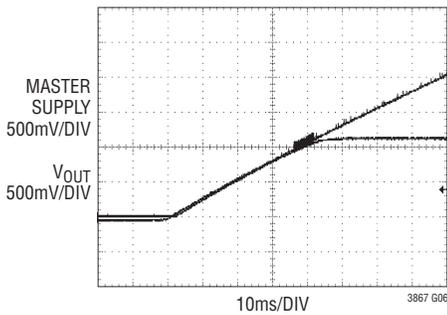
消費電流と温度



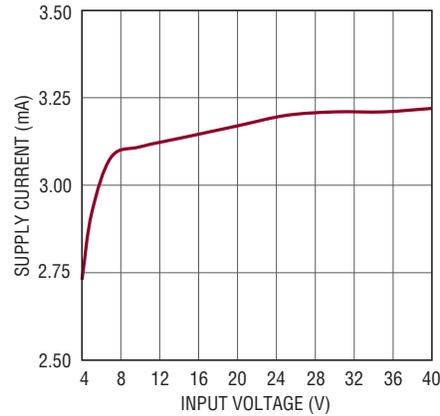
プリバイアス起動



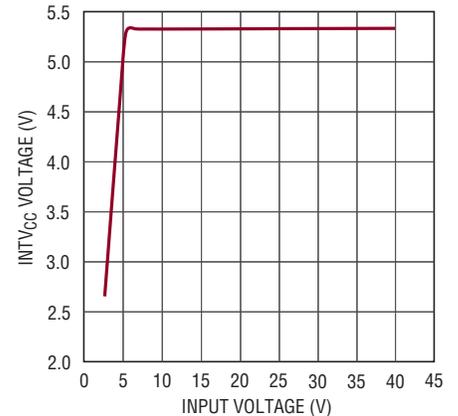
同時トラッキングのマスター電源



消費電流と入力電圧
(EXTVCCなし)

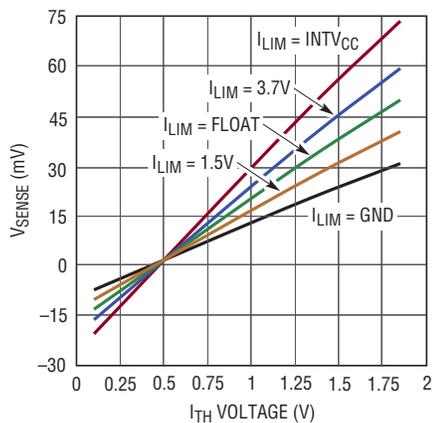


IINTVCCの
ラインレギュレーション



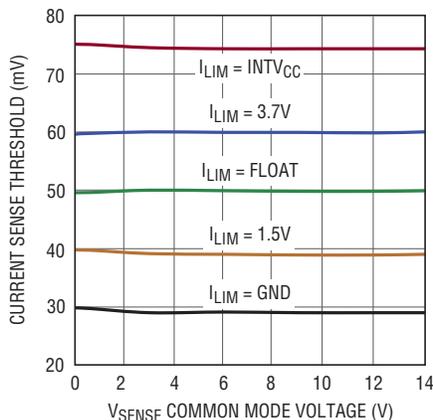
標準的性能特性

電流検出スレッシュホールドと I_{TH} 電圧



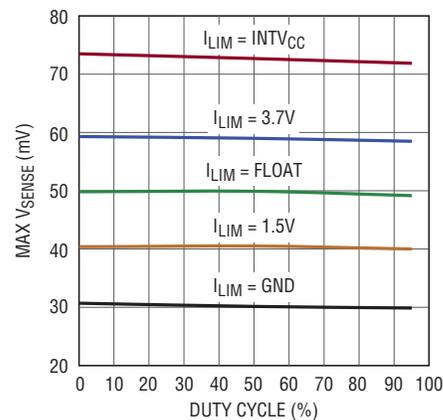
3867 G09

最大電流検出スレッシュホールドと
同相電圧



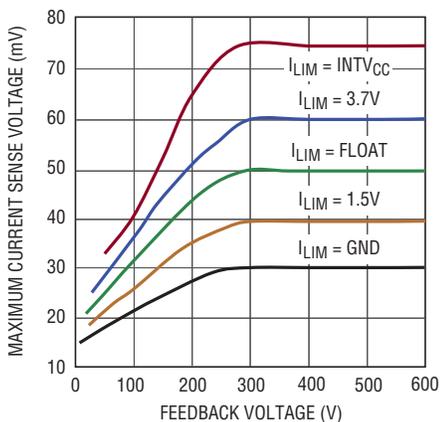
3867 G10

最大電流検出スレッシュホールドと
デューティ・サイクル



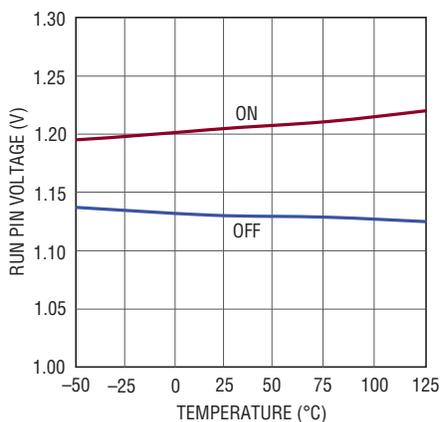
3867 G11

最大電流検出電圧と帰還電圧
(電流フォールドバック)



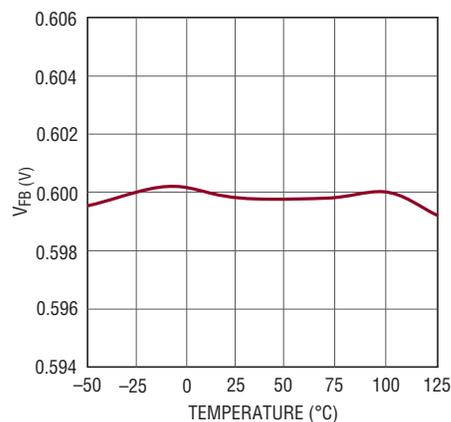
3867 G12

シャットダウン (RUN)
スレッシュホールドと温度



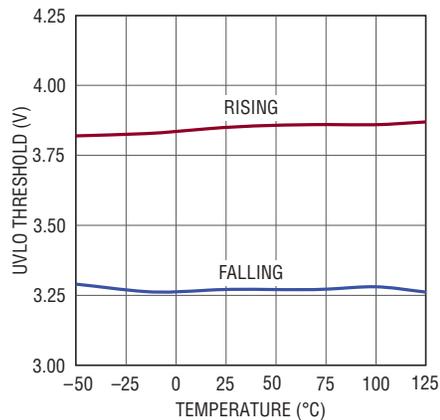
3867 G14

安定化された帰還電圧と温度



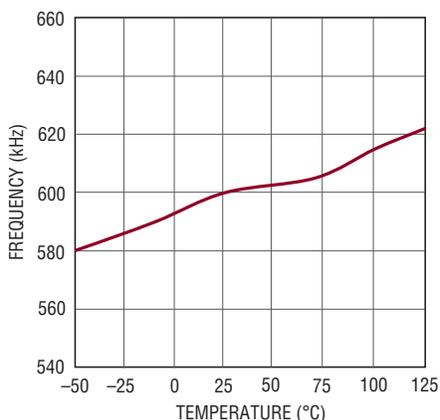
3867 G15

UVLO スレッシュホールド ($INTV_{CC}$) と
温度



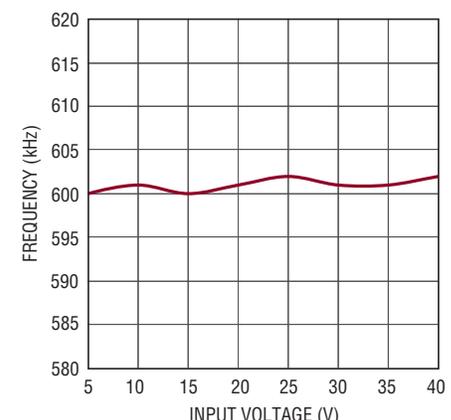
3867 G16

発振器の周波数と温度



3867 G17

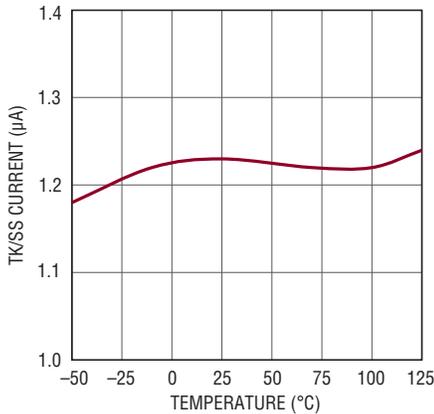
発振器の周波数と入力電圧



3867 G18

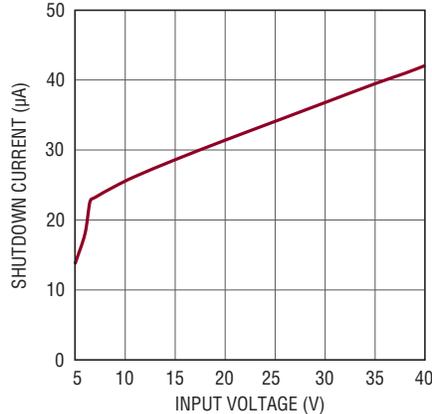
標準的性能特性

TK/SS プルアップ電流と温度



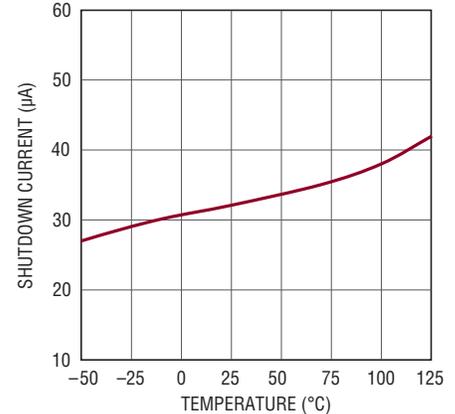
3867 G13

シャットダウン電流と入力電圧



3867 G19

シャットダウン電流と温度



3867 G20

ピン機能

RUN (ピン1) : 実行制御入力。1.22Vを超える電圧を与えるとデバイスがオンします。このピンには1µAのプルアップ電流源が備わっています。RUNピンが1.22Vのスレッシュホールドを上回ると、プルアップ電流は5µAに増加します。

DIFF+ (ピン2) : リモートセンス差動アンプの非反転入力。出力負荷両端の帰還分圧器のセンタータップに接続します。

DIFF- (ピン3) : リモートセンス差動アンプの反転入力。出力負荷の検出グラウンドに接続します。

DIFFOUT (ピン4) : 差動アンプの出力。

V_{FB} (ピン5) : エラーアンプの反転入力。V_{OUT}をリモートセンスするにはDIFFOUTに接続します。

I_{TH} (ピン6) : 電流制御スレッシュホールドおよびエラーアンプの補償点。電流コンパレータのスレッシュホールドはI_{TH}制御電圧に応じて増加します。

IFAST (ピン7) : 非線形制御トリップ・スレッシュホールドの設定ピン。SGNDとの間に接続した抵抗により、非線形制御回路のトリップ・スレッシュホールドが設定されます。この機能をディスエーブルするにはINTV_{CC}に接続します。

TK/SS (ピン8) : 出力電圧トラッキングおよびソフトスタートの入力。このピンの電圧ランプによって出力の電圧ランプ・レートが設定されます。グラウンドとの間に接続したコンデンサにより、ソフトスタートが行われます。このピンは1.25µAのプルアップ電流源を備えています。

SENSE+ (ピン9) : 電流検出コンパレータの入力。電流コンパレータの(+)入力通常、インダクタの並列RC検出回路の中間点または電流センス抵抗のインダクタ側に接続します。

SENSE- (ピン10) : 電流検出コンパレータの入力。電流コンパレータの(-)入力通常、V_{OUT}に接続されます。

I_{LIM} (ピン11) : 電流コンパレータの検出電圧リミットの選択ピン。

ITSD (ピン12) : インダクタ温度ベースのサーマル・シャットダウン。20µAの電流をソースします。村田製作所のPRF18シリーズのPTCサーミスタをグラウンドとの間に接続します。このピンを接地すると、この機能はディスエーブルされます。

ITEMP (ピン13) : 温度検出コンパレータの入力。このピンをインダクタの近くに配置した外付けNTC抵抗に接続します。このピンをフロート状態にすると、DCR温度補償機能がディスエーブルされます。

EXTV_{CC} (ピン14) : INTV_{CC}に接続された内部スイッチへの外部電源入力。EXTV_{CC}が4.7Vより高くなると、このスイッチが閉じ、5.3Vの内部レギュレータをバイパスしてデバイスに電力を供給します。このピンの電圧は6Vを超えないようにしてください。

V_{IN} (ピン15) : 主入力電源。このピンはコンデンサ(0.1µF~1µF)を使ってPGNDにデカップリングします。

ピン機能

INTV_{CC} (ピン16) : 5.3Vの内部レギュレータの出力およびボトムMOSFETドライバの電源。制御回路はこの電圧から電力を供給されます。最小4.7μFの低ESR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、このピンをPGNDにデカップリングします。

BG (ピン17) : ボトム・ゲート・ドライバの出力。このピンはボトムNチャンネルMOSFETのゲートをPGNDとINTV_{CC}の間でドライブします。

PGND (ピン18) : 電源グランド・ピン。このピンを、ボトムNチャンネルMOSFETのソース、C_{VCC}の(-)端子、およびC_{IN}の(-)端子へ接続します。

SW (ピン19) : インダクタへのスイッチ・ノードの接続点。このピンの電圧振幅は、グランドより(外付け)ショットキー・ダイオードの電圧降下分だけ低い電圧からV_{IN}までです。

TG (ピン20) : トップ・ゲート・ドライバの出力。このピンは、電圧振幅がSWの電圧にINTV_{CC}を重ね合わせた電圧に等しいフローティング・ドライバの出力です。

BOOST (ピン21) : 昇圧されたフローティング・ドライバ電源。ブートストラップ・コンデンサの(+)端子をこのピンに接続します。このピンは、INTV_{CC}よりダイオードの電圧降下分だけ低い電圧からV_{IN} + INTV_{CC}まで振幅します。

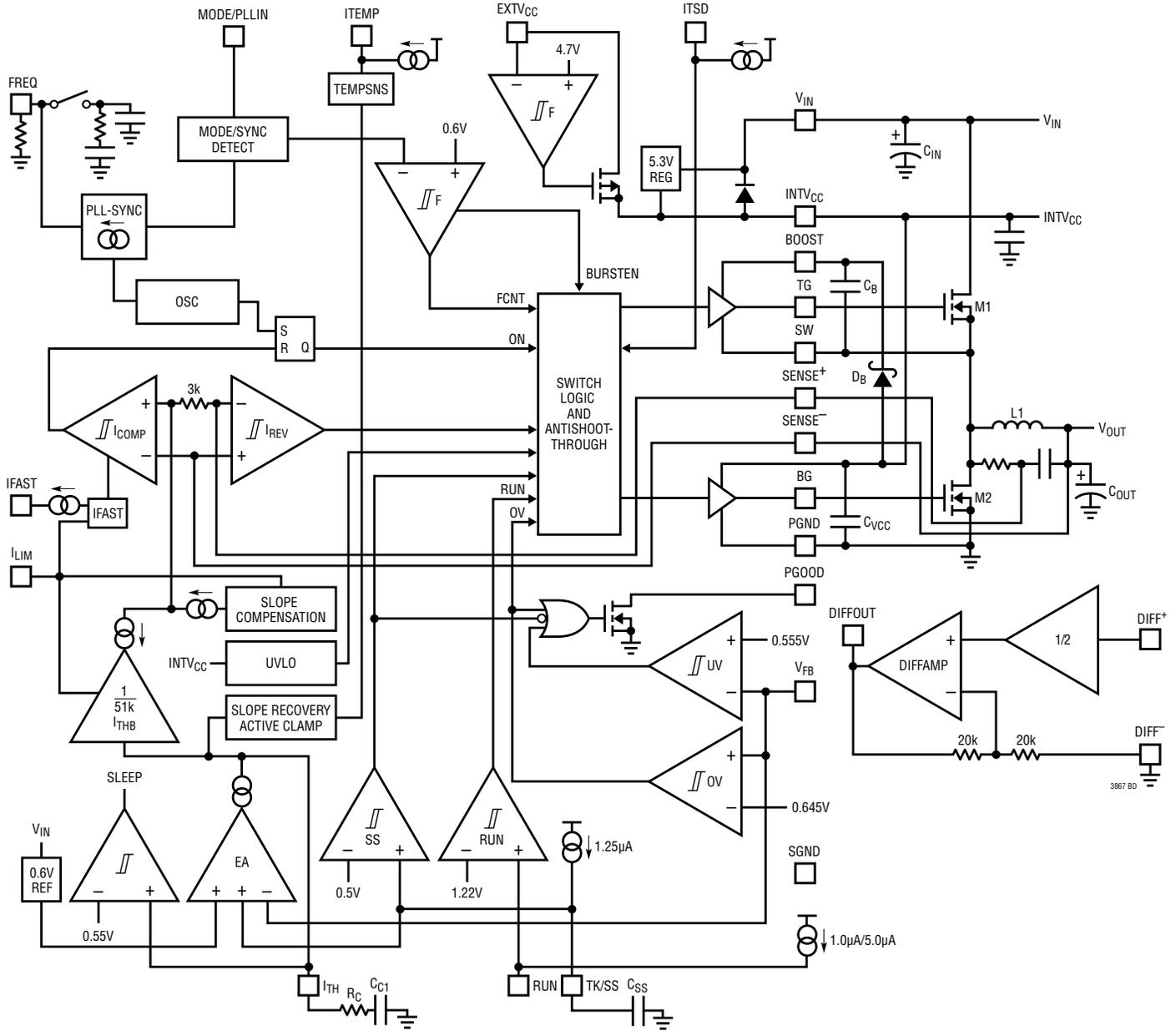
PGOOD (ピン22) : パワーグッド・インジケータの出力。オープンドレイン出力で、出力電圧が安定化されていない場合グラウンドに引き下げられます。

MODE/PLLIN (ピン23) : このピンには2つの機能があります。このピンをSGNDに接続するか、INTV_{CC}に接続するか、またはフロート状態にすると、それぞれ、強制連続モード、パルス・スキップ・モード、またはBurst Mode動作がイネーブルされます。このピンにクロック信号を与えると、内部PLLが内部発振器をクロック信号に同期させ、強制連続モードにします。PLL補償ネットワークがデバイスに搭載されています。

FREQ (ピン24) : 周波数の設定/選択ピン。このピンとSGNDの間に接続された抵抗により、スイッチング周波数が設定されます。このピンは20μAをソースします。

SGND (露出パッド・ピン25) : 信号グランド。電気的接続と定格熱性能を実現するため、露出パッドはPCBのグランドに半田付けする必要があります。全ての小信号部品と補償用部品はここに接続します。デバイスの近くでPGNDに1点接続します。

ブロック図



動作

メイン制御ループ

LTC3867は、固定周波数、電流モード降圧アーキテクチャを使用しています。通常動作時には、サイクルごとに発振器がRSラッチをセットするとトップMOSFETがオンし、メイン電流コンパレータ I_{COMP} がRSラッチをリセットするとオフします。 I_{COMP} がRSラッチをリセットするピーク・インダクタ電流は、 I_{TH}

ピンの電圧によって制御されます。この電圧はエラーアンプEAの出力です。リモートセンス・アンプ(DIFFAMP)は、出力コンデンサ両端で検出された差動電圧を帰還分圧器で割った値に等しい信号を発生し、それをデバイスのローカル・グランド・リファレンスを基準にした信号にします。 V_{FB} ピンはこの帰還信号を受け取り、それを0.6Vの内部リファレンスと比較し

動作

ます。負荷電流が増加すると、0.6Vリファレンスに対して V_{FB} ピンの電圧がわずかに低下し、それによってインダクタの平均電流が新たな負荷電流と等しくなるまで、 I_{TH} 電圧が上昇します。トップMOSFETがオフした後、インダクタ電流が逆流し始めて逆電流コンパレータ I_{REV} がそれを検出するまで、または次のサイクルが始まるまでボトムMOSFETがオンします。

RUNピンを“L”に引き下げると、メイン制御ループがシャットダウンされます。RUNを解放すると、 $1.0\mu A$ の内部電流源によってRUNピンがプルアップされます。RUNピンが1.22Vに達すると、メイン制御ループがイネーブルされ、デバイスがパワーアップします。RUNピンが“L”のとき、全ての機能は制御された状態を維持します。

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}ピンをオープンのままにするか4.7Vより低い電圧に接続すると、内部の5.3Vリニア・レギュレータがINTV_{CC}の電力を V_{IN} から供給します。EXTV_{CC}が4.7Vを超えると、5.3Vレギュレータはオフし、内部スイッチがオンしてEXTV_{CC}をINTV_{CC}に接続します。EXTV_{CC}ピンを使用することにより、スイッチング・レギュレータの出力のような高効率の外部電源から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、オフ・サイクル中にトップMOSFETがオフしているとき、外付けダイオードを介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なり、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、5サイクル毎にクロック周期の約1/12の時間に50nsを加えた期間トップMOSFETを強制的にオフして、 C_B の再充電を可能にします。ただし、ドロップアウトへの移行時には負荷が与えられているか、またはデバイスが低周波数で動作するようにして、 C_B を確実に再充電することを推奨します。

内部ソフトスタート

デフォルトでは、出力電圧の起動は通常、内部ソフトスタート・ランプによって制御されます。この内部ソフトスタート・ランプはエラーアンプの非反転入力です。 V_{FB} ピンは、エラーアンプの3つの非反転入力(内部ソフトスタート・ランプ、TK/SSピン、

または600mVの内部リファレンス)のうちの最も低い値に安定化されます。ランプ電圧が約600 μs の間に0Vから0.6Vまで上昇すると、出力電圧はプリバイアスされた値から最終的な設定値までスムーズに上昇します。

アプリケーションによっては、負荷電圧がゼロでない状態でコンバータが起動することがあります。この場合、コンバータのスイッチング開始時に出力コンデンサに電荷が残っています。このような状態のときに出力の放電を防止するため、ソフトスタートが V_{FB} を超えるまでボトムMOSFETはディスエーブルされます。

シャットダウンと起動(RUNピンおよびTK/SSピン)

RUNピンを使ってLTC3867をシャットダウンすることができます。RUNピンを1.22Vより低くすると、コントローラのメイン制御ループと、INTV_{CC}レギュレータを含む内部回路の大部分がシャットダウンします。RUNピンを解放すると、 $1.0\mu A$ の内部電流源がRUNピンをプルアップし、コントローラをイネーブルします。あるいは、RUNピンを外部でプルアップするか、またはロジックで直接ドライブすることもできます。このピンの6Vの絶対最大定格を超えないように注意してください。コントローラの出力電圧 V_{OUT} の起動はTK/SSピンの電圧によって制御されます。TK/SSピンの電圧が0.6Vの内部リファレンスより低いと、LTC3867は V_{FB} の電圧を0.6VのリファレンスではなくTK/SSピンの電圧に制御します。このため、外付けコンデンサをTK/SSピンからGNDに接続することにより、TK/SSピンを使ってソフトスタートを設定することができます。 $1.25\mu A$ の内部プルアップ電流源がこのコンデンサを充電し、TK/SSピンに電圧ランプを発生します。TK/SS電圧が0Vから0.6V(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、TK/SSピンを使って、 V_{OUT} の起動が別の電源の起動を**トラッキング**するようにすることができます。このためには通常、別の電源からグラウンドに接続された外付け抵抗分圧器をTK/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)。コントローラをディスエーブルするためにRUNピンが“L”になると、またはINTV_{CC}が3.2Vの低電圧ロックアウト・スレッシュホールドを下回ると、TK/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、外付けMOSFETがオフに保たれます。

動作

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)

LTC3867は、高効率Burst Mode動作、固定周波数パルス・スキップ・モード、または強制連続導通モードになるようにイネールすることができます。強制連続動作を選択するには、MODEピンをSGNDに接続します。パルススキップ・モードの動作を選択するには、MODE/PLLINピンをINTV_{CC}に接続します。Burst Mode動作を選択するには、MODE/PLLINピンをフロート状態にします。コントローラがBurst Mode動作にイネールされているとき、I_{TH}ピンの電圧が低い値を示しているにもかかわらず、インダクタのピーク電流は最大検出電圧の約1/3に設定されます。平均インダクタ電流が負荷電流より大きいと、エラーアンプEAはI_{TH}ピンの電圧を下げます。I_{TH}電圧が0.5Vを下回ると、内部のスリープ信号が“H”になり(「スリープ」モードがイネールされ)、両方の外付けMOSFETがオフします。

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。出力電圧が十分低下すると、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付けトップMOSFETをオンして通常動作を再開します。コントローラがBurst Mode動作になるようにイネールされていると、インダクタ電流は反転することができません。インダクタ電流がゼロに達する直前に、逆電流コンパレータ(I_{REV})が外付けボトム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。したがって、コントローラは不連続で動作します。

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できます。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、連続モードには出力リップルが小さく、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。

MODE/PLLINピンがINTV_{CC}に接続されていると、LTC3867は軽負荷時にPWMパルススキップ・モードで動作します。非常に軽い負荷では、電流コンパレータI_{COMP}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、外付けのトップ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

することができません(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。

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

スイッチング周波数の選択は効率と部品サイズと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。

MODE/PLLIN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、FREQピンを使ってコントローラの動作周波数を200kHz～1.2MHzに設定することができます。FREQピンから20μAの高精度電流が流れ出しているため、SGNDとの間に接続した1本の抵抗を使ってコントローラのスイッチング周波数を設定することができます。FREQピンの電圧とスイッチング周波数の関係を表す曲線が、後述の「アプリケーション情報」のセクションに示されています。

LTC3867にはフェーズロック・ループ(PLL)が備わっており、MODE/PLLIN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。LTC3867にはPLLのループ・フィルタ・ネットワークが内蔵されています。フェーズ・ロック・ループは250kHz～1.1MHzの範囲内の任意の周波数にロックすることができます。外部クロックにロックさせる前に、必ず周波数設定抵抗を接続してコントローラの初期スイッチング周波数を設定します。コントローラが同期するときは強制連続モードで動作します。

差動アンプによる出力電圧検出

LTC3867は、真のリモートセンスを必要とするアプリケーション用に、低オフセット、高入力インピーダンス、ユニティゲイン、広帯域幅の差動アンプを備えています。負荷コンデンサの負荷を直接検出すると、高電流、低電圧のアプリケーションの安定化に大きな利点があります。このようなアプリケーションでは、基板上の配線による損失が全誤差のかかなりの部分を

動作

占めることがあります。DIFF⁺を出力負荷両端の帰還分圧器のセンタータップに接続し、DIFF⁻を負荷のグラウンドに接続します。図1を参照してください。

LTC3867の差動アンプの標準的な出力スルーレートは2V/μsです。このアンプはユニティゲインに構成されています。つまり、DIFF⁺とDIFF⁻の差はSGNDを基準にしたDIFFOUTに変換されます。

DIFF⁺とDIFF⁻のPCBトレースは、基板上でリモートセンス・ポイントまで全経路にわたって相互に平行に配線するよう注意します。また、これらの敏感なトレースは回路内のどの高速スイッチング・ノードからも離します。理想的には、DIFF⁺とDIFF⁻のトレースは低インピーダンスのグラウンド・プレーンによってシールドし、信号品質を維持します。

パワーグッド(PGOODピン)

PGOODピンは内部Nチャンネル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0.6Vリファレンス電圧の±7.5%以内でないと、MOSFETがオンしてPGOODピンを“L”に引き下げます。RUNピンが1.22Vより低くなるか、またはLTC3867がソフトスタートまたはトラッキングアップ・フェーズのときも、PGOODピンは“L”に引き下げられます。V_{FB}ピンの電圧が±7.5%のレギュレーション範囲内に入ると、MOSFETがオフするので、外付け抵抗によってこのピンを最大6Vの電源までプルアップすることができます。V_{FB}ピンがレギュレーション範囲内に入ると、PGOODピンは直ちにパワーグッドを示します。ただし、V_{FB}がレギュレーション範囲を外れるときは、45μsの内部パワーバッド・マスクが生じます。この遅延をバイパスする17%と-25%に設定された2組目のスレッシュホールドがあります。

出力過電圧保護

過電圧コンパレータOVは、過渡的なオーバーシュート(>7.5%)や、出力に過電圧を生じる恐れのある他のより深刻な状態からデバイスを保護します。このような場合、過電圧状態が解消されるまでトップMOSFETはオフし、ボトムMOSFETはオンします。

低電圧ロックアウト

LTC3867には低電圧状態の場合にコントローラを保護するのに役立つ2つの機能が備わっています。高精度UVLOコンパレータは常時INTV_{CC}電圧をモニタして、ゲート・ドライブ電圧が適切であることを確認します。INTV_{CC}が3.2Vより低くなると、スイッチング動作をロックアウトします。INTV_{CC}に乱れが生じたときの発振を防ぐため、UVLOコンパレータには600mVの高精度ヒステリシスがあります。

低電圧状態を検出するもう1つの方法はV_{IN}電源をモニタすることです。RUNピンには1.22Vの高精度ターンオン・リファレンスが備わっているため、V_{IN}が十分高いとき、V_{IN}に接続した抵抗分圧器を使ってデバイスをオンすることができます。RUNピンの電圧が1.22Vを超えると、余分の4μAの電流がRUNピンから流れ出します。RUNコンパレータ自体には約80mVのヒステリシスがあります。抵抗分圧器の値を調節することにより、RUNコンパレータの追加のヒステリシスを設定することができます。V_{IN}の低電圧を高精度に検出するには、V_{IN}を4.5Vより高くする必要があります。

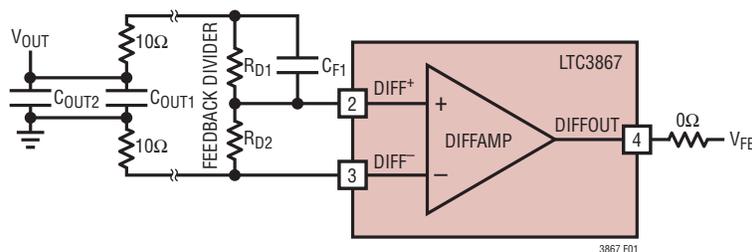


図1. 差動アンプの接続

アプリケーション情報

このデータシートの最初のページの「標準的応用例」はLTC3867の基本的な応用回路です。LTC3867はDCR（インダクタの抵抗）による検出または低い値の抵抗による検出のどちらかを使用するように構成することができます。2つの電流検出方式の間の選択は、主としてコスト、消費電力および精度の間の設計上のトレードオフです。DCRによる検出は高価な電流センス抵抗を省くことができ、特に高電流のアプリケーションで電力効率が高いので普及しつつあります。ただし、電流センス抵抗はコントローラの最も高精度な電流制限を実現します。他の外付け部品の選択は負荷条件に基づいて行い、(もしR_{SENSE}が使われていれば) R_{SENSE}とインダクタ値の選択から始めます。次に、パワーMOSFETを選択します。最後に入力と出力のコンデンサを選択します。

電流制限の設定

I_{LIM}ピンは5レベル・ロジック入力で、コントローラの最大電流制限を設定します。I_{LIM}を接地するか、フロート状態にするか、INTV_{CC}に接続すると、最大電流検出スレッシュホールドの標準値がそれぞれ30mV、50mV、75mVになります。最大電流検出スレッシュホールドを40mVにするには、I_{LIM}を1.1V～1.9Vの間(標準1.5V)に設定します。60mVの設定値にするには、I_{LIM}を3.3V～4.1Vの間(標準3.7V)に設定します。これらの値は5.3VのINTV_{CC}を基準にしています。INTV_{CC}からの抵抗分圧器を使ってI_{LIM}を設定することにより、起動時に5.3VのLDOがドロップアウト状態になっても最大電流検出スレッシュホールドの設定値が変化しないようにすることができます。I_{LIM}ピンにはSGNDへの500kのプルダウンとINTV_{CC}への500kのプルアップが備わっていることに注意してください。

どの設定を使うべきでしょうか。最良の電流制限精度を得るには、75mVの設定値を使用します。30mVの設定値では、DCRが非常に小さいインダクタまたはセンス抵抗を使用することができますが、電流制限の精度が低下します。

SENSE⁺ピンとSENSE⁻ピン

SENSE⁺とSENSE⁻ピンは電流コンパレータへの入力です。電流コンパレータの同相入力電圧範囲は0V～14Vです。全てのSENSEピンは高インピーダンス入力で、1μAに満たない小さな電流が流れます。電流コンパレータの入力は高インピーダンスなので、DCRによる正確な検出が可能です。DCRによる検出を使用する場合、SENSE⁻ピンをV_{OUT}に直接接続

します。通常動作時にこれらのピンをフロート状態にしないよう注意してください。検出ラインに共通するフィルタ部品はLTC3867の近くに配置し、検出ラインは電流検出素子の下の4端子接続点まで互いに近づけて配線します(図2を参照)。他の場所で電流を検出すると、寄生インダクタンスと容量が電流検出素子に実質的に追加され、検出端子の情報が劣化して、設定された電流制限を予測不可能にすることがあります。DCRによる検出を使用する場合(図3b)、抵抗R1をスイッチング・ノードの近くに配置して、敏感な小信号ノードへノイズが結合するのを防ぎます。コンデンサC1をデバイスのピンの近くに配置します。

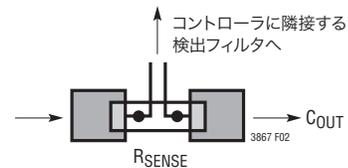


図2. センス抵抗を使用した検出ラインの配置

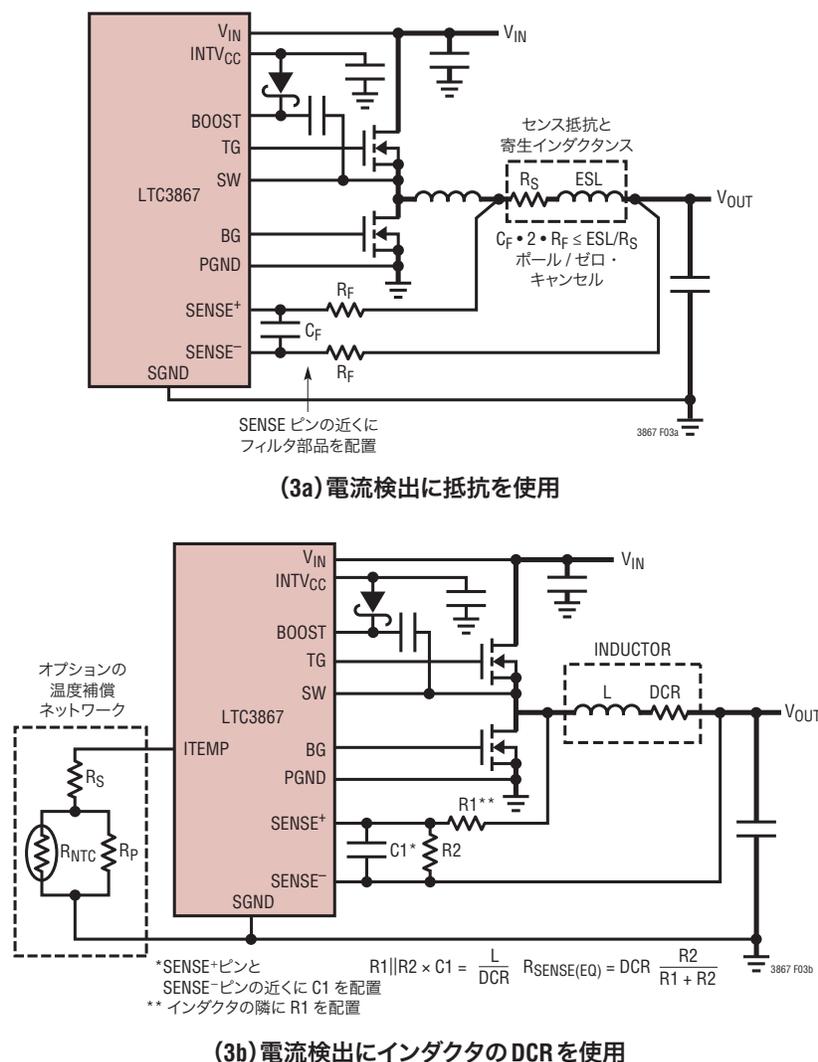
小さな値の抵抗による電流検出

ディスクリート抵抗を使用した標準的な検出回路を図3aに示します。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V_{SENSE(MAX)}はI_{LIM}の設定によって決まります。電流コンパレータの入力同相範囲は0V～14Vです。電流コンパレータのスレッシュホールドによってインダクタ電流のピーク値が設定され、このピーク値からピーク・トゥ・ピーク・リップル電流ΔI_Lの半分を差し引いた値に等しい最大平均出力電流I_{MAX}が得られます。センス抵抗の値を計算するには次式を使用します。

$$R_{\text{SENSE}} = \frac{V_{\text{SENSE}(\text{MAX})}}{I_{\text{MAX}} + \frac{\Delta I_L}{2}}$$

電流検出ループにPCBノイズが存在する可能性があるため、ΔV_{SENSE} = ΔI_L・R_{SENSE}のAC電流検出リップルも設計でチェックして、信号対雑音比(SNR)を良くする必要があります。一般に、PCBレイアウトに問題がない場合、R_{SENSE}またはDCRのどちらによる検出を使用するアプリケーションにも、出発点の控えめな値として10mVのΔV_{SENSE}電圧を推奨します。従来の電流モード・コントローラでは、最大検出電圧が十分

アプリケーション情報



高く(たとえば、LTC1628/LTC3728 製品ファミリーでは75mV)、センス抵抗の寄生インダクタンス両端の電圧降下は比較的小さな誤差にしかありませんでした。ただし、今日の最高の電流密度のソリューションでは、センス抵抗の値は1mΩに満たないことがあり、ピーク検出電圧がわずかに20mVになることがあります。さらに、最大1MHzの動作でインダクタのリップル電流が50%を超えることも普通になってきています。これらの条件では、センス抵抗の寄生インダクタンスの電圧降下はもはや無視できません。

従来のコントローラでは、PCBの検出トレースに結合した容量性および誘導性のノイズの影響を低減するのに、デバイス

の近くに配置した小さなRCフィルタが一般に使用されています。標準的なフィルタは並列の1000pFコンデンサに接続された2本の直列10Ω抵抗で構成され、時定数は20nsになります。この同じRCフィルタを(小さな修正を加えて)使って、寄生インダクタンスが存在するときの電流検出信号の抵抗成分を抽出することができます。例として、100%負荷で動作している1.2V/15Aのコンバータの2010のフットプリントの2mΩのセンス抵抗の両端の電圧波形を図4に示します。この波形は純粋に抵抗性の成分と純粋に誘導性の成分を重ね合わせたものです。これは、差動測定を行うため、オシロスコープの2つのプローブと波形計算を使って測定しています。インダクタの

アプリケーション情報

リップル電流およびトップ・スイッチのオン時間とオフ時間の追加測定に基づき、次式を使って寄生インダクタンスの値が0.5nHであると計算されました。

$$ESL = \frac{V_{ESL(STEP)} \cdot t_{ON} \cdot t_{OFF}}{\Delta I_L \cdot (t_{ON} + t_{OFF})} \quad (1)$$

寄生インダクタンスをセンス抵抗で割った値(L/R)に近くなるようにRC時定数を選択すると、その結果得られる波形は、図5に示すように再び抵抗性に見えます。低い最大検出電圧を使用するアプリケーションでは、寄生インダクタンスの情報に関して、センス抵抗メーカーのデータシートをチェックしてください。データが存在しない場合、センス抵抗両端で直接電圧降下を測定し、ESLステップの大きさを抽出し、式1を使ってESLを求めます。ただし、フィルタをかけすぎないでください。

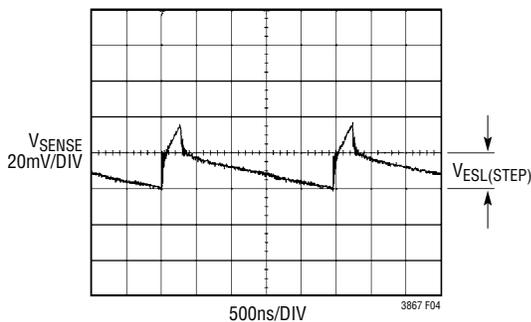


図4. センス抵抗両端で直接測定した電圧波形

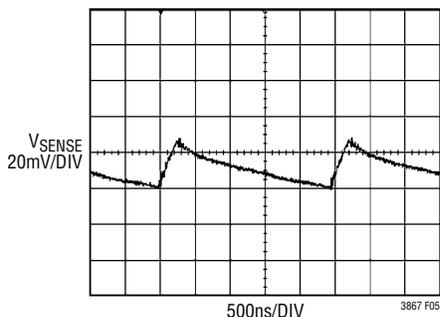


図5. センス抵抗フィルタの後で測定した電圧波形。C_F = 1000pF、R_F = 100Ω

RC時定数をインダクタの時定数以下にして ΔV_{SENSE} のリップル電圧を十分高く保ちます。上記の内容は一般に、 $I_{MAX} > 10A$ で値の小さなインダクタが使用されている高密度/高電流のアプリケーションに当てはまります。 $I_{MAX} < 10A$ のアプリケーションでは、R_Fを10Ω、C_Fを1000pFに設定します。これにより妥当な出発点が与えられます。フィルタ部品はICの近くに配置する必要があります。正と負の検出トレースは差動ペアとして配線し、センス抵抗に4端子接続する必要があります。

インダクタのDCRによる検出

高負荷電流で可能な最高効率を必要とするアプリケーションでは、図3bに示すように、LTC3867はインダクタのDCR両端の電圧降下を検出することができます。インダクタのDCRは小さな値の銅のDC巻線抵抗を表し、最近の値の低い高電流インダクタでは1mΩより小さいことがあります。このようなインダクタを必要とする高電流のアプリケーションでは、センス抵抗による導通損失はDCRによる検出に比べて効率を数ポイント低下させることがあります。外部のR1||R2・C1の時定数が正確にL/DCRの時定数に等しくなるように選択すると、外付けコンデンサ両端の電圧降下はインダクタのDCR両端の電圧降下にR2/(R1 + R2)を掛けたものに等しくなります。R2は、目標とするセンス抵抗値よりもDCRが大きいアプリケーションの検出端子両端の電圧のスケールを設定します。外部フィルタ部品の大きさを適切に定めるには、インダクタのDCRを知る必要があります。それは十分な性能のRLCメータを使って測定することができますが、DCRの許容誤差は常に同じではなく、温度によって変化します。詳細については、メーカーのデータシートを参照してください。

「インダクタの値の計算」のセクションのインダクタ・リップル電流値を使用すると、目標とするセンス抵抗値は次のようになります。

$$R_{SENSE(EQUIV)} = \frac{V_{SENSE(MAX)}}{I_{MAX} + \frac{\Delta I_L}{2}}$$

アプリケーションが全動作温度範囲にわたって確実に最大負荷電流を供給するようするには、「電気的特性」の表の「最大電流検出スレッシュホールド(V_{SENSE(MAX)})」の最小値を選択します。次に、インダクタのDCRを決めます。通常20°Cで規定

アプリケーション情報

される最大値がメーカーによって与えられていれば、それを使用します。抵抗の温度係数が約0.4%/°Cであることを考慮して、この値を増加させます。T_{L(MAX)}の控えめな値は100°Cです。インダクタの最大DCRを望みのセンス抵抗値に合わせてスケールを調整するには、次の分圧器の比を使います。

$$R_D = \frac{R_{\text{SENSE(EQUIV)}}}{\text{DCR}_{(\text{MAX})} \text{ at } T_{\text{L(MAX)}}}$$

C1は通常、0.047μF～0.47μFの範囲で選択します。これにより、R1||R2が約2kΩに強制されるので、SENSE+ピンの±1μAの電流によって生じるであろう誤差が減少します。T_{L(MAX)}は最大インダクタ温度です。等価抵抗R1||R2は室温のインダクタンスと最大DCRに従って次のようにスケールが調整されます。

$$R1||R2 = \frac{L}{(\text{DCR at } 20^\circ\text{C}) \cdot C1}$$

センス抵抗値は次のようになります。

$$R1 = \frac{R1||R2}{R_D}, R2 = \frac{R1 \cdot R_D}{1 - R_D}$$

LTC3867は、NTC温度センサを使用する、DCRに対する温度補償回路も備えています。詳細については、「DCRによる検出の温度補償」のセクションを参照してください。

R1の最大電力損失はデューティ・サイクルと相関関係があり、連続モードの最大入力電圧時に生じます。

$$P_{\text{Loss } R1} = \frac{(V_{\text{IN(MAX)}} - V_{\text{OUT}}) \cdot V_{\text{OUT}}}{R1}$$

R1の電力定格がこの値より大きいことを確認します。軽負荷時に高い効率が必要な場合、DCRによる検出とセンス抵抗のどちらを使用するかを決定するときにこの電力損失を検討します。軽負荷での電力損失は、R1によって余分のスイッチング損失が生じるため、センス抵抗の場合よりDCRネットワークの方がわずかに大きくなる場合があります。ただし、DCRによる検出ではセンス抵抗が取り除かれるので、導通損失が減少し、重負荷で効率が改善されます。ピーク効率はどちらの方法でもほぼ同じです。電流検出信号のSN比を良い値に保つには、40%以下のデューティ・サイクルでは10mVの最小

ΔV_{SENSE}を使用します。DCRによる検出のアプリケーションでは、実際のリップル電圧は次式で求められます。

$$\Delta V_{\text{SENSE}} = \frac{V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}}{R1 \cdot C1} \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}} \cdot f_{\text{OSC}}}$$

インダクタのDCRによる検出の温度補償とITEMPピン

インダクタのDCRによる電流検出は、損失の生じない瞬時電流の検出方法です。したがって、高出力電流のアプリケーションで高効率を実現できます。ただし、小さな値の銅のDC巻線抵抗であるインダクタのDCRは一般に正の温度係数を持っています。インダクタの温度が上がるにつれ、DCRの値が増加します。その結果、コントローラの電流制限値が低下します。

LTC3867は、インダクタの近くにNTC温度センス抵抗を配置してこの誤差をアクティブに補正することによってこの不正確さに対処する手法を備えています。ITEMPピンはフロート状態では約5Vで、DCRに対する温度補償はディスエーブルされます。ITEMPピンからは30μAの高精度電流が常に流れ出しています。NTC抵抗をITEMPピンからSGNDに接続することにより、最大電流検出スレッシュホールドを次式に従って全温度範囲にわたって変化させることができます。

$$V_{\text{SENSEMAX(ADJ)}} = V_{\text{SENSE(MAX)}} \cdot \frac{1.8 - \frac{V_{\text{ITEMP}}}{2.8}}{1.3}$$

ここで、

V_{SENSEMAX(ADJ)}は調整された最大検出スレッシュホールドです。

V_{SENSE(MAX)}は「電気的特性」の表で規定されている最大電流検出スレッシュホールドです。これは、I_{LIM}ピンの設定によって決まり、標準75mV、60mV、50mV、40mV、または30mVです。

V_{ITEMP}はITEMPピンの電圧です。

ITEMPピンのDCR温度補償の有効電圧範囲は1.4V～0.6Vであり、1.4V以上ではDCR温度の補正は行われず、0.6Vで補正が最大になります。ただし、コントローラのデューティ・サイクルが25%未満であれば、ITEMPの範囲は1.4V～0Vに拡張されます。

アプリケーション情報

NTC 抵抗の温度係数は負なので、その抵抗値は温度の上昇とともに減少します。したがって、 V_{ITEMP} 電圧は温度の上昇とともに低下し、 $V_{\text{SENSEMAX(ADJ)}}$ は上昇して DCR の温度係数を補償します。ただし、NTC 抵抗は非線形であり、ユーザーは普通の抵抗を使った抵抗ネットワークを構築してその値を線形化することができます。詳細については、NTC メーカーのデータシートを参照してください。

NTC で補償した DCR による検出のほか、ITEMP ピンのもう 1 つの用途は、 $V_{\text{SENSE(MAX)}}$ の値を 30mV、40mV、50mV、60mV、75mV の公称値の間になる値に調整してより高精度の電流制限を実現することです。これは、ITEMP ピンに 1.4V より低い電圧を印加することによって行われます。 $V_{\text{SENSE(MAX)}}$ は前の式に従って変化し、同じデューティ・サイクルのリミットが適用されます。センス抵抗と DCR による検出のどちらでも、この方法を使って電流制限を調整することができます。

NTC で補償した DCR による検出

より高精度な電流制限が必要な DCR による検出のアプリケーションでは、ITEMP ピンからグラウンドに接続された NTC サーミスタで構成されたネットワークが全温度範囲にわたって電流制限を補正します。このネットワークを図 3b に示します。抵抗 R_S および R_P は ITEMPT ピンから見たインピーダンスを線形化します。NTC で補償した DCR による検出を行うには、DCR の室温での値を使って分圧器の部品を計算すること以外、前の選択で述べたのと同じ手順で DCR による検出のフィルタ・ネットワークを設計します。

1. 25°C での ITEMPT ピンの抵抗を 46.7k に設定します。ITEMPT ピンから 30 μ A が流れ出すことにより、室温での ITEMPT ピンの電圧は 1.4V になります。25°C より高いインダクタ温度で電流制限が補正されます。
2. ITEMPT ピンの抵抗と最大インダクタ温度を計算します。この温度は通常 100°C になります。以下の式を使用します。

$$R_{\text{ITEMPT100C}} = \frac{V_{\text{ITEMPT100C}}}{30\mu\text{A}}$$

$$V_{\text{ITEMPT100C}} = 1.4V - 3.64 \frac{I_{\text{MAX}} \cdot \text{DCR}(\text{MAX}) \cdot R_2 / (R_1 + R_2) \cdot (100^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}) \cdot 0.4 / 100}{V_{\text{SENSE}(\text{MAX})}}$$

R_P と R_S の値を計算します。シンプルな方法は、以下の R_S と R_P の関係式を、 R_S を Y 軸に、 R_P を X 軸にしたグラフにすることです。

$$R_S = R_{\text{ITEMPT25C}} - R_{\text{NTC25C}} \parallel R_P$$

$$R_S = R_{\text{ITEMPT100C}} - R_{\text{NTC100C}} \parallel R_P$$

次に、両方の式を満たす R_P の値を見つけます。これは曲線が交差するポイントになります。 R_P が得られたら、 R_S について解きます。

NTC サーミスタの抵抗値は、グラフ、表または式のいずれかの形式でメーカーのデータシートから求めることができます。特定の温度の NTC のおおよその値は次式で計算することができます。

$$R = R_0 \cdot \exp\left(B \cdot \left(\frac{1}{T+273} - \frac{1}{T_0+273}\right)\right)$$

ここで、

R = 温度 T (単位:°C) での抵抗値

R_0 = 温度 T_0 (標準 25°C) での抵抗値

B = サーミスタの B 定数。

全温度範囲での 100k のサーミスタおよび ITEMPT ピンのネットワークの標準的な抵抗曲線を図 6 に示します。

NTC 補償ネットワークの出発点となる値を以下に示します。

- NTC $R_0 = 100k$
- $R_S = 20k$
- $R_P = 50k$

ただし、最終値は上の式を使って計算し、25°C と 100°C でチェックします。

アプリケーション情報

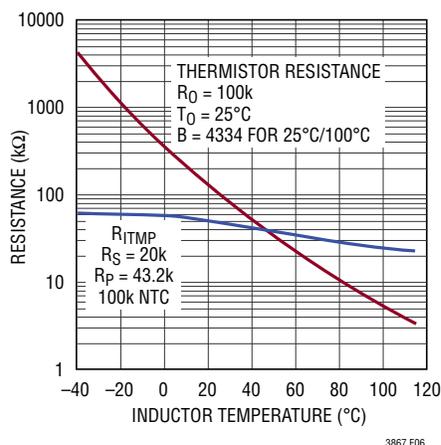


図6. ITEMPピンのネットワークおよび100k NTCの抵抗値と温度

温度補償ネットワークの部品が決定したら、次式を使ってインダクタ温度に対する I_{MAX} をプロットして結果をチェックします。

$$I_{MAX} = \frac{V_{SENSEMAX(ADJ)} - \Delta V_{SENSE} / 2}{DCR(MAX) \text{ at } 25^{\circ}\text{C} \cdot \left(1 + \left(T_{L(MAX)} - 25^{\circ}\text{C}\right) \cdot 0.4 / 100\right)}$$

ここで、

$$V_{SENSEMAX(ADJ)} = V_{SENSE(MAX)} \cdot \frac{1.8\text{V} - \frac{V_{ITEMP}}{2.8}}{1.3} - A$$

$$V_{ITEMP} = 30\mu\text{A} \cdot (R_S + R_P \parallel R_{NTC})$$

$V_{SENSE(MAX)}$ の標準値を使用します。定数Aを差し引くことによって $V_{SENSE(MAX)}$ の最小値が求められます。これらの値を表1に示します。

表1

I_{LIM}	GND	FLOAT	INTV _{CC}
$V_{SENSE(MAX)}$ TYP	30mV	50mV	75mV
A	5mV	5mV	7mV

この結果得られる電流制限値は、25°C～100°Cのインダクタ温度で I_{MAX} 以上になります。

NTC補償ネットワークの標準的な値は以下のようにになります。

- NTC $R_0 = 100\text{k}$ 、B定数 = 3000～4000
- $R_S \approx 20\text{k}$
- $R_P \approx 50\text{k}$

別のアプローチとして、最初に上の値を出発点として使って I_{MAX} とインダクタ温度の曲線をプロットしてから、必要に応じて R_S と R_P の値を調整します。 I_{MAX} とインダクタ温度の標準的な曲線を図7に示します。

25°Cより低い温度の補正に同様のサーミスタ・ネットワークを使用することができます。ただし、25%以上のデューティ・サイクルでは V_{ITEMP} が0.6V以上になるようにします。そうしないと、周囲温度が上昇したときに温度補正が行われないことがあります。最も高精度の温度検出を行うには、図8に示すように、サーミスタをインダクタの隣に配置します。ITEMPピンをスイッチ・ノードに近づけないように注意してください。

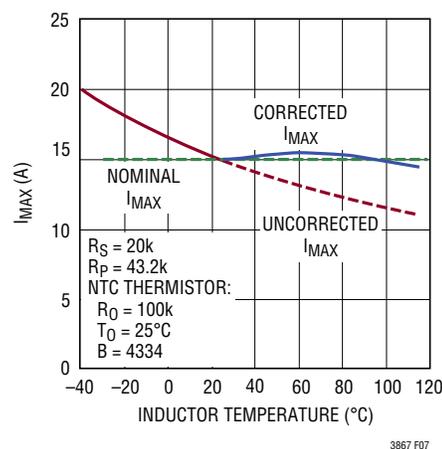


図7. NTC温度補償を行う場合と行わない場合のワーストケースの I_{MAX} 対インダクタ温度の曲線

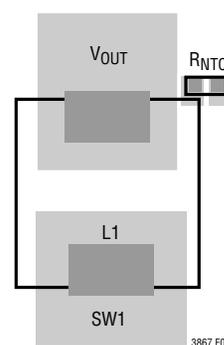


図8. サーミスタの配置。インダクタ温度の高精度の検出を行うためにサーミスタをインダクタの隣に配置する。ただし、ITEMPピンはスイッチ・ノードおよびゲート・ドライブのトレースから離しておく

アプリケーション情報

プリバイアスされた出力の起動

出力コンデンサがプリバイアスされた状態で電源を起動する必要がある状況が生じることがあります。この場合、出力のプリバイアスを放電せずに起動することが必要です。LTC3867は、出力がプリバイアスされた状態で出力を放電せずに安全にパワーアップすることができます。

LTC3867は、TK/SSピンの電圧と内部ソフトスタート電圧が V_{FB} ピンの電圧より高くなるまで、TGとBGの両方をディスエーブルすることによってこれを実現します。 V_{FB} がTK/SSまたは内部ソフトスタート電圧より高いと、エラーアンプの出力は“L”になります。制御ループがBGをオンにして出力を放電しようとします。BGとTGをディスエーブルすると、プリバイアスされた出力電圧の放電が防止されます。TK/SSと内部ソフトスタートの両方が、500mVか V_{FB} のどちらか低い方を超えると、TGとBGがイネーブルされます。ただし、プリバイアスがOVスレッシュホールドより高いと、ボトム・ゲートが直ちにオンして、出力をレギュレーション範囲に戻します。

過電流フォールトからの回復

電源の出力にプリセットされた電流制限を超える負荷がかかると、負荷によって安定化出力電圧が低落します。出力は、非常に低インピーダンスの経路を通したグラウンドへの短絡、または抵抗性の短絡が可能です。この場合、負荷電流がプリセットされた電流制限に等しくなるまで、出力は部分的に低落します。コントローラは短絡への電流をソースし続けます。「標準的性能特性」のセクションの電流フォールドバックのグラフに示すように、ソースされる電流の大きさは I_{LIM} ピンの設定と V_{FB} 電圧に依存します。

短絡の解除時に、出力は内部ソフトスタート機能を使ってソフトスタートを行うので、出力のオーバーシュートが低減されます。この機能がないと、出力コンデンサは電流が制限されて充電されることになり、出力容量を最小限に抑えたアプリケーションでは、これによって出力のオーバーシュートが生じる可能性があります。過電流からの回復時に、電流制限フォールドバックはディスエーブルされません。ハードな短絡から再起動するため、負荷はフォールドバック電流制限スレッシュホールドより下にステップする必要があります。

過熱保護

周囲温度や負荷が過大で、エアフローまたはヒートシンクが十分でないと、デバイス、インダクタ、FETなどが高温に曝される可能性がありますこの熱ストレスは部品の寿命を短くし、深刻な場合には直ちに致命的損傷を与える恐れがあります。電源を過度の熱ストレスから保護するため、LTC3867は、デバイスの温度ベースの固定されたサーマルシャットダウン機能と外付けインダクタによる調整可能な温度ベースのサーマルシャットダウン機能を備えています。内部サーマル・シャットダウンは160°Cに設定されており、10°Cのヒステリシスがあります。デバイスが160°Cに達すると、デバイスが150°C以下にクールダウンするまで、TGとBGの両方がディスエーブルされます。

さらに、ITSDピンが20 μ Aの電流をソースします。このピンとグラウンドの間に、村田製作所のPRF18シリーズのPTCサーミスタをインダクタに近づけて配置することにより、インダクタが予め設定された温度に達するときに、トップとボトムのFETをオフすることができます。村田製作所のPRF18シリーズのPTCサーミスタの室温での標準抵抗は470 Ω です。これらの温度依存性は非線形です。非常に狭い温度範囲で、抵抗が数桁変化します。LTC3867は、PTCサーミスタの抵抗が約47kのときにトリップします。PRF18シリーズには様々なトリップ・ポイントのサーミスタがあるので、望みのシャットダウン温度に基づいて選択してください。PRF18シリーズのPTCサーミスタの詳細については、村田製作所のデータシートを参照してください。

スロープ補償とインダクタのピーク電流

スロープ補償により、高いデューティ・サイクルでの低調波発振が防止されるので、固定周波数電流モード・アーキテクチャの安定性が得られます。これは、40%を超えるデューティ・サイクルのインダクタ電流信号に補償ランプを追加することによって内部で実現されます。このため、一般に40%を超えるデューティ・サイクルでは最大インダクタ・ピーク電流が減少します。ただし、LTC3867はこの補償ランプに対抗する方式を使用するので、全てのデューティ・サイクルにわたって最大インダクタ・ピーク電流は影響を受けません。

アプリケーション情報

インダクタの値の計算

望みの入力電圧と出力電圧が与えられると、インダクタ値と動作周波数 f_{OSC} によって直ちにインダクタのピーク・トゥ・ピーク・リップル電流が決まります。

$$I_{RIPPLE} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \left(\frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f_{OSC} \cdot L} \right)$$

リップル電流が小さいと、インダクタのコア損失、出力コンデンサのESR損失、さらに出力電圧リップルが減少します。このように、周波数が低くリップル電流が小さい場合に最も高効率の動作が得られます。ただし、これを達成するには大きなインダクタが必要です。

妥当な出発点として、 $I_{OUT(MAX)}$ の約40%のリップル電流を選択します。入力電圧が最大のときに最大リップル電流が生じることに注意してください。リップル電流が規定された最大値を超えないように保証するには、次式に従ってインダクタを選択します。

$$L \geq \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f_{OSC} \cdot I_{RIPPLE}} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

インダクタのコアの選択

インダクタンス値が決定されたら、次にインダクタの種類を選択する必要があります。インダクタ値が同じ場合、コア損失はコア・サイズではなく、選択したインダクタンスによって大きく異なります。インダクタンスが増加するとコア損失が減少します。インダクタンスを大きくするにはワイヤ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小さく、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、設計電流のピーク値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。

パワー MOSFET とショットキー・ダイオード (オプション) の選択

少なくとも2個の外付けパワー MOSFET を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チャネル MOSFET、ボトム (同期) スイッチ用に1個以上のN-チャネル MOSFET です。選択された全ての MOSFET の個数、種類およびオン抵抗は、MOSFET が使用される実際の場所 (メインまたは同期) とともに降圧比を考慮に入れます。出力電圧が入力電圧の1/3より小さいアプリケーションのトップ MOSFET には、はるかに小型で入力容量の小さな MOSFET を使用します。 $V_{IN} \gg V_{OUT}$ のアプリケーションでは、トップ MOSFET のオン抵抗は、300kHz を超える動作周波数での入力容量に比べて、全体の効率に対して通常重要ではありません。MOSFET のメーカーは、スイッチング・レギュレータのアプリケーションのメイン・スイッチ用に、オン抵抗が適度に低く、入力容量を大幅に下げた専用デバイスを設計しています。

MOSFET のピーク・トゥ・ピークのゲート・ドライブ・レベルは電圧 V_{INTVCC} によって設定されるので、ほとんどのアプリケーションではロジックレベル・スレッシュホールドの MOSFET を使用する必要があります。MOSFET の BV_{DSS} の仕様にも十分注意を払ってください。ロジック・レベル MOSFET の多くは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 $R_{DS(ON)}$ 、入力容量、入力電圧、最大出力電流などがあります。MOSFET の入力容量は複数の構成要素が組み合わされたものですが、ほとんどのデータシートに含まれる標準的ゲート電荷曲線 (図9) から得られます。この曲線は、コモンソースの電流源負荷段のゲートに一定の入力電流を強制し、時間に対してゲート電圧をプロットして作成されたものです。

最初の傾斜した部分は、ゲート・ソース間およびゲート・ドレイン間容量の影響によるものです。曲線の平坦な部分はドレインが電流源負荷両端の電圧を下げるのに伴うドレイン-ゲート間容量のミラー乗算効果の結果です。上側の傾斜した部分は、ドレイン-ゲート間蓄積容量とゲート・ソース間容量によるものです。ミラー電荷 (曲線が平坦な a から b までの水平軸の

アプリケーション情報

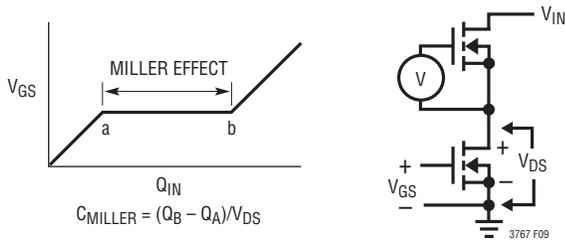


図9. ゲート電荷特性

クーロン値の増加分)は特定のVDSドレイン電圧に対して規定されていますが、曲線で規定されているVDS値に対するアプリケーションのVDSの比を掛けることにより、異なったVDS電圧に対して補正することができます。CMILLER項を推定する方法として、メーカーのデータシートでa点からb点までのゲート電荷の変化を求め、規定されているVDS電圧で割ります。CMILLERはトップMOSFETの過渡損失項を決める最重要選択基準ですが、MOSFETのデータシートで直接規定されてはいません。CRSSとCOSは規定されていることがありますが、これらのパラメータの定義は記載されていません。コントローラが連続モードで動作しているとき、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。

$$\text{Main Switch Duty Cycle} = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}}$$

$$\text{Synchronous Switch Duty Cycle} = \left(\frac{V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \right)$$

最大出力電流でのメインMOSFETと同期MOSFETの電力損失は以下の式で与えられます。

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

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

ここで、 δ は $R_{\text{DS(ON)}}$ の温度依存性、 R_{DR} はトップ・ドライバの実効抵抗($V_{\text{GS}} = V_{\text{MILLER}}$ のとき約 2Ω)、 V_{IN} はドレイン電位および特定のアプリケーションのドレイン電位の変化です。 $V_{\text{TH(MIN)}}$ はパワーMOSFETのデータシートの規定ドレイン電流で規定されている標準ゲート・スレッショルド電圧です。 C_{MILLER} はMOSFETのデータシートのゲート電荷曲線と上述の手法を使って計算した容量です。

I^2R 損失の項は両方のMOSFETに共通していますが、トップサイドNチャネルの式にはさらに遷移損失の項があり、これは入力電圧が最大るとき最大になります。 $V_{\text{IN}} < 20\text{V}$ 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、 $V_{\text{IN}} > 20\text{V}$ では遷移損失が急激に増加し、実際には C_{MILLER} が小さくて $R_{\text{DS(ON)}}$ 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で、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。

MOSFETの場合の $(1 + \delta)$ の項は一般に正規化された $R_{\text{DS(ON)}}$ と温度の曲線と与えられますが、低電圧MOSFETの場合の近似値として $\delta = 0.005/^\circ\text{C}$ を使用することができます。

オプションのショットキー・ダイオードは、2個の大型パワーMOSFETの導通期間と導通期間の間のデッドタイム中にだけ導通します。これにより、ボトムMOSFETのボディ・ダイオードがデッドタイムの間オンして電荷を蓄積するのを防止し、効率を数%低下させる逆回復時間を不要にします。2A~8Aのショットキー・ダイオードは平均電流が比較的小さいため、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。

CINとCOUT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 $(V_{\text{OUT}})/(V_{\text{IN}})$ の方形波になります。大きな過渡電圧を防止するには、1つのチャネルの最大RMS電流に対応できる容量の低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。

$$C_{\text{IN Required}} I_{\text{RMS}} \approx \frac{I_{\text{MAX}}}{V_{\text{IN}}} [(V_{\text{OUT}})(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}})]^{1/2}$$

アプリケーション情報

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・メーカーはリップル電流定格をわずかに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。LTC3867は動作周波数が高いので、 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。

小型設計ではセラミック・コンデンサが広く普及してきていますが、いくつかの注意点を守る必要があります。X7R、X5R および Y5V は誘電体層に使われるセラミック材のいくつかの例ですが、これらの異なった誘電体は、印加される電圧や温度の条件により、容量値に与える影響が大きく異なります。物理的には、印加される電圧の変化により容量値が変化すると、圧電効果が付随し、音を生じます。可聴周波数で変化する電流を流す負荷の場合、付随して変化する入力電圧をセラミック・コンデンサに生じ、可聴信号を生じることがあります。二次的な問題は、電荷の増加に伴って容量が減少しつつあるセラミック・コンデンサへ逆流するエネルギーに関係しています。電圧が上昇するにつれて容量値が減少するため、供給されている一定の電流よりもかなり高い速度で電圧が上昇することがあります。それでも、セラミック・コンデンサは ESR が非常に小さいので、適切なものを選択して使用すると、全体の損失を最小限に抑えることができます。

小さな ($0.1\mu\text{F} \sim 1\mu\text{F}$) バイパス・コンデンサを LTC3867 に近づけて、デバイスの V_{IN} ピンとグランド間に配置することも推奨します。 C_{IN} ($C1$) と V_{IN} ピン間に $2.2\Omega \sim 10\Omega$ の抵抗を置くと、さらに絶縁されます。

C_{OUT} は必要な等価直列抵抗 (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処理を行うのに十分です。定常状態の出力リップル (ΔV_{OUT}) は次式で決まります。

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

ここで、 f = 動作周波数、 C_{OUT} = 出力容量、 ΔI_{RIPPLE} = インダクタのリップル電流です。 ΔI_{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大きくなります。以下のことを仮定すると、 $\Delta I_{RIPPLE} = 0.4I_{OUT(MAX)}$ のとき出力リップルは最大 V_{IN} で 50mV より小さくなります。

$$C_{OUT} \text{ に必要な } ESR < N \cdot R_{SENSE}$$

および

$$C_{OUT} > \frac{1}{(8f)(R_{SENSE})}$$

小型表面実装パッケージの低 ESR コンデンサの登場により、物理的に非常に小さな実装が可能になりました。 I_{TH} ピンを使ってスイッチング・レギュレータのループを外部で補償することができるので、出力コンデンサの種類を非常に広い範囲で選択することができます。コンデンサのそれぞれの種類のインピーダンス特性は理想的コンデンサとはかなり異なっているので、設計段階で正確なモデリングまたはベンチ評価が必要です。ニチコン、日本ケミコン、三洋電機などのメーカーの高性能スルーホール・コンデンサを検討します。三洋製の OS-CON 半導体誘電体コンデンサとパナソニックの SP 表面実装コンデンサは (ESR・サイズ) の積が優れています。

C_{OUT} の ESR 要件が満たされていると、RMS 電流定格は一般に $I_{RIPPLE(P-P)}$ の要件をはるかに上回ります。AVX、太陽誘電、村田製作所、およびトーキンのセラミック・コンデンサは、容量値が大きく、ESR が非常に小さいので、出力電圧の低いアプリケーションに特に適しています。

表面実装のアプリケーションでは、アプリケーションの ESR 要件または RMS 電流処理要件を満たすため、複数のコンデンサを並列に接続する必要があるかもしれません。アルミ電解コンデンサと乾式タンタル・コンデンサの両方とも表面実装タイプが提供されています。新型の特殊ポリマー表面実装コンデンサも ESR は非常に小さいのですが、単位体積あたりの容量密度ははるかに低くなります。タンタル・コンデンサの場合、スイッチング電源に使用するためのサージテストが実施されていることが不可欠です。表面実装タンタル・コンデンサの AVX の TPS、AVX の TPSV、KEMET の T510 シリーズまたは表面実装特殊ポリマ・コンデンサのパナソニックの SP シリーズが最適で、高さが $2\text{mm} \sim 4\text{mm}$ のケースで供給されています。

アプリケーション情報

他のコンデンサの種類としては、三洋電機のPOSCAP、三洋電機のOS-CON、ニチコンのPLシリーズ、そしてSpragueの595Dシリーズなどがあります。その他の特長についてはメーカーにお問い合わせください。

差動アンプ

LTC3867は真のリモート電圧検出機能を備えています。検出接続点は、緊密に結合した1対の共通PCトレースを介して、負荷から差動アンプの入力に戻ります。差動アンプは、グラウンド・ループの乱れや、PC基板のフィードバック・トレースへの容量性や誘導性の放射によって生じた同相信号を除去します。LTC3867の差動アンプのDIFF⁺は高入力インピーダンスです。このアンプは、負荷に4端子接続した帰還分圧器とともに使用するように設計されています。差動アンプの出力はV_{FB}ピンに接続します。

非線形制御ループ

LTC3867は独自の制御ループを備えており、過渡応答を大幅に高速化することができます。この機能はIFASTピンによってイネーブルされ、設定されます。IFASTがINTV_{CC}に接続されると、非線形制御ループがディスエーブルされます。V_{IFAST}はIFASTピンで設定することができる電圧です。IFASTピンから10μAの高精度電流が流れ出します。SGNDとの間に抵抗を接続すると、V_{IFAST}電圧が設定されます。V_{IFAST}が1.4V以下に設定されると、1.4VとV_{IFAST}の差により、非線形制御をトリガするスレッシュホールド電圧が設定されます。非線形制御は、V_{FB}がUVとOVのウィンドウ内にあるときだけイネーブルされます。これがイネーブルされるのは強制連続動作の場合だけです。

非線形制御がイネーブルされると、全てのチャンネルのトップ・ゲートが次の場合にオンします。

$$V_{FB} = V_{REF} - \frac{1.4 - V_{IFAST}}{12.5}$$

ここで、V_{REF}はリファレンス電圧(通常0.6V)、V_{FB}は帰還電圧です。

外部のソフトスタートとトラッキング

LTC3867は自己でソフトスタートを行うか、または別のチャンネルや外部電源の出力をトラッキングする能力があります。コントローラが自己でソフトスタートするように構成設定されている場合、コンデンサをそのTK/SSピンに接続するか、または内部ソフトスタートを使用することができます。RUNピンの電圧が1.22Vより低い場合、コントローラはシャットダウン状態であり、そのTK/SSピンはこのシャットダウン状態ではアクティブにグラウンドに引き下げられます。RUNピンの電圧が1.22Vを超えるとコントローラが起動します。次いで、1.25μAのソフトスタート電流がTK/SSのソフトスタート・コンデンサの充電を開始します。ソフトスタートまたはトラッキングはコントローラの最大出力電流を制限することによってではなく、TK/SSピンのランプ・レートに従って出力ランプ電圧を制御することによって実現されることに注意してください。滑らかなソフトスタートまたはトラッキングを実現するため、電流フォールドバックはこのフェーズの間ディスエーブルされます。ソフトスタートまたはトラッキングの範囲は、TK/SSピンが0V～0.6Vの電圧範囲になるように定められます。合計ソフトスタート時間は次のように計算できます。

$$t_{SOFTSTART} = 0.6 \cdot \frac{C_{SS}}{1.25\mu A}$$

MODEピンで選択されたモードに関係なく、TK/SS = 0.5Vまではコントローラは常に不連続モードで起動します。TK/SS = 0.5V～0.565Vでは強制連続モードで動作し、TK/SS > 0.565Vになると選択されたモードに復帰します。65mVの強制連続モード範囲の間は出力リップルが最小限に抑えられ、クリーンなPGOOD信号を保証します。チャンネルが別の電源をトラッキングするように構成されると、その別の電源の帰還電圧が抵抗分圧器によって再現され、TK/SSピンに与えられます。したがって、このピンの電圧ランプレートは別の電源の電圧のランプレートによって決まります。内部ソフトスタート・ランプより遅い別の電源のトラッキングのみを行うことができます。ソフトスタート・コンデンサの小さな充電電流が常に流れており、小さなオフセット誤差が生じることに注意してください。この誤差を最小限に抑えるために、この誤差を無視できるほど

アプリケーション情報

の小さいトラッキング抵抗分圧器の値を選択します。ソフトスタート・フェーズが終了した後、別のチャンネルまたは電源をトラックダウンするため、LTC3867は V_{FB} が0.555Vの低電圧スレッシュホールドを下回ると、MODEピンの設定に関係なく、直ちに連続モードの動作に強制されます。ただし、負荷がないときは常にLTC3867を強制連続モードのトラックダウンに設定します。TK/SSが0.1Vより低くなると、コントローラは不連続モードで動作します。

LTC3867を使用すると、ユーザーはTK/SSピンにより、その出力がどのようにランプアップ/ランプダウンするかを設定することができます。図10に示すように、これらのピンを介して、別の電源の出力を同時トラッキング、または比例トラッキングするように出力を設定することができます。以下の説明では、 V_{OUT2} はスレーブとしてのLTC3867の出力を指し、 V_{OUT1} はマスタとしての別の電源の出力を指します。図10aの同時トラッキングを実現するには、追加の抵抗分圧器を V_{OUT1} に接続し、その中点をスレーブ・コントローラのTK/SSピンに接続します。こ

の分圧器の比は、図11aに示すスレーブ・コントローラの帰還分圧器の比と同じ値にします。このトラッキング・モードでは、 V_{OUT1} は V_{OUT2} より高く設定する必要があります。図10bの比例トラッキングを実現するには、 V_{OUT2} の分圧器の比を図11bに示すマスタ・コントローラの帰還分圧器と同一にします。異なる抵抗を選択することにより、LTC3867は図10の2つのモードを含む異なったトラッキング・モードを実現することができます。

では、どのモードを設定すべきでしょうか。図10のどちらのモードも実際のほとんどのアプリケーションに使用できますが、何らかのトレードオフを行います。比例モードでは一対の抵抗を省けますが、同時モードでは出力のレギュレーションが向上します。比例トラッキングでは、マスタ・コントローラの出力がダイナミックに変化する時(たとえば、負荷過渡時)、スレーブ・コントローラの出力も影響を受けます。出力をさらに安定化するには、比例トラッキング・モードの代わりに、同時トラッキング・モードを使用します。

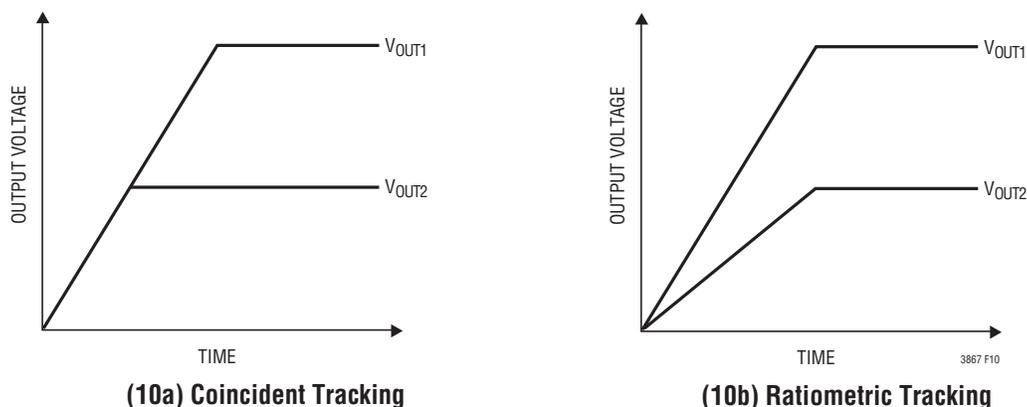


図10. 出力電圧トラッキングの2つの異なるモード

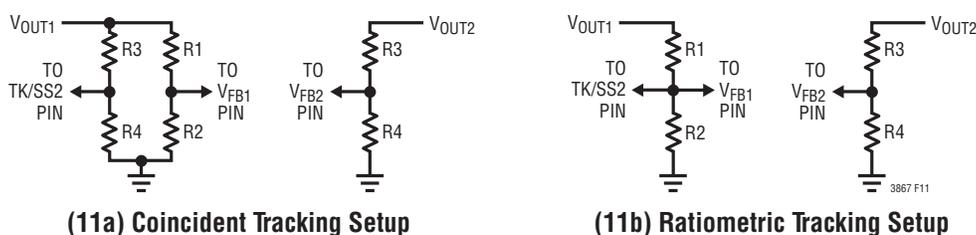


図11. 同時トラッキングと比例トラッキングの設定

アプリケーション情報

INTV_{CC}(LDO)とEXTV_{CC}

LTC3867は真のPMOS LDOを備えており、V_{IN}電源からINTV_{CC}に電力を供給します。INTV_{CC}はゲート・ドライバとLTC3867の内部回路のほとんどに電力を供給します。V_{IN}が5.8Vより高いとき、LDOはINTV_{CC}ピンの電圧を5.3Vに安定化します。EXTV_{CC}はPチャネルMOSFETを介してINTV_{CC}に接続され、その電圧が4.7Vより高いときに必要な電力を供給することができます。これらはどちらも100mA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・コンデンサまたは低ESR電解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。どのような種類のバルク・コンデンサを使用するにしても、追加の0.1μFセラミック・コンデンサをINTV_{CC}ピンとPGNDピンに隣接して接続することを強く推奨します。MOSFETゲート・ドライバが必要とする大きな過渡電流を供給するには、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のアプリケーションでは、LTC3867の最大接合部温度定格を超える恐れがあります。ゲート充電電流によって左右されるINTV_{CC}電流は、5.3V LDOまたはEXTV_{CC}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4.5Vより低いと、LDOがイネーブルされます。この場合のデバイスの電力損失は最大となり、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、ゲート充電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」の表のNote 2に示されている式を使用して推定することができます。たとえば、LTC3867のINTV_{CC}電流は、UFパッケージでEXTV_{CC}電源を使用していないとき、次に示すように、70°Cの周囲温度で38Vの電源の場合30mA以下に制限されます。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (30\text{mA})(38\text{V})(47^\circ\text{C}/\text{W}) \cong 125^\circ\text{C}$$

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(MODE = SGND)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}に印加された電圧が4.7Vを上回ると、INTV_{CC} LDOがオフしてEXTV_{CC}がINTV_{CC}に接続されます。EXTV_{CC}に印加された電圧が4.5Vを超えている限り、EXTV_{CC}はオンのままです。EXTV_{CC}を使用することにより、通常動作時に高効率のスイッチング・レギュレータの出力からMOSFETドライバと制御用の電力を引き出すことができます。EXTV_{CC}を介して規定値以上の電流が必

要な場合は、EXTV_{CC}ピンとINTV_{CC}ピンの間に外付けショットキー・ダイオードを追加できます。EXTV_{CC}ピンには6Vより高い電圧は印加しないで、EXTV_{CC} < V_{IN}に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、EXTV_{CC}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。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から次の値まで下がります。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (30\text{mA})(5\text{V})(47^\circ\text{C}/\text{W}) = 77^\circ\text{C}$$

ただし、低電圧出力の場合、出力からINTV_{CC}の電力を得るには追加の回路が必要です。

以下に、EXTV_{CC}に対して可能な4つの接続方法を示します。

1. EXTV_{CC}をオープンのままにします(または接地します)。こうすると、内部LDO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の外部電源を利用できる場合、MOSFETゲート・ドライブの要件に適合していれば、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レギュレータなど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。

主入力電源が5Vのアプリケーションでは、V_{IN}ピンとINTV_{CC}ピンを相互に接続し、結合されたこれらのピンを、図12に示すように1Ωまたは2.2Ωの抵抗を使って5V入力に接続し、ゲート充電電流によって生じる電圧降下を最小限に抑えます。これにより、INTV_{CC}リニア・レギュレータが無効になり、損失電圧によってINTV_{CC}が低くなりすぎないようにします。INTV_{CC}電圧がMOSFETのR_{DS(ON)}テスト電圧(ロジック・レベルのデバイスの場合、標準4.5V)に等しいか、それより高いことを確認します。

アプリケーション情報

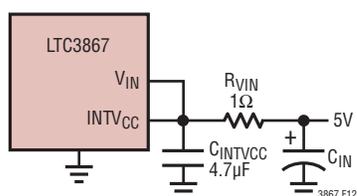


図 12. 5V 入力の設定

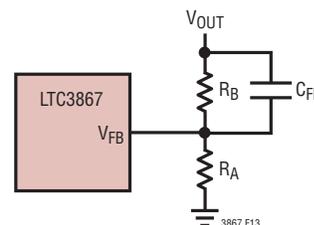


図 13. 出力電圧の設定

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付けブートストラップ・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} から外付けダイオード D_B を介して充電されます。トップサイド MOSFET をオンするとき、ドライバはその 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、それに従って BOOST ピンが上昇します。トップサイド MOSFET がオンしているとき、昇圧電圧は入力電源より高くなります。

$$V_{\text{BOOST}} = V_{\text{IN}} + V_{\text{INTVCC}} - V_{\text{DB}}$$

昇圧コンデンサ C_B はトップサイド MOSFET の全入力容量の 100 倍の値が必要です。外付けショットキー・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。変更を加えて入力電流が減少すれば、効率は向上しています。入力電流に変化がなければ効率にも変化がありません。

出力電圧の設定

LTC3867 の出力電圧は、図 13 に示すように、出力両端に注意深く配置した外付け帰還抵抗分圧器によって設定されます。安定化された出力電圧は次式から求められます。

$$V_{\text{OUT}} = 0.6\text{V} \cdot \left(1 + \frac{R_{\text{B}}}{R_{\text{A}}}\right)$$

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。

差動アンプを使用する場合、抵抗分圧器のセンタータップを差動アンプの非反転入力 (DIFF⁺) に接続します。この場合、DIFFOUT を V_{FB} に短絡します。

フォールト状態: 電流制限と電流フォールドバック

LTC3867 には、出力がグラウンドに短絡したときに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 50% を下回ると、最大検出電圧はその設定された最大値からその最大値の 1/3 まで次第に低下します。フォールドバック電流制限は、TK/SS ピンを使ったソフトスタートまたはトラックアップの間はディスエーブルされます。内部ソフトスタートではディスエーブルされません。デューティ・サイクルが非常に低いときの短絡状態では、LTC3867 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、LTC3867 の最小オン時間 t_{ON(MIN)} (約 65ns)、入力電圧およびインダクタ値によって決まります。

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

この結果、短絡電流は次式で求められます。

$$I_{\text{SC}} = \left(\frac{1/3 V_{\text{SENSE(MAX)}}}{R_{\text{SENSE}}} - \frac{1}{2} \Delta I_{\text{L(SC)}} \right)$$

短絡後、または内部ソフトスタートでの起動時は、負荷電流にフォールドバック電流制限を考慮するようにします。

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

LTC3867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のターンオンを、MODE/PLLINピンに与えられた外部クロック信号の立ち上が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シフトをゼロ度にしします。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、内部フィルタ・ネットワークを充電する1対の相補型電流源です。FREQピンから20 μ Aの高精度電流が流れ出します。これにより、MODE/PLLINピンに外部クロックが与えられない場合、1本の抵抗をSGNDに接続してスイッチング周波数を設定することができます。FREQピンと内蔵PLLフィルタ・ネットワークの間の内部スイッチがオンするので、フィルタ・ネットワークはFREQピンの電圧と同じ電圧でプリチャージすることができます。FREQピンの電圧と動作周波数の関係が図14に示されており、「電気的特性」の表で規定されています。外部クロックがMODE/PLLINピンで検出されると、上で述べた内部スイッチがオフし、FREQピンの影響を遮断します。LTC3867は周波数が内部VCOの範囲にある外部クロックにだけ同期できることに注意してください。簡略ブロック図を図15に示します。

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、フィルタ・ネットワークをプルアップします。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、フィルタ・ネットワークの入力をプルダウンします。外部周波数と内部周波数が等しくても位相が異なると、位相差に相当する時間だけ電流源がオンします。フィルタ・ネットワークの電圧は、内部発振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。

外部クロック入力(MODE/PLLIN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1Vです。

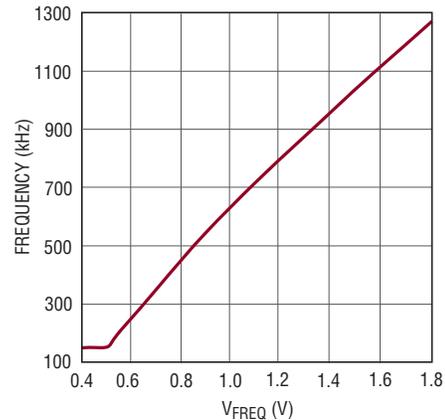


図14. 発振器周波数とFREQピンの電圧の関係

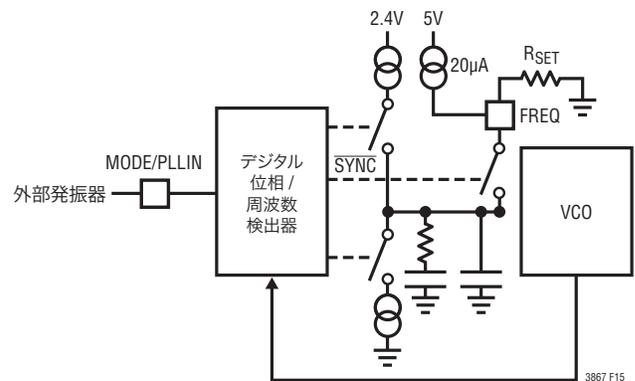


図15. フェーズロック・ループのブロック図

最小オン時間に関する検討事項

最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ は、LTC3867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リミットに接近する可能性があるため、次の条件を満たすように注意が必要です。

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

アプリケーション情報

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、電圧リップルと電流リップルが増加します。LTC3867の最小オン時間は(PCBのレイアウトに問題がなければ)約65ns、インダクタ電流リップルは最小30%、電流検出信号のリップルは少なくとも10mVです。最小オン時間はPCBの電圧ループや電流ループのスイッチング・ノイズの影響を受けることがあります。ピーク検出電圧が低下するに従って最小オン時間は約100nsまで次第に増加します。これは、軽負荷でリップル電流が小さ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を下回ると、大きなサイクル・スキップが生じる恐れがあり、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表示の効率は、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すべての要素で損失が生じますが、LTC3867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} 電流は「電気的特性」の表に記載されているDC消費電流であり、MOSFETドライバと制御回路の電流は含まれません。 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ドライバと制御電流の和です。MOSFETドライバの電流はパワー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”に切り替わる度に、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}を介してINTV_{CC}に電力を供給すると、ドライバ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)に比例して減少します。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。これにより、中間電流損失が10%以上(ドライバが V_{IN} から直接電力を供給されている場合)からわずかに数パーセントに減少します。

3. I^2R 損失は(もし使用されていれば)ヒューズ、MOSFET、インダクタ、電流センス抵抗の各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_{DSON}がほぼ同じ場合、片方のMOSFETの抵抗にLの抵抗とR_{SENSE}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、各値がR_{DSON} = 10mΩ、R_L = 10mΩ、R_{SENSE} = 5mΩであれば、全抵抗は25mΩになります。この結果、5V出力の場合、出力電流が3Aから15Aに増加すると損失は2%~8%、あるいは3.3V出力では3%~12%の範囲になります。

外付け部品と出力電力レベルが同じ場合は、効率は 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てきており、電流は増加してきているので、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。

アプリケーション情報

4. 遷移損失はトップサイドMOSFETだけに生じ、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定できます。

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

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を非常に小さくすれば最小限に抑えることができます。25W電源は、一般にESRが最大20m Ω ~50m Ω で容量が最小20 μ F~40 μ Fのコンデンサを必要とします。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%にもなりません。

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ることによってチェックできます。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 $\Delta I_{LOAD} \cdot ESR$ 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。 I_{TH} ピンが備わっているので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、立ち上がり時間、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。このピンの立ち上がり時間を調べることにより、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} ピンの外付け部品

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 R_C - C_C 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、最終的な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容量値を決定した後で、過渡応答を最適化するために多少は(推奨値の0.5~2倍)変更することができます。出力コンデンサの様々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。立ち上がり時間が1 μ s~10 μ s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、適切な信号発生器でそのゲートをドライブします。出力電流のステップ変化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に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 を減少させるのと同じ比率で 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動作は閉ループ・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(>1 μ F)電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷のスイッチが入れられると、さらに大きな過渡変動が発生します。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} が急降下します。負荷スイッチの抵抗が小さく、かつ短時間でドライブされると、どのよう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} と C_{OUT} の比率が1:50より大きい場合、負荷の立ち上がり時間が約 $25 \cdot C_{LOAD}$ に制限されるように、スイッチの立ち上がり時間を制御します。したがって、10 μ Fのコンデンサでは250 μ sの立ち上がり時間が必要で、充電電流は約200mAに制限されます。

アプリケーション情報

PC基板のレイアウトのチェックリスト

PC基板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16のレイアウト図にも示してあります。PC基板のレイアウトでは以下の項目をチェックしてください。

1. INTV_{CC}のデカップリング・コンデンサをデバイスに隣接させてINTV_{CC}ピンとPGNDプレーンの間に配置します。X7RまたはX5Rタイプの1 μ Fセラミック・コンデンサは十分小さいのでデバイスにぴったりと合い、ボトムMOSFETをドライブする大きな電流パルスの悪影響を最小限に抑えます。デバイス内部の電源を安定化させておくため、4.7 μ F～10 μ Fのセラミック、タンタルなどのESRが非常に小さいコンデンサを追加することを推奨します。
2. C_{OUT}の(+)端子と(-)端子の間に帰還分圧器を配置します。DIFF⁺とDIFF⁻は、最小のPCトレース間隔でデバイスから帰還分圧器に配線します。
3. SENSE⁺とSENSE⁻のプリント回路トレースは最小のPC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のピンに近づけて配置します。図2に示すように、SENSE⁺ピンとSENSE⁻ピンはセンス抵抗のパッドに接続してください。
4. C_{IN}の(+)端子はトップサイドMOSFETのドレインにできるだけ近づけて接続されていますか。このコンデンサはMOSFETにパルス電流を供給します。
5. スwitchング・ノードであるSW、BOOST、およびTGは敏感な小信号ノード(SENSE⁺、SENSE⁻、DIFF⁺、DIFF⁻、V_{FB})から遠ざけてください。理想的には、SW、BOOST、およびTGのプリント回路トレースは、デバイスおよびデバイスの特に**静かな側**から離して配線する必要があります。dv/dtが大きいトレースは、グラウンド・トレースやグラウンド・プレーンを使って敏感な小信号ノードから分離します。
6. ロジック・ゲートのような低インピーダンスのソースを使ってMODE/PLLINピンをドライブし、リードをできるだけ短くします。
7. I_{TH}ピンと信号グラウンド間の47pF～330pFのセラミック・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。スイッチング・レギュレータの全てのブランチ電流を図16に示します。電流波形を観察すると、高スイッチング電流経路の物理的サイズを小さく抑えることがなぜ重要かが明らかになります。これらの**ループ**から、まさに無線局が信号を送信するように強い電磁界が放射されます。出力コンデンサのグラウンドは入力コンデンサの負端子に戻し、スイッチング電流の経路の共通グラウンドを共有しないようにします。回路の左半分は、スイッチング・レギュレータによって生成される**ノイズ**の発生源になります。非常に大きなスイッチ電流が流れるので、同期MOSFETとショットキー・ダイオードのグラウンド終端は、絶縁された短いPCトレースを使って入力コンデンサのボトム・プレートに戻します。外部OPTI-LOOP[®]補償は最適化されていないPCレイアウトには過補償となり、この設計手順は推奨できません。

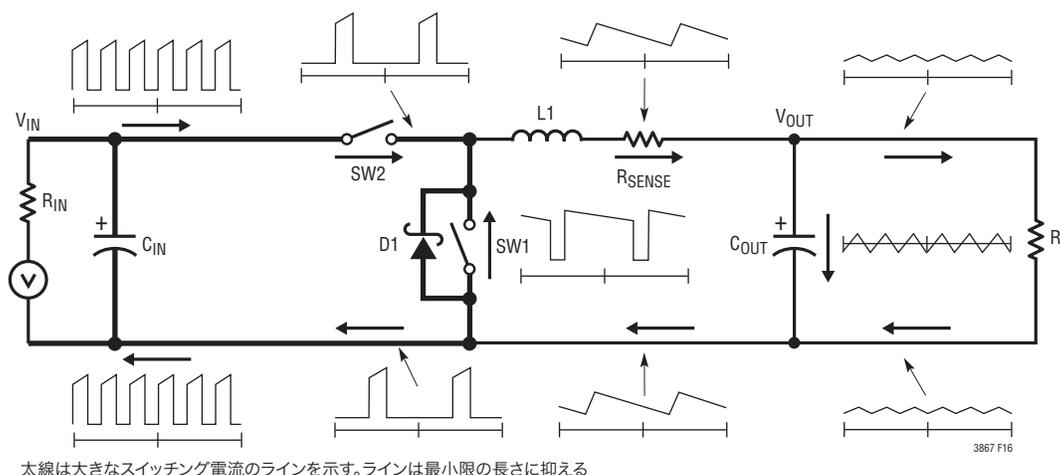


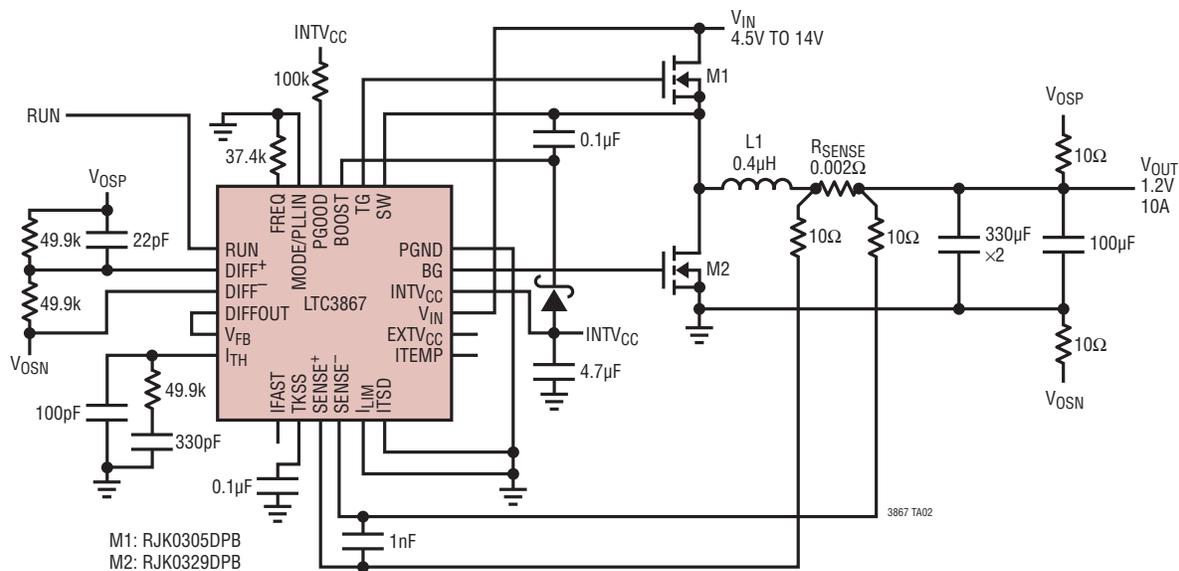
図16. ブランチ電流の波形

アプリケーション情報

8. 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。 V_{FB} および I_{TH} のトレースはできるだけ短くします。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。
9. 改良型の「スター・グラウンド」手法を使用します。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 $INTVCC$ デカップリング・コンデンサのボトム側、帰還抵抗分圧器のボトム、およびデバイスのSGNDピンを接続します。

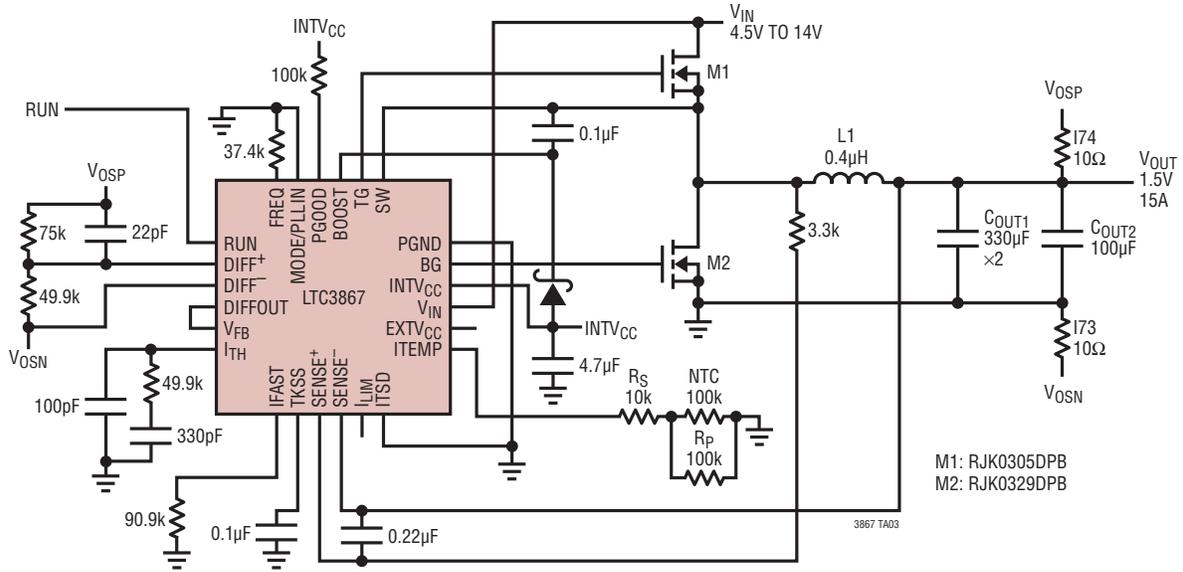
標準的応用例

R_{SENSE}を使用した1.2V/10A出力



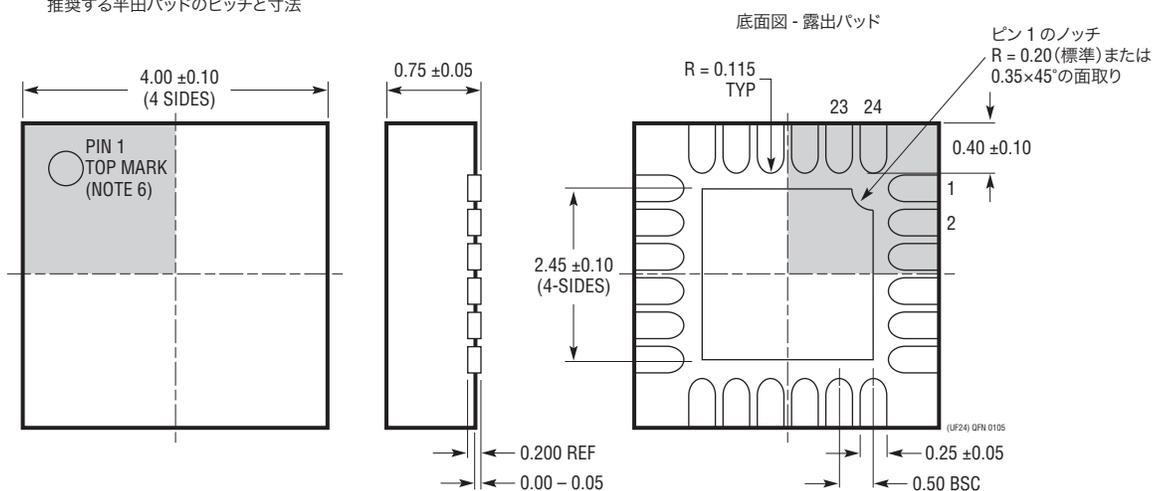
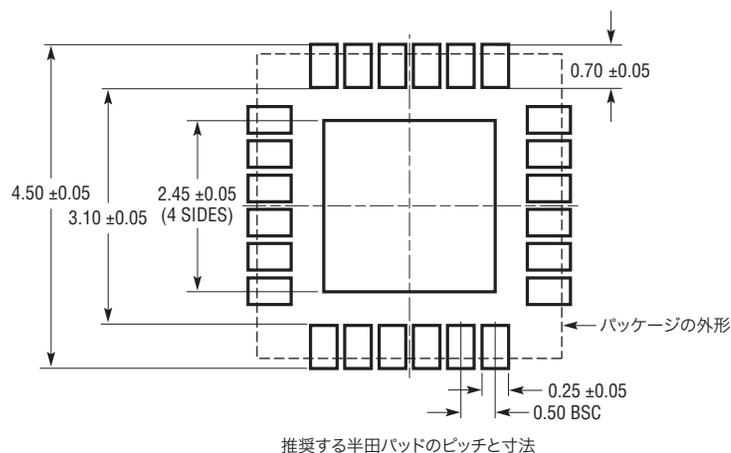
標準的応用例

DCRによる検出、非線形制御、およびDCR温度補償を使用した1.5V/15A出力



パッケージ

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

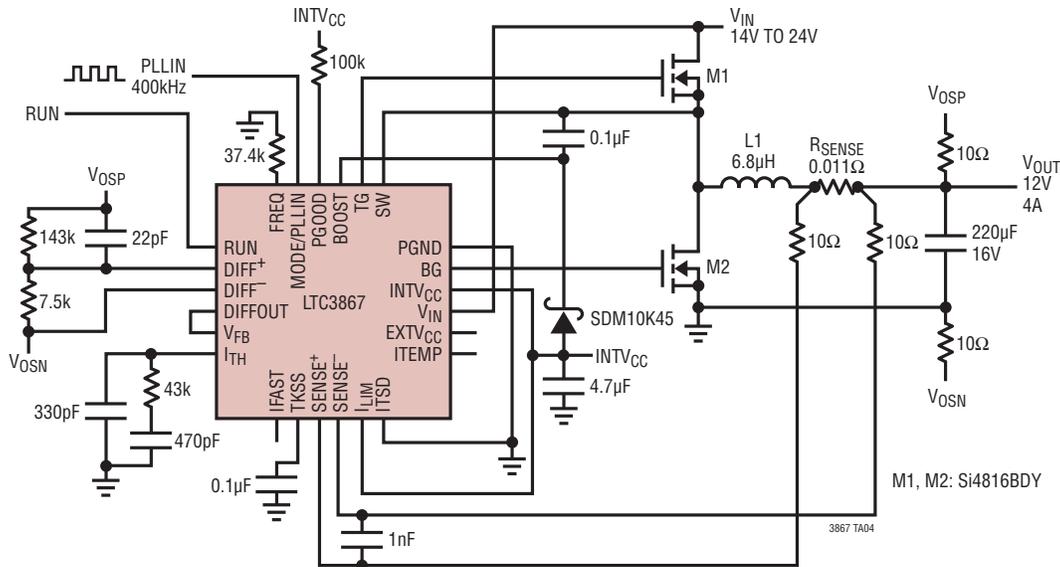


NOTE:

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

標準的応用例

R_{SENSE} を使用し、400kHz に同期した 12V/4A 出力



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3833	差動出力検出付き、高速で高精度の降圧 DC/DC コントローラ	非常に高速な過渡応答、 $t_{ON(MIN)} = 20\text{ns}$ 、 $4.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 38\text{V}$ 、 $0.6\text{V} \leq V_{OUT} \leq 5.5\text{V}$ 、TSSOP-20E および 3mm×4mm QFN-20 パッケージ
LTC3878/ LTC3879	No R _{SENSE} TM 、固定オン時間、同期整流式降圧 DC/DC コントローラ	非常に高速な過渡応答、 $t_{ON(MIN)} = 43\text{ns}$ 、 $4\text{V} \leq V_{IN} \leq 38\text{V}$ 、 $0.6\text{V} \leq V_{OUT} \leq 0.9V_{IN}$ 、SSOP-16、MSOP-16E および 3mm×3mm QFN-16 パッケージ
LTC3775	高周波数、同期整流式電圧モード降圧 DC/DC コントローラ	非常に高速な過渡応答、 $t_{ON(MIN)} = 30\text{ns}$ 、 $4\text{V} \leq V_{IN} \leq 38\text{V}$ 、 $0.6\text{V} \leq V_{OUT} \leq 0.8V_{IN}$ 、MSOP-16E および 3mm×3mm QFN-16 パッケージ
LTC3854	実装面積の小さい同期整流式降圧 DC/DC コントローラ	固定動作周波数: 400kHz、 $4.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 38\text{V}$ 、 $0.8\text{V} \leq V_{OUT} \leq 5.25\text{V}$ 、2mm×3mm QFN-12 パッケージ
LTC3851A/ LTC3851A-1	No R _{SENSE} 、入力電圧範囲の広い同期整流式降圧 DC/DC コントローラ	PLL による固定周波数: 250kHz ~ 750kHz、 $4\text{V} \leq V_{IN} \leq 38\text{V}$ 、 $0.8\text{V} \leq V_{OUT} \leq 5.25\text{V}$ 、MSOP-16E、3mm×3mm QFN-16 および SSOP-16 パッケージ
LTC3891	低消費電流、60V、同期整流式降圧 DC/DC コントローラ	フェーズロック可能な固定周波数: 50kHz ~ 900kHz、 $4\text{V} \leq V_{IN} \leq 60\text{V}$ 、 $0.8\text{V} \leq V_{OUT} \leq 24\text{V}$ 、 $I_Q = 50\mu\text{A}$
LTC3856	差動アンプと DCR の温度補償付き、2 フェーズ、シングル出力、同期整流式降圧 DC/DC コントローラ	PLL による固定周波数: 250kHz ~ 770kHz、 $4.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 38\text{V}$ 、 $0.6\text{V} \leq V_{OUT} \leq 5.25\text{V}$
LTC3829	差動アンプと DCR の温度補償付き、3 フェーズ、シングル出力、同期整流式降圧 DC/DC コントローラ	PLL による固定周波数: 250kHz ~ 770kHz、 $4.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 38\text{V}$ 、 $0.6\text{V} \leq V_{OUT} \leq 5.25\text{V}$
LTC3855	差動リモートセンス付き、2 フェーズ、デュアル出力同期整流式降圧 DC/DC コントローラ	フェーズロック可能な固定周波数: 250kHz ~ 770kHz、 $4.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 38\text{V}$ 、 $0.6\text{V} \leq V_{OUT} \leq 12.5\text{V}$
LTC3860	差動アンプとスリーステート出力ドライブ付き、デュアル、マルチフェーズ、同期整流式降圧 DC/DC コントローラ	パワー・ブロック、DRMOS デバイスまたは外部ドライバ/MOSFET で動作、 $3\text{V} \leq V_{IN} \leq 24\text{V}$ 、 $t_{ON(MIN)} = 20\text{ns}$
LTC3869/ LTC3869-2	高精度マルチフェーズ電流整合付き、2 フェーズ、デュアル出力同期整流式降圧 DC/DC コントローラ	PLL による固定周波数: 250kHz ~ 780kHz、 $4\text{V} \leq V_{IN} \leq 30\text{V}$ 、 $0.6\text{V} \leq V_{OUT} \leq 12.5\text{V}$ 、4mm × 5mm QFN-28 および SSOP-28 パッケージ