

出力電圧をピンで選択可能な デュアル、2フェーズ、同期整流式 DC/DCコントローラ

特長

- 180°位相をずらしたデュアル・コントローラ
- 2つのVIDピンで出力電圧を設定: 0.6V~5V
- 高効率: 最大95%
- R_{SENSE}またはDCRによる電流検出
- フェーズロック可能な固定周波数: 250kHz~770kHz
- 調整可能な電流制限
- デュアルNチャンネルMOSFET同期ドライブ
- 広い入力電圧範囲: 4.5V~38V動作
- 調整可能なソフトスタート電流ランプまたはトラッキング
- 逆電流制限付きの出力過電圧保護
- パワーグッド出力電圧モニタ
- 32ピン5mm×5mm QFNおよび38ピンTSSOPパッケージ

アプリケーション

- DC配電システム

LT, LTC, LTM, Burst Mode, OPTI-LOOP, μ Module, Linear TechnologyおよびLinearのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。No R_{SENSE}はリニアテクノロジー社の商標です。その他の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, 6100678, 6144194, 6177787, 6304066, 6580258を含む米国特許によって保護されています。

概要

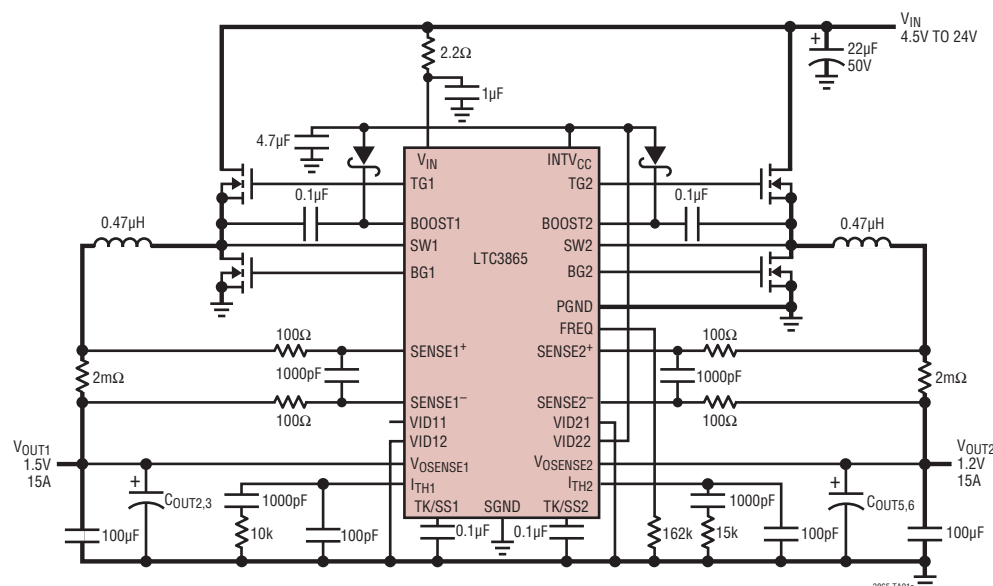
LTC[®]3865/LTC3865-1は、高性能デュアル同期整流式降圧DC/DCスイッチング・レギュレータ・コントローラで、すべてNチャンネルの同期パワーMOSFET段をドライブします。固定周波数電流モード・アーキテクチャにより、最大770kHzの周波数にフェーズロック可能です。2つのコントローラの出力段を位相をずらして動作させることにより、電力損失とノイズを最小限に抑えます。

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。コントローラごとに独立したトラッキング/ソフトスタート・ピンにより、起動時に出力電圧をランプアップします。また、電流フォールドバックにより、短絡時のMOSFETの熱損失を制限します。MODE/PLLINピンを使用して、Burst Mode[®]動作、パルススキップ・モードまたは連続インダクタ電流モードのいずれかを選択することができます。出力電圧はピン・ストラップまたは外付け抵抗を使用して高精度で設定できます。

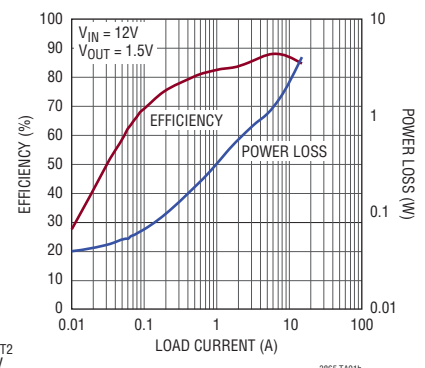
LTC3865/LTC3865-1は高さの低い(5mm×5mm)32ピンQFNパッケージと熱特性が改善された38ピンTSSOPパッケージで供給されます。

標準的応用例

高効率、1.5V/15A、1.2V/15A降圧コンバータ



効率および電力損失と
負荷電流



3865fb

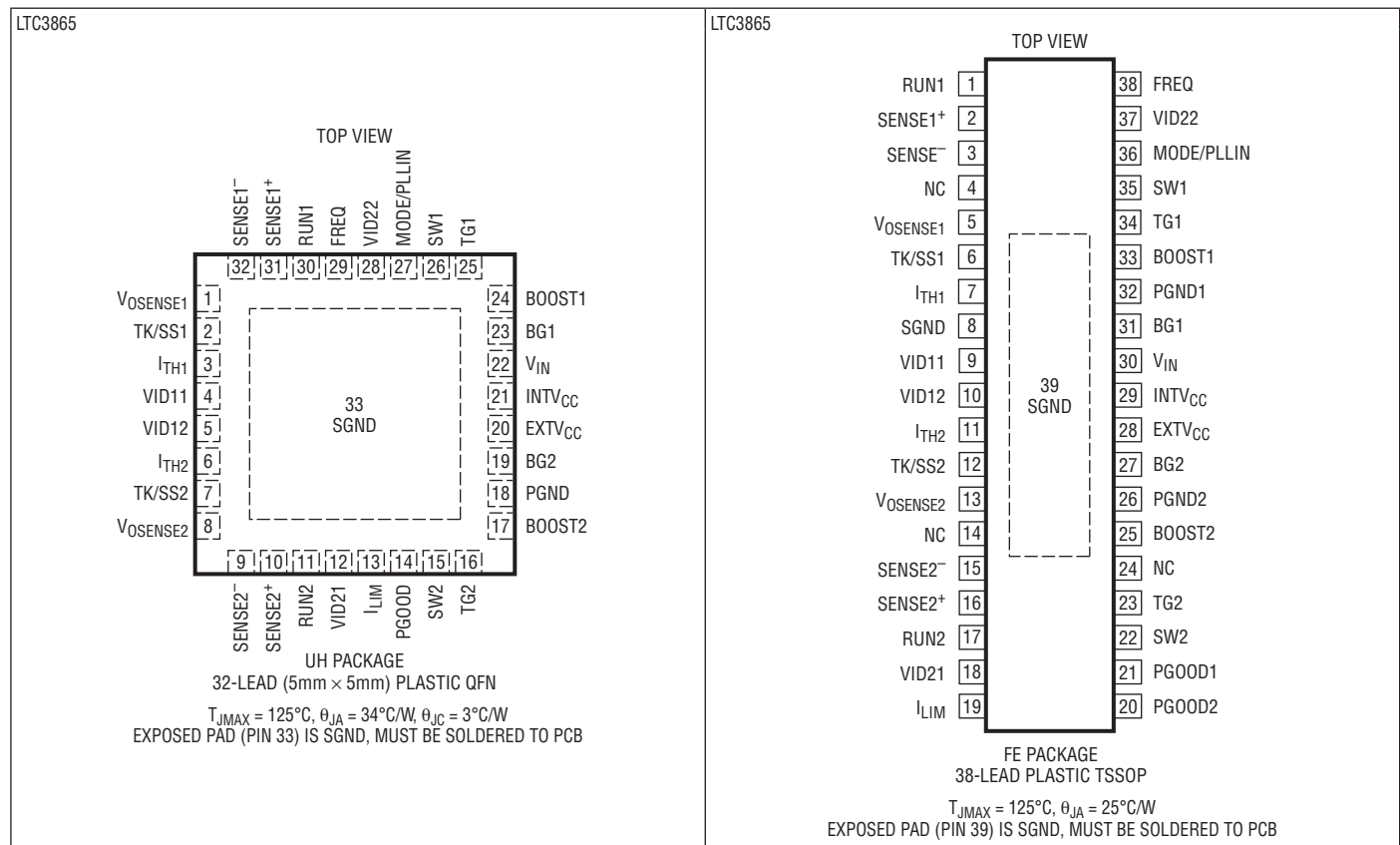
LTC3865/LTC3865-1

絶対最大定格 (Note 1)

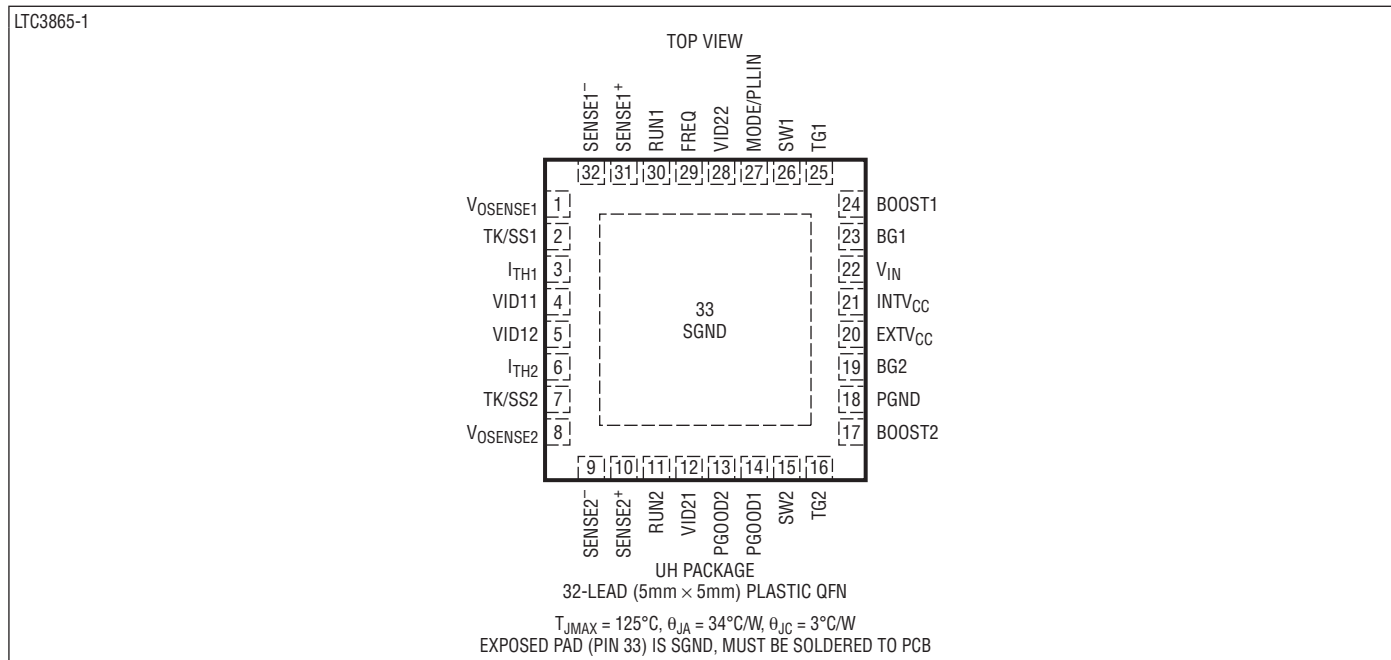
入力電源電圧 (V_{IN}) $-0.3V \sim 40V$
 トップサイド・ドライバ電圧
 BOOST1、BOOST2 $-0.3V \sim 46V$
 スイッチ電圧 (SW1、SW2) $-5V \sim 40V$
 INTV_{CC}、RUN1、RUN2、PGOOD、EXTV_{CC}、
 (BOOST1-SW1)、(BOOST2-SW2) $-0.3V \sim 6V$
 SENSE1⁺、SENSE2⁺、SENSE1⁻、SENSE2⁻、
 VOSENSE1、VOSENSE2の電圧 $-0.3V \sim 5.8V$
 MODE/PLLIN、I_{LIM}、TK/SS1、TK/SS2、VID11、
 VID12、VID21、VID22、FREQの電圧 $-0.3V \sim INTV_{CC}$

I_{TH1}、I_{TH2}の電圧 $-0.3V \sim 2.7V$
 INTV_{CC}のDC出力電流 (Note 9) 80mA
 動作接合部温度範囲 (Note 2、3)
 LTC3865/LTC3865-1 $-40^{\circ}C \sim 125^{\circ}C$
 保存温度範囲 $-65^{\circ}C \sim 125^{\circ}C$
 リード温度 (半田付け、10秒)
 FEパッケージ $300^{\circ}C$

ピン配置



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
LTC3865EUH#PBF	LTC3865EUH#TRPBF	3865	32-Lead (5mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3865EUH-1#PBF	LTC3865EUH-1#TRPBF	38651	32-Lead (5mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3865IUH#PBF	LTC3865IUH#TRPBF	3865	32-Lead (5mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3865IUH-1#PBF	LTC3865IUH-1#TRPBF	38651	32-Lead (5mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3865EFE#PBF	LTC3865EFE#TRPBF	LTC3865FE	38-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LTC3865IFE#PBF	LTC3865IFE#TRPBF	LTC3865FE	38-Lead Plastic TSSOP	-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/tapeandree/> をご覧ください。

LTC3865/LTC3865-1

電気的特性

●は全動作接合部温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、 $V_{RUN1} = V_{RUN2} = 5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Main Control Loops						
V_{IN}	Input Voltage		4.5		38	V
$V_{OSENSE1,2}$	Output Voltage Sensing (E-Grade)	(Note 4) $I_{TH1,2}$ Voltage = 1.2V				
		VID11 = VID21 = GND, VID12 = VID22 = GND	●	1.089	1.100	1.111 V
		VID11 = VID21 = GND, VID12 = VID22 = Float	●	0.990	1.000	1.010 V
		VID11 = VID21 = GND, VID12 = VID22 = INTV _{CC}	●	1.188	1.200	1.212 V
		VID11 = VID21 = Float, VID12 = VID22 = GND	●	1.485	1.500	1.515 V
		VID11 = VID21 = Float, VID12 = VID22 = Float	●	0.596	0.602	0.608 V
		VID11 = VID21 = Float, VID12 = VID22 = INTV _{CC}	●	1.782	1.800	1.818 V
		VID11 = VID21 = INTV _{CC} , VID12 = VID22 = GND	●	2.463	2.500	2.538 V
		VID11 = VID21 = INTV _{CC} , VID12 = VID22 = Float	●	3.251	3.300	3.350 V
		VID11 = VID21 = INTV _{CC} , VID12 = VID22 = INTV _{CC}	●	4.925	5.000	5.075 V
	Output Voltage Sensing (I-Grade)	(Note 4) $I_{TH1,2}$ Voltage = 1.2V				
		VID11 = VID21 = GND, VID12 = VID22 = GND	●	1.084	1.100	1.117 V
		VID11 = VID21 = GND, VID12 = VID22 = Float	●	0.985	1.000	1.015 V
		VID11 = VID21 = GND, VID12 = VID22 = INTV _{CC}	●	1.182	1.200	1.218 V
		VID11 = VID21 = Float, VID12 = VID22 = GND	●	1.478	1.500	1.523 V
		VID11 = VID21 = Float, VID12 = VID22 = Float	●	0.593	0.602	0.611 V
		VID11 = VID21 = Float, VID12 = VID22 = INTV _{CC}	●	1.773	1.800	1.827 V
		VID11 = VID21 = INTV _{CC} , VID12 = VID22 = GND	●	2.450	2.500	2.550 V
		VID11 = VID21 = INTV _{CC} , VID12 = VID22 = Float	●	3.234	3.300	3.366 V
		VID11 = VID21 = INTV _{CC} , VID12 = VID22 = INTV _{CC}	●	4.900	5.000	5.100 V
$I_{OSENSE1,2}$	Feedback Current	(Note 4) VID11 = VID21 = VID12 = VID22 = Float		-10	-50	nA
$V_{REFLNREG}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 4.5\text{V}$ to 38V (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 1.6V	● ●	0.01 -0.01	0.1 -0.1	% %
$g_{m1,2}$	Transconductance Amplifier g_m	$I_{TH1,2} = 1.2\text{V}$; Sink/Source 5 μA ; (Note 4)		2.2		mmho
I_Q	Input DC Supply Current Normal Mode Shutdown	(Note 5) $V_{IN} = 15\text{V}$ $V_{RUN1,2} = 0\text{V}$		3		mA
				30	50	μA
UVLO	Undervoltage Lockout on INTV _{CC}	V_{INTVCC} Ramping Down		3.3		V
UVLO _{HYS}	UVLO Hysteresis			0.55		V
V_{OVL}	Feedback Overvoltage Lockout	Measured at $V_{OSENSE1,2}$ with VID Pins Floating	●	0.64	0.66	0.68 V
I_{SENSE}	Sense Pins Total Current	(Each Channel); $V_{SENSE1,2} = 3.3\text{V}$		±1	±2	μA
DF _{MAX}	Maximum Duty Cycle	In Dropout		94	95	%
$I_{TK/SS1,2}$	Soft-Start Charge Current	$V_{TK/SS1,2} = 0\text{V}$		0.9	1.3	1.7 μA
$V_{RUN1,2}$	RUN Pin On Threshold	V_{RUN1} , V_{RUN2} Rising	●	1.1	1.22	1.35 V
$V_{RUN1,2HYS}$	RUN Pin On Hysteresis			80		mV
$I_{RUN1,2HYS}$	RUN Pin Current Hysteresis			4.5		μA
$V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Sense Threshold (E-Grade)	$V_{ITH1,2} = 3.3\text{V}$, $I_{LIM} = 0\text{V}$	●	24	30	36 mV
		$V_{ITH1,2} = 3.3\text{V}$, $I_{LIM} = \text{Float}$ (Note 8)	●	44	50	56 mV
		$V_{ITH1,2} = 3.3\text{V}$, $I_{LIM} = \text{INTV}_{CC}$	●	68	75	82 mV
		In Overvoltage Condition	●	-63	-53	-43 mV
	Maximum Current Sense Threshold (I-Grade)	$V_{ITH1,2} = 3.3\text{V}$, $I_{LIM} = 0\text{V}$	●	22	30	38 mV
		$V_{ITH1,2} = 3.3\text{V}$, $I_{LIM} = \text{Float}$ (Note 8)	●	42	50	58 mV
		$V_{ITH1,2} = 3.3\text{V}$, $I_{LIM} = \text{INTV}_{CC}$	●	66	75	84 mV
		In Overvoltage Condition	●	-65	-53	-41 mV
TG R_{UP}	TG Driver Pull-Up On-Resistance	TG High		2.6		Ω
TG R_{DOWN}	TG Driver Pull-Down On-Resistance	TG Low		1.5		Ω
BG R_{UP}	BG Driver Pull-Up On-Resistance	BG High		3		Ω

3865fb

電気的特性

●は全動作接合部温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、 $V_{RUN1} = V_{RUN2} = 5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
BG R_{DOWN}	BG Driver Pull-Down On-Resistance	BG Low		1.4		Ω
TG1,2 t_r TG1,2 t_f	TG Transition Time: Rise Time Fall Time	(Note 6) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		25 25		ns ns
BG1,2 t_r BG1,2 t_f	BG Transition Time: Rise Time Fall Time	(Note 6) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		25 25		ns 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
$t_{ON(MIN)}$	Minimum On-Time	(Note 7)		90		ns

INTV_{CC} Linear Regulator

V_{INTVCC}	Internal V_{CC} Voltage	$6\text{V} < V_{IN} < 38\text{V}$		4.8	5.0	5.2	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	100	mV
V_{LDOHYS}	EXTV _{CC} Hysteresis				200		mV

Oscillator and Phase-Locked Loop

f_{NOM}	Nominal Frequency	$R_{FREQ} = 162\text{k}$		450	500	550	kHz
f_{LOW}	Lowest Frequency	$R_{FREQ} = 0\Omega$		210	250	290	kHz
f_{HIGH}	Highest Frequency	$R_{FREQ} \geq 325\text{k}$		650	770	880	kHz
$R_{MODE/PLLIN}$	MODE/PLLIN Input Resistance				250		k Ω
I_{FREQ}	Frequency Setting Current	$V_{FREQ} = 1.22\text{V}$		6.5	7.5	8.5	μA

PGOOD OUTPUT

V_{PGL}	PGOOD Voltage Low	$I_{PGOOD} = 2\text{mA}$			0.1	0.3	V
I_{PGOOD}	PGOOD Leakage Current	$V_{PGOOD} = 5\text{V}$				± 2	μA
V_{PG}	PGOOD Trip Level	V_{OSENSE} with Respect to Set Regulated Voltage $VID11 = VID12 = VID21 = VID22 = \text{Float}$ V_{OSENSE} Ramping Negative V_{OSENSE} Ramping Positive		-7 7	-10 10	-12.5 12.5	% %
t_{PG}	PGOOD Bad Blanking Time	Measured from VID Transition Edge			100		μs

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。また、絶対最大定格状態が長時間続くと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える恐れがある。

Note 2: LTC3865/LTC3865-1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ている。LTC3865E/LTC3865E-1は $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ 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。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ 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。LTC3865/LTC3865-1は $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全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。これらの仕様と調和する最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱抵抗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ことに注意。

Note 3: 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。

$$\text{LTC3865UH: } T_J = T_A + (P_D \cdot 34^\circ\text{C/W})$$

$$\text{LTC3865FE: } T_J = T_A + (P_D \cdot 25^\circ\text{C/W})$$

Note 4: LTC3865/LTC3865-1は V_{ITH1} 、 V_{ITH2} を規定電圧にサーボ制御する帰還ループでテストされ、その結果生じる $V_{OSENSE1}$ 、 $V_{OSENSE2}$ を測定する。

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、動作時消費電流は増加する。「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がり時間は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。

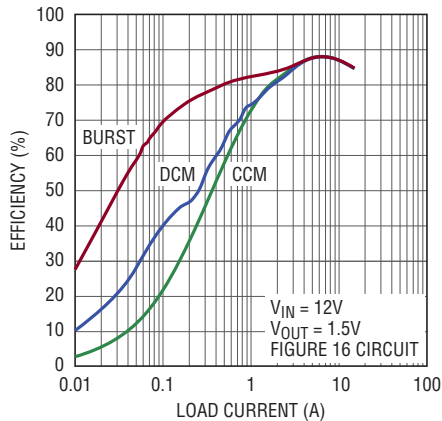
Note 7: 最小オン時間の条件は、 I_{MAX} の40%のインダクタのピーク・トゥ・ピーク・リップル電流に対して規定されている（「アプリケーション情報」の「最小オン時間に関する検討事項」を参照）。

Note 8: LTC3865-1の場合、 $V_{SENSE(MAX)}$ の初期値は50mVに設定。

Note 9: 設計によって保証されています。

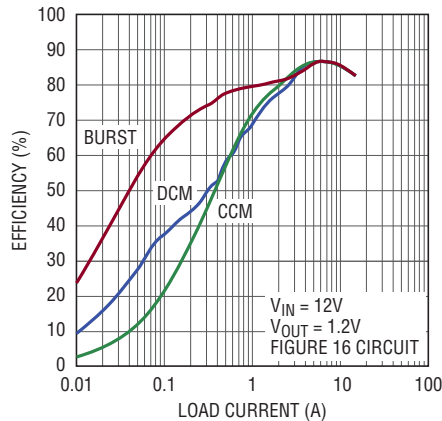
標準的性能特性

効率と負荷電流



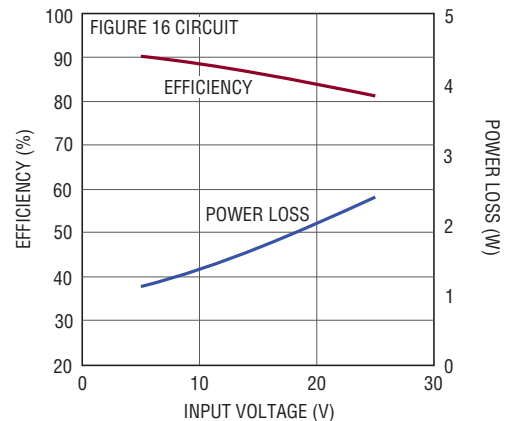
3865 G23

効率と負荷電流



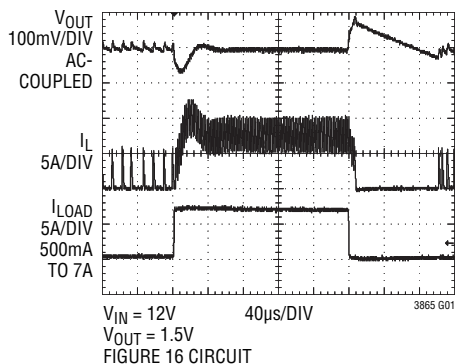
3865 G24

効率および電力損失と入力電圧



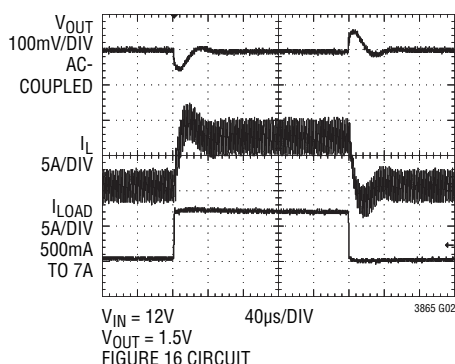
3865 G25

負荷ステップ
(Burst Mode動作)



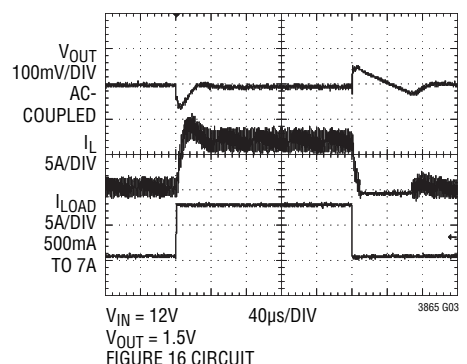
3865 G01

負荷ステップ
(強制連続モード)



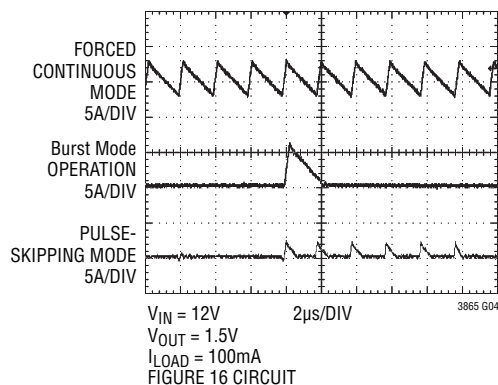
3865 G02

負荷ステップ
(パルススキップ・モード)



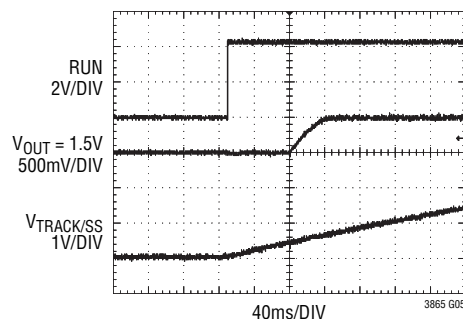
3865 G03

軽負荷時のインダクタ電流



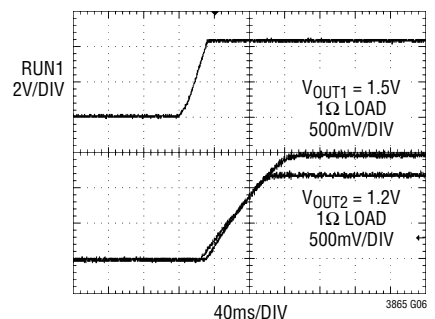
3865 G04

プリバイアスされた1V出力



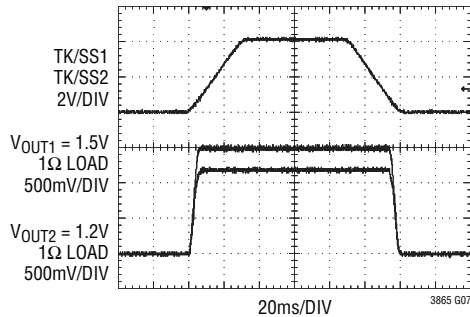
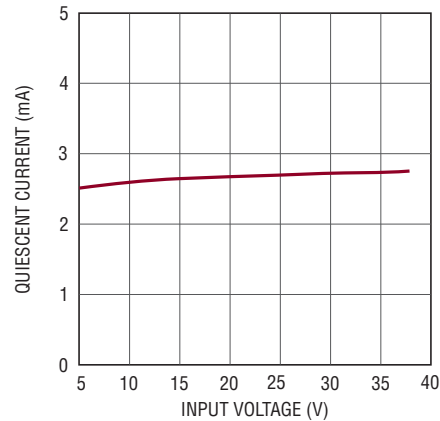
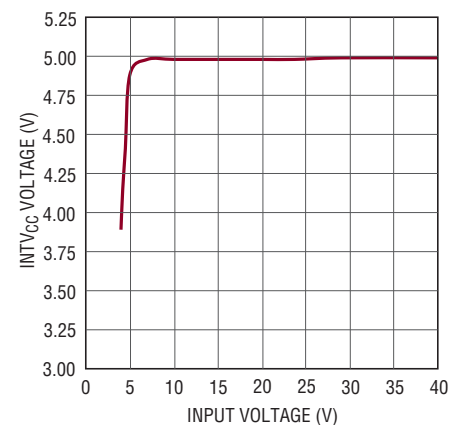
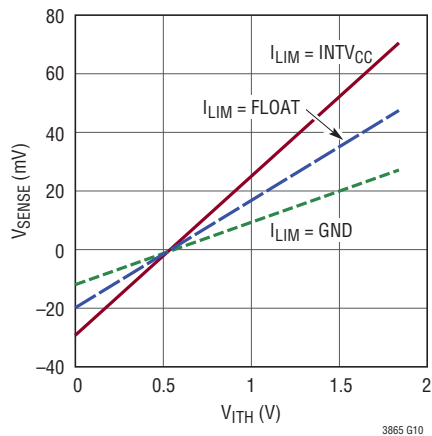
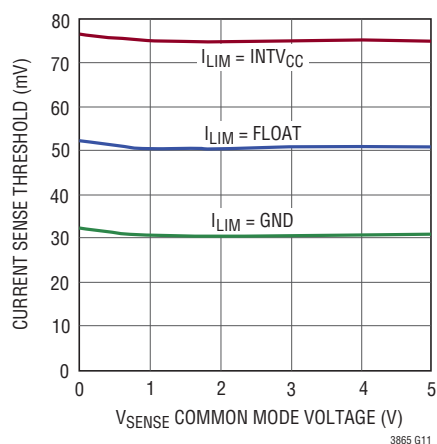
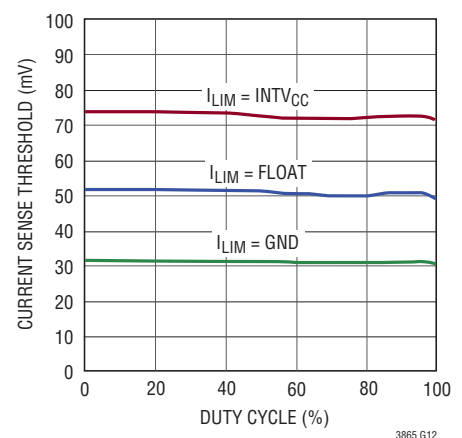
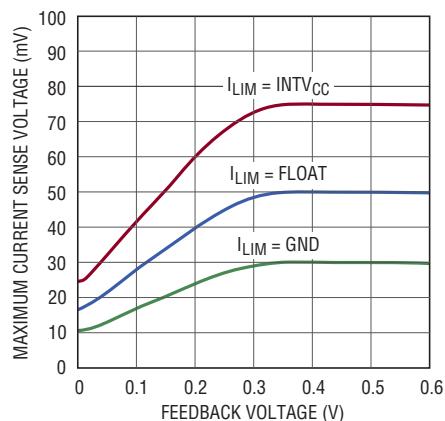
3865 G05

同時トラッキング

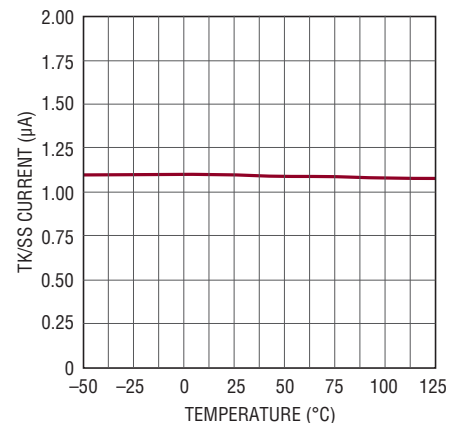


3865 G06

標準的性能特性

外部ランプによる上昇下降両方の
トラッキング(強制連続モード)消費電流と入力電圧、EXTV_{CC}なしINTV_{CC}のライン・レギュレーション電流検出スレッシュホールドとI_{TH}電圧最大電流検出スレッシュホールドと
同相電圧最大電流検出スレッシュホールドと
デューティ・サイクル最大電流検出電圧と帰還電圧
(電流フォールドバック)

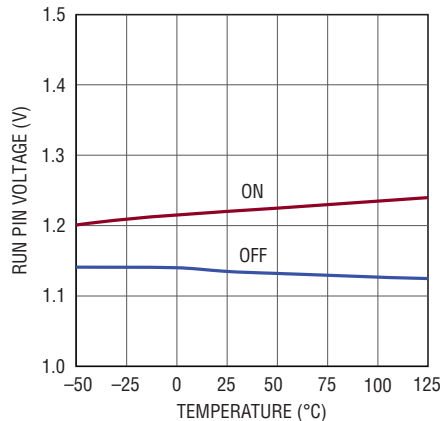
TK/SSプルアップ電流と温度



LTC3865/LTC3865-1

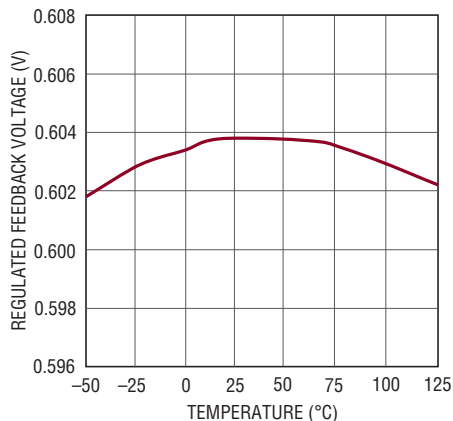
標準的性能特性

シャットダウン (RUN)
スレッシュホールドと温度



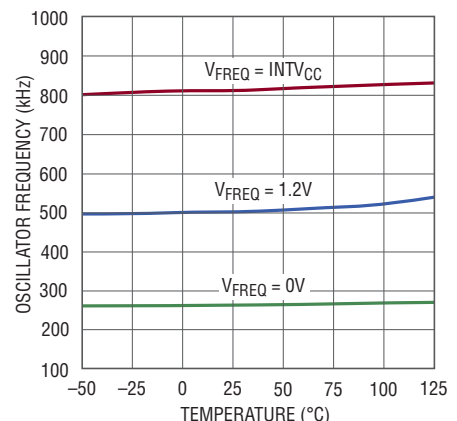
3865 G15

安定化された帰還電圧と温度



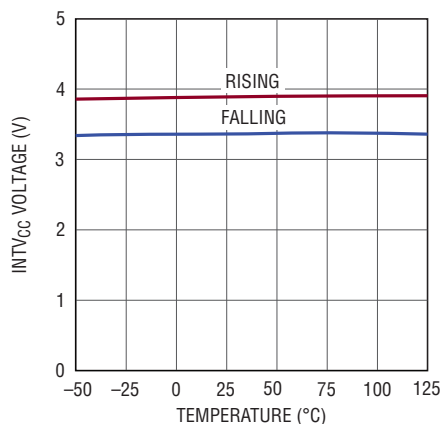
3865 G16

発振周波数と温度



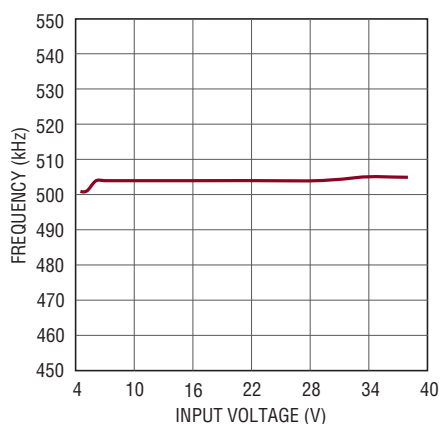
3865 G17

低電圧ロックアウト・
スレッシュホールド (INTV_{CC}) と温度



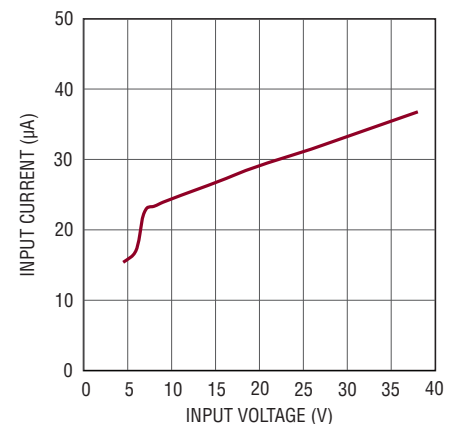
3865 G18

発振器周波数と入力電圧



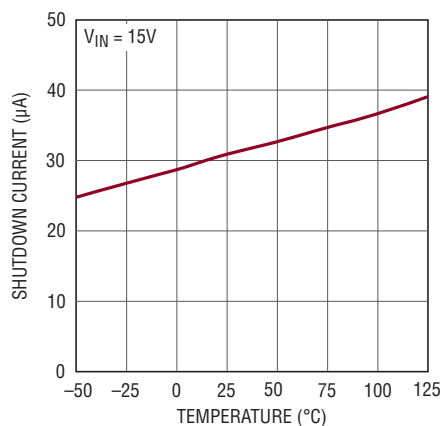
3865 G19

シャットダウン電流と入力電圧



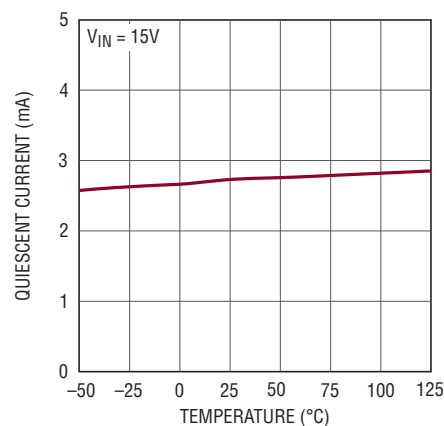
3865 G20

シャットダウン電流と温度



3865 G21

消費電流と温度、EXTV_{CC}なし



3865 G22

3865fb

ピン機能 (QFN/TSSOP)

VOSENSE1、VOSENSE2 (ピン1、8/ピン5、13) : 設定可能な内部抵抗分割器を使用する場合、これらのピンは対応する出力に接続する必要があります。外付け抵抗分割器を使用する場合、これらのピンはエラーアンプの帰還入力に使用されます。これらは、各チャネルのリモート検出帰還電圧を出力から直接、または出力両端に外付けされた分割器から受け取ります。

TK/SS1、TK/SS2 (ピン2、7/ピン6、12) : 出力電圧トラッキングおよびソフトスタートの入力。2つのチャネルの片方がマスタになるように構成されていると、このピンからグラウンドに接続したコンデンサによってマスタ・チャネルの出力電圧のランプ・レートが設定されます。2つのチャネルの片方がスレーブになるように構成されていると、マスタ・チャネルの出力電圧ランプを抵抗分割器によって再生して、スレーブ・チャネルのこのピンに印加することができます。1.3 μ Aの内部ソフトスタート電流によってソフトスタート・コンデンサが充電されます。

ITH1、ITH2 (ピン3、6/ピン7、11) : 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。各チャネルの電流コンパレータのトリップ・スレッシュホールドは、対応する I_{TH} 制御電圧に応じて上昇します。

VID11、VID12、VID21、VID22 (ピン4、5、12、28/ピン9、10、18、37) : 出力電圧設定用VID入力。これらのピンをINTV_{CC}に接続するか、GNDに接続するか、またはフロート状態にしておくことにより、出力電圧を設定します。

I_{LIM} (ピン13/ピン19) (LTC3865のみ) : 電流コンパレータの検出電圧範囲入力。このピンをSGNDに接続するか、フロート状態にするか、またはINTV_{CC}に接続することにより、各コンパレータの最大電流検出スレッシュホールドを設定することができます。LTC3865-1の電流コンパレータの検出電圧範囲は50mVのデフォルト値に設定されています。

PGOOD (ピン14 LTC3865/NA) : QFNパッケージのLTC3865の相互にボンディングされたパワーグッド・インジケータの出力。オープンドレインのロジック出力で、どちらかのチャネルの出力が $\pm 10\%$ のレギュレーション範囲から外れると、20 μ sの内部パワーバッド・マスク・タイム時間が経過してからグラウンドに引き下げられます。

PGOOD1、PGOOD2 (ピン14、13 LTC3865-1/ピン21、20) : QFNパッケージのLTC3865-1およびFEパッケージのLTC3865の個別のパワーグッド・インジケータの出力。オープンドレインのロジック出力で、対応するチャネルの出力が $\pm 10\%$ のレギュレーション範囲から外れると、20 μ sの内部パワーバッド・マスク・タイム時間が経過してからグラウンドに引き下げられます。

PGND (ピン18/NA) : 電源グラウンド・ピン。このピンを、ボトムNチャネルMOSFETのソース、C_{VCC}の(−)端子、およびC_{IN}の(−)端子に近づけて接続します。

EXTV_{CC} (ピン20/ピン28) : 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、内部の低損失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。

INTV_{CC} (ピン21/ピン29) : 5Vの内部レギュレータの出力。制御回路はこの電圧から電力を供給されます。最小4.7 μ Fの低ESRタンタル・コンデンサまたはセラミック・コンデンサを使用して、このピンをPGNDにデカップリングします。

V_{IN} (ピン22/ピン30) : 主入力電源。このピンはコンデンサ(0.1 μ F〜1 μ F)を使用してPGNDにデカップリングします。

BG1、BG2 (ピン23、19/ピン31、27) : ボトム・ゲート・ドライバの出力。これらのピンは、PGNDとINTV_{CC}の間で、ボトムNチャネルMOSFETのゲートをドライブします。

BOOST1、BOOST2 (ピン24、17/ピン33、25) : 昇圧されたフローティング・ドライバの電源。ブートストラップ・コンデンサの(+)端子をこれらのピンに接続します。これらのピンは、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。

TG1、TG2 (ピン25、16/ピン34、23) : トップ・ゲート・ドライバの出力。これらは、電圧振幅がスイッチ・ノード電圧にINTV_{CC}を加えた電圧に等しいフローティング・ドライバの出力です。

SW1、SW2 (ピン26、15/ピン35、22) : インダクタへのスイッチ・ノードの接続点。これらのピンの電圧振幅は、(外付け)ショットキー・ダイオードの電圧降下分だけグラウンドより低い電圧からV_{IN}までです。

ピン機能 (QFN/TSSOP)

MODE/PLLIN (ピン27/ピン36) : 強制連続モード、Burst Mode、またはパルススキップ・モードの選択ピン、および位相検出器への外部同期入力ピン。両方のチャンネルを連続動作モードに強制するには、このピンをSGNDに接続します。パルススキップ・モード動作をイネーブルするにはINTV_{CC}に接続します。このピンをフロート状態にしておくとBurst Mode動作がイネーブルされます。このピンにクロックを入力すると、コントローラは連続動作モードに強制され、内部発振器をこのピンのクロックに同期させます。

FREQ (ピン29/ピン38) : このピンによって内部発振器の周波数を設定します。このピンからは7.5 μ Aの定電流が流れ出すので、このピンに抵抗を接続することによってDC電圧が設定され、これによって内部発振器の周波数が設定されます。

RUN1、RUN2 (ピン30、11/ピン1、17) : 実行制御入力。どちらかのピンの電圧が1.22Vを超えるとデバイスがオンします。ただし、これらのピンのどちらかを1.22Vより低くすると、デバイスは該当するチャンネルに必要な回路をシャットダウンします。これらのピンには1 μ Aのプルアップ電流源が備わっています。RUNピンの電圧が1.22Vを超えると、4.5 μ Aのプルアップ電流がピンに追加されます。

SENSE1⁺、SENSE2⁺ (ピン31、10/ピン2、16) : 電流検出コンパレータの入力。電流コンパレータへの(+)入力は通常、DCR検出ネットワークまたは電流検出抵抗に接続されます。

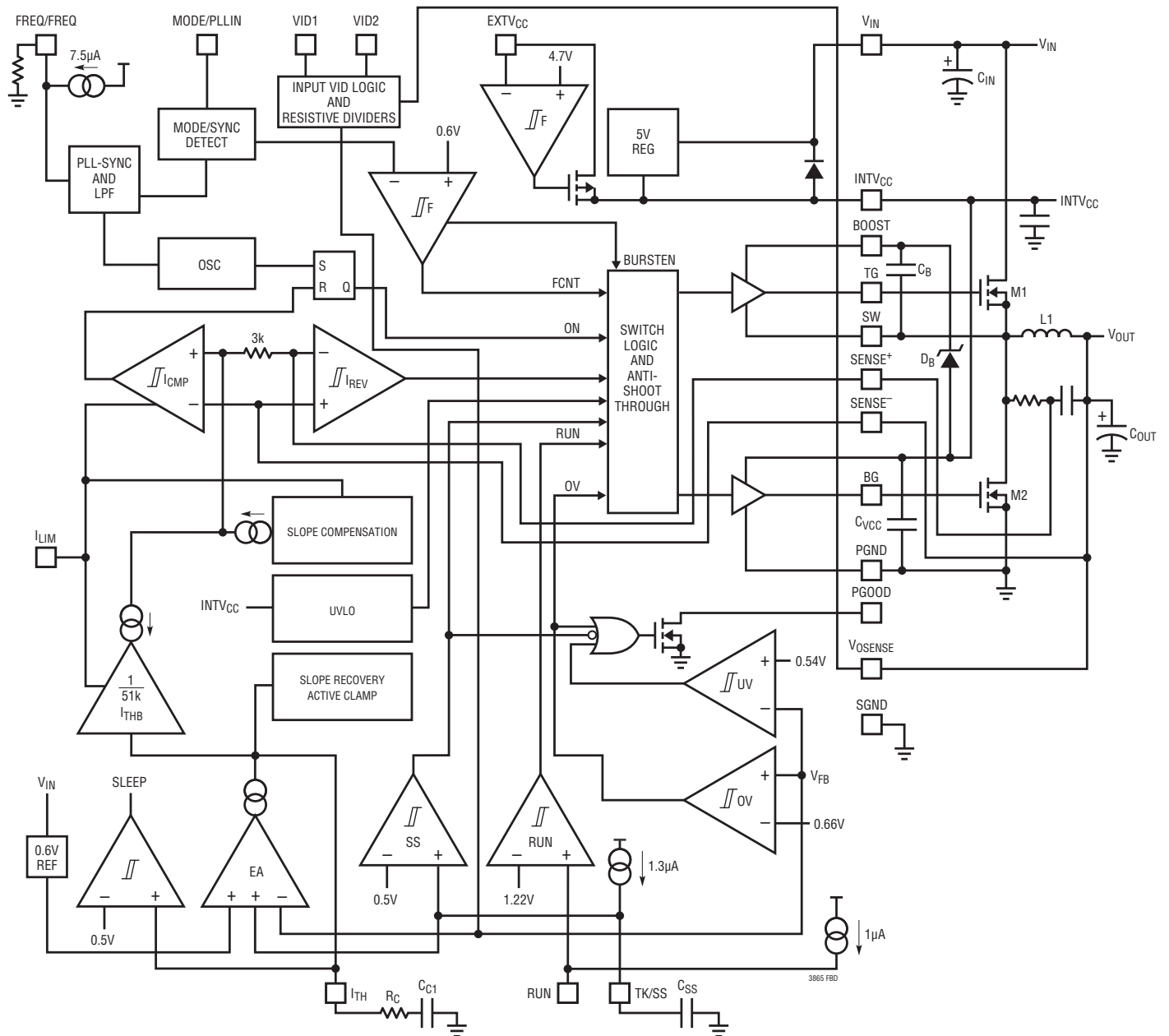
SENSE1⁻、SENSE2⁻ (ピン32、9/ピン3、15) : 電流検出コンパレータの入力。電流コンパレータへの(-)入力は出力に接続されます。

SGND (ピン33/ピン8) : 信号グランド。すべての小信号用部品および補償部品はこのグランドに接続し、このグランド自体はPGNDに一点接続します。ピン33は露出パッドで、QFNパッケージに備わっています。

SGND (露出パッド・ピン33/露出パッド・ピン39) : 信号グランド。PCBに半田付けしてデバイスの制御部品のローカル・グランドを与え、デバイスの下でPGNDピンに接続する必要があります。

PGND1、PGND2 (NA/ピン32、26) : 電源グランド・ピン。このピンは、ボトムNチャネルMOSFETのソース、CV_{CC}の(-)端子、およびC_{IN}の(-)端子に近づけて接続します。

機能図



動作

メイン制御ループ

LTC3865/LTC3865-1は固定周波数、電流モード降圧コントローラで、2つのチャンネルが180度位相をずらして動作します。通常動作時は、各チャンネルのクロックがRSラッチをセットすると該当するトップMOSFETがオンし、メイン電流コンパレータ I_{CMP} がRSラッチをリセットするとオフします。 I_{CMP} 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。この電圧は各エラーアンプEAの出力です（「機能図」を参照してください）。 V_{FB} は電圧帰還信号で、EAによって内部リファレンス電圧と比較されます。負荷電流が増加すると、0.6Vリファレンスに対して帰還電圧がわずかに低下し、それによって平均インダクタ電流が新しい負荷電流と釣り合うまで 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。

INTV_{CC}/EXTV_{CC}電源

トップとボトムのMOSFETドライバおよび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5V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を超えるとこの5V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、LTC3865/LTC3865-1のスイッチング・レギュレータの出力の片方のような高効率の外部電源からINTV_{CC}の電力を供給することができます。

各トップ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、トップMOSFETがオフしている間に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、3サイクルごとにクロック周期の約1/12の時間トップ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て、 C_B を確実に再充電することを推奨します。

シャットダウンと起動

(RUN1、RUN2ピンとTK/SS1、TK/SS2ピン)

LTC3865/LTC3865-1の2つのチャンネルは、RUN1ピンとRUN2ピンを使用して個別にシャットダウンすることができます。これらのピンのどちらかを1.22Vより低い電圧にすると、その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。両方のピンを“L”にすると、両方のコントローラと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ます。どちらかのRUNピンを解放すると、1 μ Aの内部電流源がRUNピンをプルアップし、該当する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。

各コントローラの出力電圧 V_{OUT} の立ち上がりはTK/SS1ピンとTK/SS2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電圧より低いと、LTC3865は V_{FB} の電圧を0.6Vのリファレンス電圧ではなく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ピンを使用してソフトスタートを設定することができます。1.3 μ 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（さらにそれ以上）にリニアに上昇するに従って、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。あるいは、TK/SSピンを使用して V_{OUT} の立ち上がりが別の電源の立ち上がりをトラッキングするようにもできます。このためには通常、別の電源からグランドに接続された外付け抵抗分割器を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）。コントローラをデイスエーブルするために対応するRUNピンが“L”になると、またはINTV_{CC}が3.3V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によってプルダウンされます。低電圧ロックアウト時には、どちらのコントローラもデイスエーブルされ、外付け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)

LTC3865/LTC3865-1は、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なるようにイネーブルすることができます。強制連続動作を選択するに

動作

は、MODE/PLLINピンを0.6Vより低いDC電圧 (SGNDなど) 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、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」モードがイネーブルされ)、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従って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ブルされていると、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の動作をします。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}ピンに接続されていると、LTC3865は軽負荷では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_{CMP}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。低電流で強制連続モード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低減して効率を向上させますが、出力リップル電圧を低く保つには大きなインダクタンスや容量が必要になります。LTC3865のコントローラのスイッチング周波数はFREQピンを使用して選択することができます。MODE/PLLINピンを外部クロック・ソースによってドライブしない場合、FREQピンを使用してコントローラの動作周波数を250kHz~770kHzに設定することができます。

FREQピンから7.5μAの高精度電流が流れ出すので、SGNDとの間に1本の抵抗を接続することによ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グラフが、後の「アプリケーション情報」のセクションで示されています。

LTC3865にはフェーズロック・ループ (PLL) が搭載されており、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。コントローラが同期しているときは強制連続モードで動作します。

LTC3865/LTC3865-1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。このフェーズロック・ループは、250kHz~770kHzの範囲内の任意の周波数にロックすることができます。周波数設定抵抗を必ず接続し、外部クロックにロックする前のコントローラの初期スイッチング周波数を設定します。

パワーグッド (PGOODピン)

LTC3865 (UH32パッケージ) では、PGOODピンは2個の個別の内部NチャネルMOSFETのオープンドレインに接続されています。どちらかのV_{OSENSE}電圧が設定された電圧の±10%の範囲から外れると、PGOODピンは“L”になります。RUNピンが1.22Vより低くなるか、またはLTC3865がソフトスタート状態とトラッキング・フェーズのいずれかの場合にも、PGOODピンは“L”になります。両方のV_{OSENSE}が設定された出力電圧の±10%ウィンドウ内に入ると、PGOODピンは直ちにパワーグッドを示します。ただし、どちらかのV_{OSENSE}が±10%ウィンドウから外れると20μsの内部パワーバッド・マスクが作動します。

動作

VIDの遷移が生じると、内部パワーバッド・マスクは100μsになります。LTC3865-1 (UH32パッケージ) または LTC3865 (FE38パッケージ) には、各チャネルにそれぞれのPGOODピンがあります。したがって、PGOODピンはそれぞれのチャネルにのみ応答します。PGOODピンは、外付け抵抗によって最大6Vの電源にプルアップすることができます。

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(>10%)や、出力に過電圧を生じる恐れのある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、過電圧状態の逆電流リミットに達するまでトップMOSFETはオフし、ボトムMOSFETはオンします。ボトムMOSFETは次のクロックで再度オンし、逆電流リミットに再度達したときにオフします。この過程は過電圧状態が解消されるまで繰り返されます。

出力電圧の設定

LTC3865/LTC3865-1のどちらのチャネルの出力電圧もプリセット値に設定することができます。各チャネルには2つのVIDピンがあり、これらのピンをINTV_{CC}に接続するか、GNDに接続するか、またはフロート状態にすることにより、出力電圧を表1の値に設定することができます。

表1. 出力電圧の設定

VID11/VID21	VID12/VID22	V _{OUT1} /V _{OUT2} (V)
INTV _{CC}	INTV _{CC}	5.0
INTV _{CC}	Float	3.3
INTV _{CC}	GND	2.5
Float	INTV _{CC}	1.8
Float	Float	0.6 or External Divider
Float	GND	1.5
GND	INTV _{CC}	1.2
GND	Float	1.0
GND	GND	1.1

アプリケーション情報

最初のページの「標準的応用例」はLTC3865の基本的なアプリケーション回路です。LTC3865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選択は、主としてコスト、電力消費および精度の間の設計上のトレードオフになります。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要件に基づいて行い、(R_{SENSE}が使用されている場合には) 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3レベル・ロジック入力で、コントローラの最大電流制限値を設定します。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ョルドの標準値がそれぞれ30mV、50mV、75mVになります。

どの設定値を使用すべきでしょうか。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。50mVの設定値はこれら2つの間でうまくバランスが図られています。単一出力2フェーズのアプリケーションでは、電流配分を最適にするため、50mVまたは75mVの設定値を使用します。

SENSE⁺ピンとSENSE⁻ピン

SENSE⁺ピンと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~5Vです。どちらのSENSEピンも高インピーダンスの入力で、1μA未満の小さなベース電流が流れます。SENSEピンが0Vから1.4Vにランプアップするとき、小さなベース電流がSENSEピンから流れ出します。SENSEピンが5Vから1.1Vにランプダウンするときには、小さなベース電流がSENSEピンに流れ込みます。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。ただし、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に注意してください。

アプリケーション情報

検出ラインに共通するフィルタ部品はLTC3865/LTC3865-1の近くに配置し、検出ラインは電流検出素子の下のケルビン接続点まで互いに近づけて配線します(図1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、設定された電流制限値が予測不可能になることがあります。DCRによる検出を使用する場合(図2b)、検出抵抗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はデバイスのピンの近くに配置します。

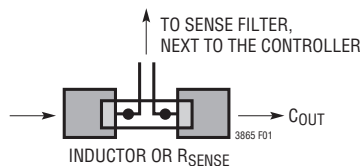


図1. インダクタまたは検出抵抗を使用した検出ラインの配置

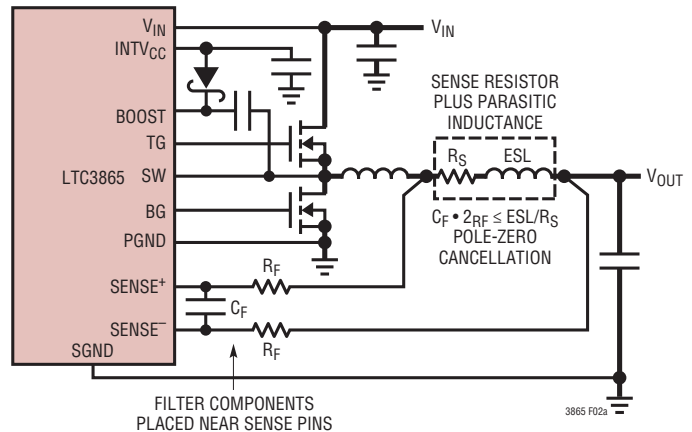
小さな値の抵抗による電流検出

ディスクリット抵抗を使用した標準的な検出回路を図2a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。

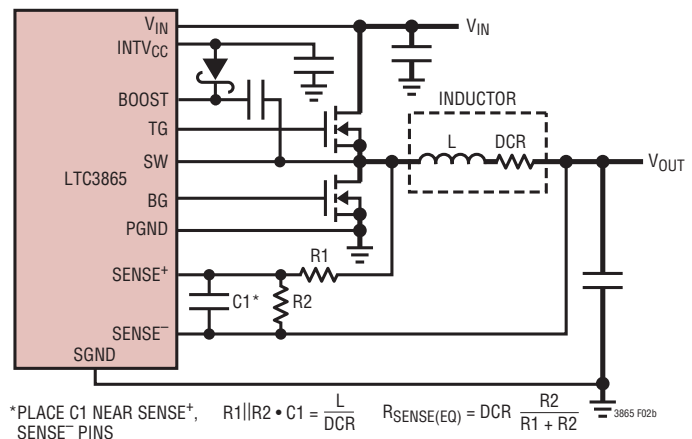
電流コンパレータの最大スレッショルド $V_{SENSE(MAX)}$ は I_{LIM} の設定値によって決まります。電流コンパレータの入力同相範囲は0V～5Vです。インダクタ電流のピークは電流コンパレータのスレッショルドによって設定され、最大平均出力電流 I_{MAX} はインダクタ電流のこのピーク値よりピーク・トゥ・ピーク・リップル電流 ΔI_L の半分だけ小さい値になります。検出抵抗の値を計算するには次式を使用します。

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

電流検出ループ内ではPCBノイズが生じる可能性があるので、適正なSN比を得るには、設計で $\Delta V_{SENSE} = \Delta I_L \cdot R_{SENSE}$ のAC電流検出リップルもチェック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のどちらの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15mVの ΔV_{SENSE} 電圧を推奨します。



(2a) 電流検出に抵抗を使用



*PLACE C1 NEAR SENSE+, $R1 \parallel R2 \cdot C1 = \frac{L}{DCR}$ $R_{SENSE(EQ)} = DCR \frac{R2}{R1 + R2}$
SENSE* PINS

(2b) 電流検出にインダクタのDCRを使用

図2. 電流検出の2つの異なる方法

これまでの電流モード・コントローラでは、最大検出電圧が十分高く(たとえば、LTC1628/LTC3728製品ファミリでは75mV)、センス抵抗の寄生インダクタンスの電圧降下は比較的小さな誤差でした。ただし、今日の最高の電流密度のソリューションでは、検出抵抗の値は1mΩ未満のことがあります。さらに、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、検出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。ディスクリット抵抗を使用した標準的な検出回路を図2aに示します。これまで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、

アプリケーション情報

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した。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となります。

この同じRCフィルタを(小さな修正を加えて)使用して、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の検出抵抗の両端の電圧波形を図3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用して測定しています。インダクタのリプル電流とトップ・スイッチのオン時間およびオフ時間の追加測定に基づき、次式を使用することによって0.5nHの寄生インダクタンスの値が求められています。

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

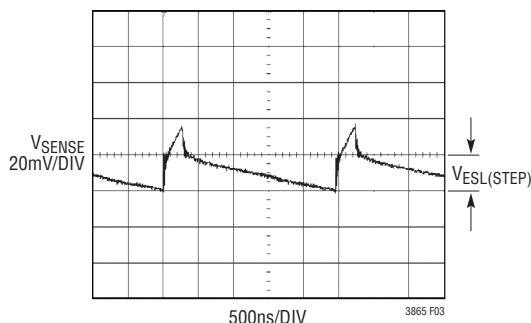


図3. 検出抵抗の両端で直接測定した電圧波形

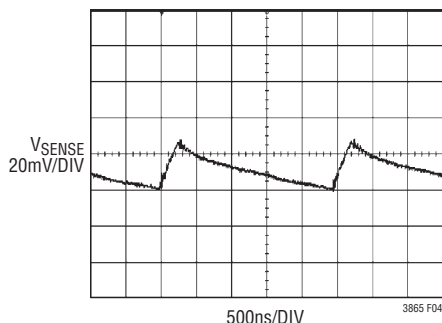


図4. 検出抵抗フィルタの後で測定した電圧波形。C_F = 1000pF、R_F = 100Ω

寄生インダクタンスを検出抵抗で割った値(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4に示すように再び抵抗性になります。低い最大検出電圧を使用するアプリケーションの場合、寄生インダクタンスに関して検出抵抗の製造元のデータシートをチェックします。データが存在しない場合には、検出抵抗の両端で電圧降下を直接測定してESLステップの大きさを求め、上式を使用してESLを決定します。ただし、フィルタをかけすぎないようにしてください。RC時定数をインダクタの時定数以下にしてV_{RSENSE}のリ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。これは妥当な出発点になります。

フィルタ部品はデバイス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、検出抵抗にケルビン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限り高い効率を必要とするアプリケーションでは、図2bに示すように、LTC3865/LTC3865-1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、最近の値が小さ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、検出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時定数が正確にL/DCR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、目標とする検出抵抗の値よりDCRが大きなアプリケーションの検出端子両端の電圧のスケールを調整します。外付けフィルタ部品を適切な大きさにするには、インダクタのDCRを知る必要があります。これは高性能のRLCメーターを使用して測定することができますが、DCRの許容誤差は常に等しいとは限らず、温度によって変化します。詳細については、製造元のデータシートを参照してください。

アプリケーション情報

「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、目標とする検出抵抗値は次のようになります。

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

アプリケーションが全動作温度範囲にわたって最大負荷電流を供給できるようにするには、「電気的特性」の表の最大電流検出スレッショルド ($V_{\text{SENSE(MAX)}}$) の最小値 (I_{LIM} ピンの状態) に応じて、24mV、44mV または 68mV を選択します。

次に、インダクタのDCRを決定します。通常20°Cで規定される最大値が製造元により与えられていれば、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。 $T_{\text{L(MAX)}}$ の控えめな値は100°Cです。

最大インダクタDCRを望みの検出抵抗値にスケールを調整するには、次の分割器の比を使用します。

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

C1は通常、0.047μF～0.47μFの値を選択します。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可能性がある誤差が減少します。

等価抵抗 $R1||R2$ は、室温のインダクタンスと最大DCRに対して次のようにスケールが調整されます。

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

検出抵抗の値は次のようになります。

$$R1 = \frac{R1||R2}{R_{\text{D}}}; \quad R2 = \frac{R1 \cdot R_{\text{D}}}{1 - R_{\text{D}}}$$

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による検出と検出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。軽負荷時の電力損失は、R1によって余分のスイッチング損失が生じるため、検出抵抗を使用するよりDCRネットワークを使用する方がわずかに大きくなることがあります。ただし、DCRによる検出では検出抵抗を不要とするので、導通損失が減少し、重負荷時の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、10mV～15mVの最小 ΔV_{SENSE} を使用します。DCR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。

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

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。これにより、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、LTC3865/LTC3865-1にはこの補償ランプに対抗して作用する特許取得の回路が使用されているので、全デューティ・サイクルにわたり最大インダクタ・ピーク電流は影響を受けません。

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} によって直接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。

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

アプリケーション情報

リップル電流が小さくなると、インダクタのコア損失、出力コンデンサのESR損失、および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になります。

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するには、次式に従ってインダクタを選択する必要があります。

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

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低下します。残念ながら、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銅損が増加します。

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、ピーク設計電流を超えると、インダクタンスが急激に低下します。この結果、インダクタのリップル電流が急増し、出力電圧リップルが増加します。コアは絶対に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

LTC3865/LTC3865-1の各コントローラに2つの外付けパワー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個のNチャネル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。この電圧は起動時には標準で5Vです(EXTV_{CC}ピンの接続に関する記述を参照)。したがって、大部分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

($V_{IN} < 5V$)が想定されている場合、サブロジック・レベルのスレッシュホールドのMOSFET ($V_{GS(TH)} < 3V$)を使用します。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、最大出力電流などがあります。ミラー容量 C_{MILLER} は、MOSFETの製造元のデータシートで通常示さ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} の規定された変化量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求められます。

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

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

最大出力電流でのMOSFETの電力損失は次式で求められます。

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

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

ここで、 δ は $R_{DS(ON)}$ の温度依存性、 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。 $V_{TH(MIN)}$ は標準的なMOSFETの最小スレッシュホールド電圧です。

I^2R 損失の項は2つのMOSFETに共通していますが、トップサイドのNチャ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大きくなります。 $V_{IN} < 20V$ では、高

アプリケーション情報

電流のときの効率は一般に大型の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増加し、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・ファクタが低い高入力電圧時、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 $(1+\delta)$ 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。

オプションのショットキー・ダイオードは、2個のパワー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。これらによって、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、 V_{IN} が高いときに効率が3%ほど低下する原因となる逆回復時間を不要にします。1A～3A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。

ソフトスタートとトラッキング

LTC3865/LTC3865-1はコンデンサを使用して自己でソフトスタートを行うか、または別のチャ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。1つの特定のチャネルを自己によるソフトスタートに構成するときは、コンデンサをそのTK/SSピンに接続します。このチャネルはそのRUNピンの電圧が1.22Vより低いとシャットダウン状態になります。このシャットダウン状態では、そのTK/SSピンが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を超えるとチャネルが起動します。次いで、 $1.3\mu A$ のソフトスタート電流がそのソフトスタート・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の電圧範囲に限定されます。合計ソフトスタート時間は次のように算出できます。

$$t_{SOFTSTART} = 0.6 \cdot \frac{C_{SS}}{1.3\mu A}$$

MODE/PLLINピンで選択されたモードには関係なく、TK/SS = 0.5Vまではレギュレータは常にパルススキップ・モードで起動します。TK/SS = 0.5V～0.54Vでは強制連続モードで動作し、TK/SS > 0.54Vになると選択されたモードに復帰します。40mV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割器によって再現され、TK/SSピンに印加されます。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。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の小さいトラッキング抵抗分割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、別のチャネルまたは電源をトラックダウンするため、 V_{FB} が0.54Vの低電圧スレッシュホールドを下回ると、MODE/PLLINピンの設定には関係なく、LTC3865/LTC3865-1は直ちに連続モード動作に強制されます。ただし、負荷がないときは常にLTC3865/LTC3865-1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、対応するチャネルは不連続モードで動作します。

出力電圧のトラッキング

LTC3865/LTC3865-1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5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_{OUT1} はLTC3865/LTC3865-1のマスタ・チャネルとしての出力1を指し、 V_{OUT2} はLTC3865/LTC3865-1のスレーブ・チャネルとしての出力2を指します。ただし、実際には、どちらのフェーズもマスタとして使用することができます。図5aの同時トラッキングを実現するには、追加の抵抗分割器を V_{OUT1} に接続し、その中間点をスレーブ・チャネルのTK/SSピンに接続します。この分割器の比は、図6aに示すスレーブ・チャネルの内部帰還分割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。比例トラッキングを実現するには、 V_{OUT2} の分割器の比をマスタ・チャネルの内部帰還分割器の比と同じ値にします。異なる抵

アプリケーション情報

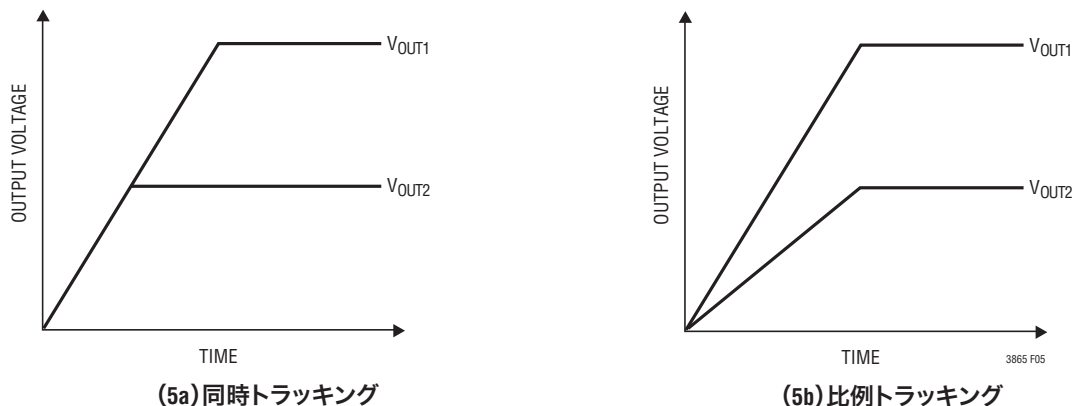


図5. 出力電圧トラッキングの2つの異なるモード

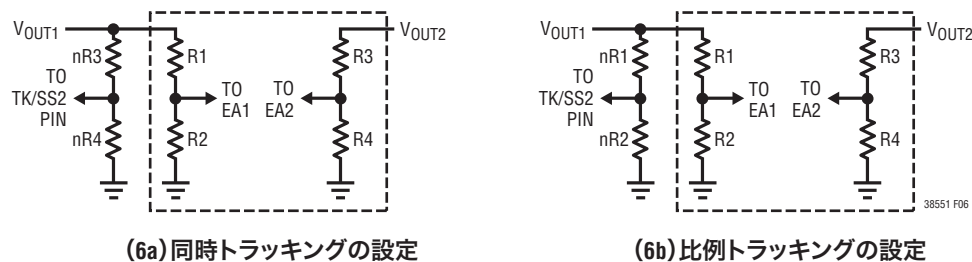


図6. 同時トラッキングと比例トラッキングの設定

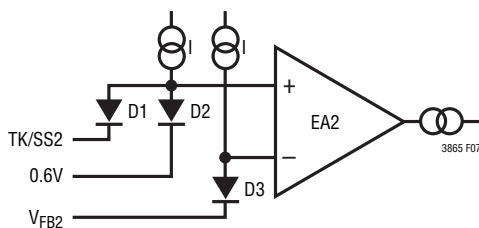


図7. エラーアンプの等価入力回路

抗を選択することにより、LTC3865/LTC3865-1は図5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。同時モードでは出力のレギュレーションが向上します。これは図7からよく分ります。スレーブ・チャネルのエラーアンプの入力段では、等価リファレンス電圧をクランプするのにアノードを共通接続した2個のダイオードが使用されており、シフトされた同相電圧を整合させるのに別のダイオードが1個使用されています。上側の2

つの電流源の大きさは同じです。同時モードでは、TK/SS電圧は定常状態で0.6Vよりかなり高くなり、効果的にD1をオフします。したがって、D2とD3は同じ電流を流し、定常状態で V_{FB2} と0.6Vの内部高精度リファレンス電圧を厳密に整合させます。ただし、比例モードでは、定常状態でもTK/SSは0.6Vに等しくなります。D1はバイアス電流の一部を分流させて V_{FB2} を0.6Vよりわずかに低くします。この誤差はダイオードの指数関数的なI-V特性によって最小限に抑えられますが、出力電圧に有限の偏りを生じます。

アプリケーション情報

マスタ・チャンネルの出力がダイナミックに変化するとき(たとえば、負荷過渡時)、スレーブ・チャンネル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。

INTV_{CC}レギュレータとEXTV_{CC}

LTC3865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LTC3865/LTC3865-1の内部回路のほとんどに電力を供給します。V_{IN}が5.5Vより高くなると、リニア・レギュレータはINTV_{CC}ピンの電圧を5Vに安定化します。EXTV_{CC}はPチャンネル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。これらはそれぞれ80mAのピーク電流を供給することができます、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・ドライバに必要な高過渡電流の供給とチャンネル間の相互干渉の防止のために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、LTC3865/LTC3865-1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、5Vリニア・レギュレータまたは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4.7Vより低くなると、リニア・レギュレータがイネーブルされます。この場合に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Note 3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、LTC3865のINTV_{CC}電流は、UHパッケージでEXTV_{CC}電源を使用していない場合、38V電源では42mA未満に制限されます。

$$T_J = 70^{\circ}\text{C} + (42\text{mA})(38\text{V})(34^{\circ}\text{C/W}) = 125^{\circ}\text{C}$$

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(MODE/PLLIN = SGND)動作時の入力消費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より高くなると、INTV_{CC}リニア・レギュレータがオフ

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、MOSFETドライバと制御回路への電力を、通常動作時にはLTC3865/LTC3865-1のスイッチング・レギュレータの出力の一方から得ることができ、出力が安定化されていないとき(起動時、短絡時など)にはINTV_{CC}から得ることができます。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よる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}に電力を供給することによって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。

$$T_J = 70^{\circ}\text{C} + (42\text{mA})(5\text{V})(34^{\circ}\text{C/W}) = 77^{\circ}\text{C}$$

ただし、3.3Vなど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の回路が必要です。

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5V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の外部電源を使用できる場合、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、出力から得られる電圧を4.7V以上に昇圧してEXTV_{CC}に接続することにより、さらに効率を改善することができます。

アプリケーション情報

主入力電源が5Vより低い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8に示すように1Ωまたは2.2Ωの抵抗を使用して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。

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の1つをオンさせるとき、ドライバはそのMOSFETのゲート・ソース間に C_B の電圧を印加します。これによってMOSFETが導通し、トップサイド・スイッチがオンになります。スイッチ・ノード電圧SWが V_{IN} まで上昇し、それに伴って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($V_{BOOST} = V_{IN} + V_{INTVCC}$)。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はありません。

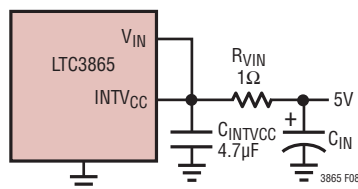


図8. 5V入力の設定

低電圧ロックアウト

LTC3865/LTC3865-1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3.3V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550mV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} に抵抗分割器を接続して V_{IN} が十分高いとき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4.5μAの電流がRUNピンから流れ出すので、抵抗分割器の値を調節することにより、実行コンパレータ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。

C_{IN} と C_{OUT} の選択

2フェーズ・アーキテクチャと、入力ネットワーク（バッテリー/ヒューズ/コンデンサ）を流れるワーストケースのRMS電流に対するこのアーキテクチャの効果によって、 C_{IN} の選択は簡略化されます。ワーストケースのコンデンサのRMS電流は片方のコントローラだけが動作しているときに生じることを示すことができます。コンデンサの最大RMS電流要件を求めるには、以下の式で(V_{OUT}) (I_{OUT})の積が最大になる方のコントローラを使用する必要があります。他方のコントローラから流れ出す出力電流を増やすと、実際には入力のRMSリップル電流がこの最大値から減少します。位相をずらす方式では、1フェーズの電源ソリューションと比較すると、入力コンデンサのRMSリップル電流が一般に30%~70%ほど減少します。

アプリケーション情報

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、1つのチャンネルの最大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電流は次式で求められます。

$$C_{IN} \text{が必要とする } I_{RMS} \approx \frac{I_{MAX}}{V_{IN}} [(V_{OUT})(V_{IN} - V_{OUT})]^{1/2}$$

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ のとき最大値をとります。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、通常、この単純なワーストケース条件が設計に使用されます。多くの場合、コンデンサの製造元はリップル電流定格をわずか2000時間の寿命時間に基づいて規定しています。このため、コンデンサをさらにデレーティングする、もしくは要求条件よりも高い温度定格のコンデンサを選択することを推奨します。サイズまたは高さの設計要件を満たすため、複数のコンデンサを並列に接続することができます。LTC3865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製造元に問い合わせてください。

LTC3865/LTC3865-1の2フェーズ動作の利点は、電力の大きい方のコントローラに対して上式を使用し、次に両方のコントローラのチャンネルが同時にオンするとき生じるとされる損失を計算することによって推測することができます。両方のコントローラが動作しているときは、入力コンデンサのESRを流れる電流パルスの重複部分が減少するのでRMS電力損失の合計値が減少します。このため、ワーストケースのコントローラについて上式で計算した入力コンデンサの要件はデュアル・コントローラの設計に適しています。さらに、2フェーズ・システムではピーク電流が減少するので、入力保護ヒューズの抵抗、バッテリー抵抗、およびPC基板のトレース抵抗による各損失も減少します。マルチフェーズ設計の総合的な利点は、電源/バッテリーのソース・インピーダンスを効率テストに含めるときに初めて完全に把握されます。トップMOSFETのドレインは互いに1cm以内に配置し、 C_{IN} を共有するようにします。ドレインと C_{IN} を離すと、 V_{IN} に望ましくない電圧共振や電流共振を生じる可能性があります。

小容量(0.1 μ F~1 μ F)のバイパス・コンデンサをLTC3865/LTC3865-1に近づけて、デバイスの V_{IN} ピンとグランドの間に配置することも推奨します。 C_{IN} (C1)と V_{IN} ピンの間に2.2 Ω ~10 Ω の抵抗を接続すると、2つのチャンネルをさらに絶縁することができます。

C_{OUT} は等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。一般に、ESRの要件が満たされれば、その容量はフィルタリングに対しても十分です。出力リップル(ΔV_{OUT})は次式のように近似されます。

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

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ので、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。

出力電圧の設定

LTC3865/LTC3865-1の出力電圧はそれぞれVIDピンの電圧によって設定されます。VIDピンはそれぞれ、出力に必要なプリセット電圧の値(表1)に応じて、フロート状態にするか、INTV_{CC}に接続するか、または接地することができます。

プリセット値に望みの出力電圧がない場合には0.6Vを選択し、図9に示すように、許容誤差1%の抵抗を使用して V_{OUT} を分割します。安定化された出力電圧は次式で求められます。

$$V_{OUT} = 0.6V \cdot \left(1 + \frac{R_B}{R_A} \right)$$

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_{SENSE} 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。

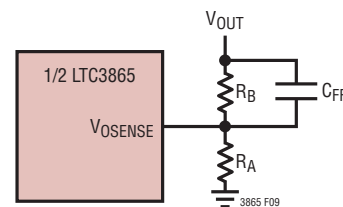


図9. 出力電圧の設定

LTC3865/LTC3865-1

アプリケーション情報

フォールト状態:電流制限と電流フォールドバック

LTC3865/LTC3865-1には、出力がグラ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ソフトスタートまたはトラックアップの間はデイスエーブルされます。デューティ・サイクルが非常に低いときの短絡状態では、LTC3865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、LTC3865/LTC3865-1の最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ (約90ns)、入力電圧、およびインダクタ値によって決まります。

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

この結果、短絡電流は次式で求められます。

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

フェーズロック・ループと周波数同期

LTC3865/LTC3865-1には電圧制御発振器(V_{CO})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、コントローラ1のトップMOSFETのターンオン

を、MODE/PLLINピンに与えられる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。したがって、コントローラ2のトップMOSFETのターンオンは、外部クロックに対して180度位相がずれます。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、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7.5 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ことにより、フィルタ・ネットワークをFREQピンと同電位にします。FREQピンの電圧と動作周波数の関係が図10に示されており、「電気的特性」の表で規定されています。MODE/PLLINピンで外部クロックが検出されると、前述の内部スイッチがオフしてFREQピンの影響を遮断します。LTC3865は周波数がLTC3865/LTC3865-1の内部 V_{CO} の範囲内にある外部クロックにだけ同期することができる点に注意してください。これは250kHz~770kHzとなることが保証されています。簡略ブロック図を図11に示します。

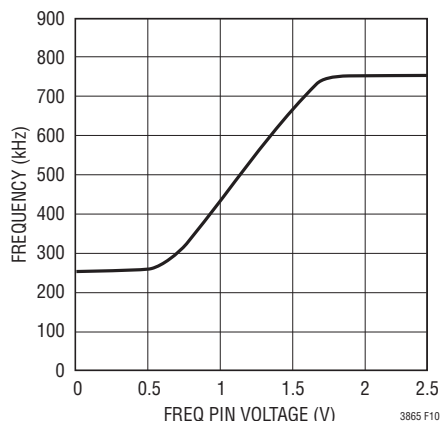


図10. 発振器周波数とFREQピンの電圧の関係

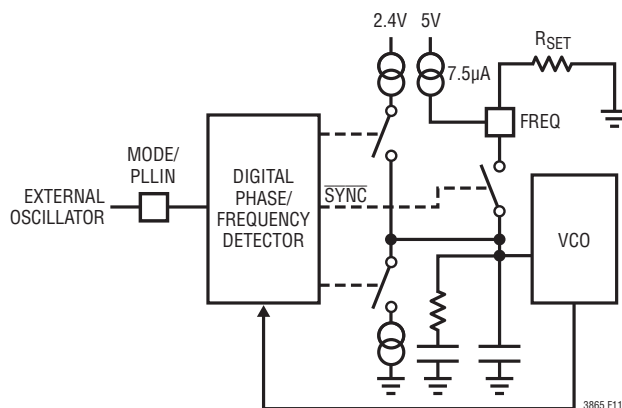


図11. フェーズロック・ループのブロック図

アプリケーション情報

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・ネットワークがプルアップされます。外部クロックの周波数が f_{OSC} より低いときは、電流が連続的にシンクされ、フィルタ・ネットワークがプルダウンされます。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・コンデンサがその電圧を保持します。

通常、外部クロック (MODE/PLLINピン) 入力の“H”のスレッシュホールドは1.6V、“L”のスレッシュホールドは1Vです。デバイスがシャットダウン状態のときには外部クロックを与えないでください。

最小オン時間に関する検討事項

最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ は、LTC3865/LTC3865-1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るため以下の条件を満たすように注意が必要です。

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

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。

PCBのレイアウトが適切である場合、LTC3865/LTC3865-1の最小オン時間は約90ns、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～15mV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130nsまで次第に増加します。これは、軽負荷時の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制限値を下回ると、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、通常、LTC3865/LTC3865-1の回路の損失の大部分は主に4つの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}レギュレータの電流、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ドライバ電流と制御電流は含まれません。通常、 V_{IN} 電流による損失は小さく(<0.1%)になります。
2. INTV_{CC}の電流はMOSFETドライバ電流と制御電流の和です。MOSFETドライバ電流はパワー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”に切り替わるたびに、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。

アプリケーション情報

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. I²R損失は(もし使用されていれば)ヒューズ、MOSFET、インダクタ、電流検出抵抗の各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_{DS(ON)}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I²R損失を求めることができます。たとえば、各値がR_{DS(ON)} = 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出力の場合に出力電流が3Aから15Aまで増加すると損失は2%~8%、あるいは3.3V出力では3%~12%の範囲になります。効率は、外付け部品と出力電力レベルが同じ場合にはV_{OUT}の2乗に反比例して変化します。高性能デジタル・システムで要求される出力電圧の低下と電流の増加の相乗効果により、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。

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

銅トレースやバッテリーの内部抵抗など他の「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。バッテリーの内部抵抗による損失とヒューズの抵抗による損失は、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を非常に小さくすることによって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20mΩ~50mΩで容量が最小20μF~40μFのコンデンサを必要とします。通常、LTC3865の2フェーズ・アーキテクチャでは、必要な入力容量は競合製品の半分になります。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応答するのに数サイクルを要します。負荷ステップが生じると、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生じ、レギュレータを電流変化に適應させてV_{OUT}を定常値に回復させます。この回復時間に(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が生じないか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、制御ループの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・ポイントも得られます。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、正確に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割合を調べ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って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。

アプリケーション情報

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。立ち上がり時間が $1\mu s \sim 10\mu s$ の全負荷電流の20%~80%の出力電流パルスによって出力電圧波形と I_{TH} ピンの波形が発生し、それにより、帰還ループを閉じたままで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ので、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のずれ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、電源の実際の全体的性能を表します。

次に、大容量($>1\mu F$)の電源バイパス・コンデンサを備えた負荷をスイッチを介して接続することにより、さらに大きな過渡が生じます。放電しきったバイパス・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。負荷のスイッチの抵抗が小さく、しかも瞬時にドライブされると、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のに十分な速さで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、スイッチの立ち上がり時間を制御して、負荷の立ち上がり時間を約 $25 \cdot C_{LOAD}$ に制限しなければなりません。したがって、 $10\mu F$ のコンデンサでは $250\mu s$ の立ち上がり時間が必要となり、充電電流は約200mAに制限されます。

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デバイスが適切に動作するようにします。これらの項目は図12のレイアウト図にも示してあります。連続モードで動作している2フェーズ同期整流式レギュレータの各ブランチにおける電流波形を図13に示します。レイアウトでは、以下の項目をチェックしてください。

1. NチャネルMOSFETのM1とM3は互いに1cm以内に配置され、 C_{IN} で共通ドレイン接続されていますか? 2つのチャネルの入力デカップリングを分割すると大きな共振ループが形成されることがあるので、入力デカップリングは分割しないでください。
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_{OSENSE} 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(-)端子はできるだけ近づけて接続します。
3. LTC3865の V_{OSENSE} ピンは C_{OUT} の(+)端子に接続されていますか? V_{OSENSE} ピンと C_{OUT} の間は入力コンデンサからの大電流経路に沿って配線しないでください。
4. $SENSE^+$ と $SENSE^-$ のリードは最小限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。検出抵抗またはインダクタのどちらが電流検出に使用されるにしても、ケルビン接続を使用して高精度の電流検出を行うようにします。
5. $INTVCC$ デカップリング・コンデンサはデバイスの近くで $INTVCC$ ピンと電源グラウンド・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。1個の $1\mu F$ セラミック・コンデンサを $INTVCC$ 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。



アプリケーション情報

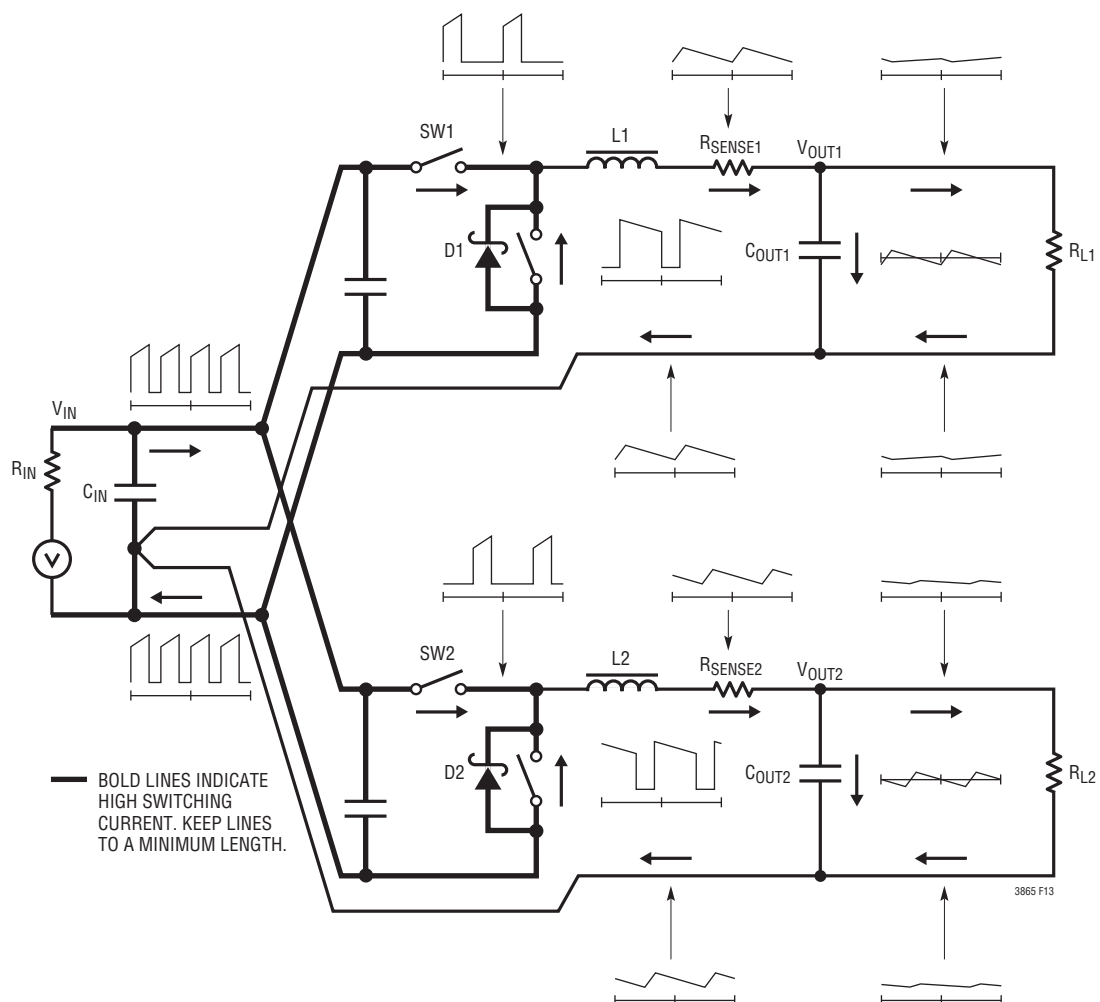


図13. ブランチ電流の波形

アプリケーション情報

6. スイッチング・ノード (SW1、SW2)、トップ・ゲート・ノード (TG1、TG2)、および昇圧ノード (BOOST1、BOOST2) を敏感な小信号ノード、特に反対側のチャネルの電圧検出帰還ピンおよび電流検出帰還ピンから離してください。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、LTC3865/LTC3865-1の「出力側」に置き、基板のトレース面積を最小限に抑えます。DCRによる検出を使用する場合、上側の抵抗 (図2bのR1) をスイッチング・ノードの近くに配置します。
7. 改良型の「スター・グランド」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で銅領域が大きい中央接地点で、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側、およびデバイスのSGNDピンを接続します。

PC基板レイアウトのデバッグ

一度に片方のコントローラから始めます。回路をテストするときは、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のが効率的です。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を達成しているかチェックします。ドロップアウト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%) を下回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・サイクルが変化する場合、

電圧検出入力または電流検出入力でノイズを拾っているか、あるいはループ補償が適切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不要であれば、ループの過補償を用いてPCレイアウトの不備を補うことができます。両方のコントローラを同時にオンするのは、各コントローラの個々の性能をチェックしてからにしてください。特に条件の厳しい動作領域は、片方のコントローラ・チャネルが電流コンパレータのトリップ点に近づいているときに他方のチャネルがトップMOSFETをオンしようとしているときです。これは内部クロックの位相同期のために、どちらのチャネルのデューティ・サイクルも50%付近のとき発生し、小さなデューティ・サイクル・ジッタを引き起こす可能性があります。

V_{IN}を公称レベルから低下させて、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}を低下させて動作を確認し、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生じないかどうかを調べます。入力電圧が高くなつ出力電流が小さいときに問題が生じる場合は、BOOST、SW、TGおよび (おそらく) BGの各接続点と、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。電流検出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最小限に抑えるのに有効です。低入力電圧時の電流出力負荷が大きいときに問題が生じる場合は、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検出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ピン間の共通グランド経路の電圧ピックアップも調べてください。

アプリケーション情報

設計例

2チャンネルの中程度の電流レギュレータの設計例として、 $V_{IN} = 12V$ (公称)、 $V_{IN} = 20V$ (最大)、 $V_{OUT1} = 3.3V$ 、 $V_{OUT2} = 1.8V$ 、 $I_{MAX1,2} = 5A$ 、 $f = 500kHz$ を想定します(図14を参照)。

安定化された出力電圧は、VID11とVID22をINTV_{CC}に接続し、VID12とVID21をフロート状態にすることによって設定します。

周波数はFREQピンを1.2Vにバイアスすることによって設定します(図9を参照)。

インダクタンス値は最大35%のリップル電流(各チャネルで1.75A)の想定に基づいています。リップル電流の最大値は最大入力電圧で生じます。

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

チャネル1には3.2 μ H、チャネル2には1.9 μ Hが必要です。これより大きくて最も近い標準値は3.3 μ Hと2.2 μ Hです。公称入力電圧(12V)では、リップルは次のようになります。

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

チャネル1には1.45A (29%)のリップルが生じ、チャネル2には1.4A (28%)のリップルが生じます。ピーク・インダクタ電流は、最大DC値にリップル電流の半分を加えた値、つまりチャネル1で5.725A、チャネル2で5.7Aになります。

チャネル1の最小オン時間は最大 V_{IN} で生じ、90nsより短くならないようにします。

$$t_{ON(MIN)} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)} \cdot f} = \frac{1.8V}{20V(500kHz)} = 180ns$$

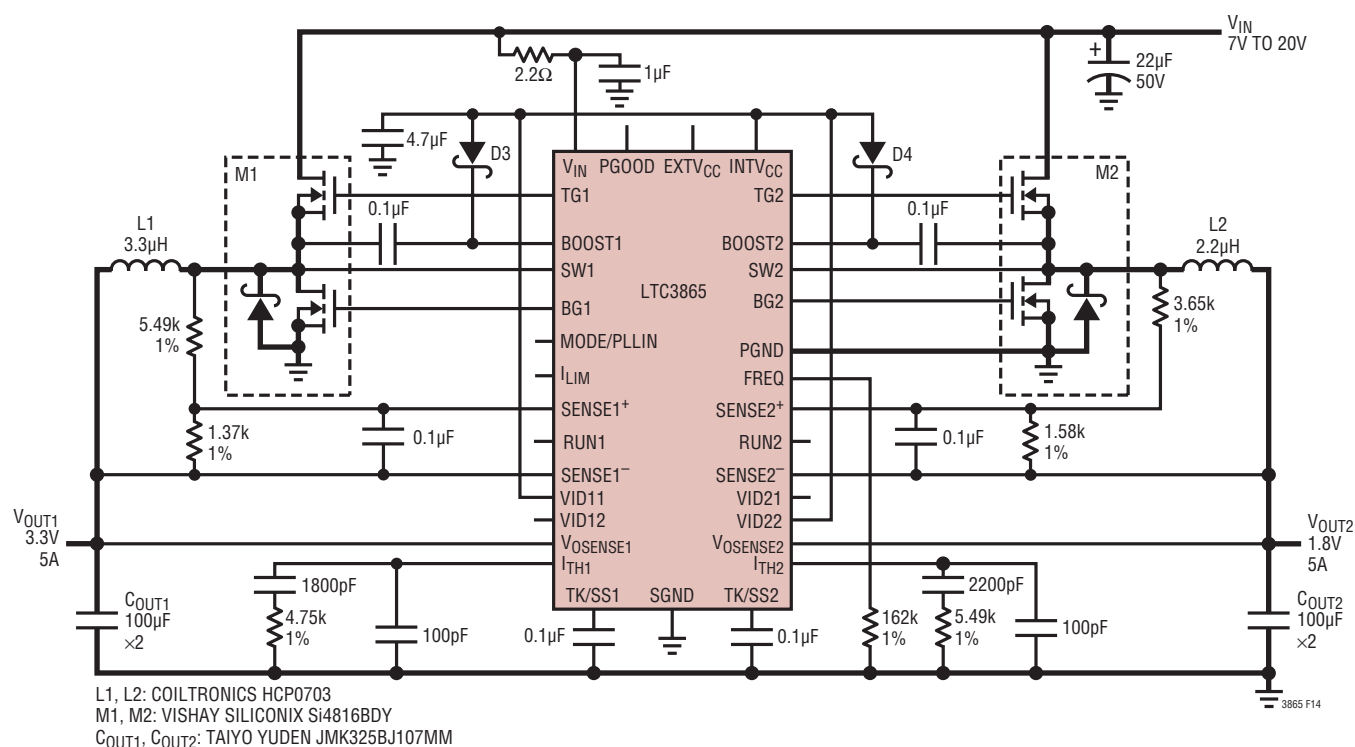


図14. 高効率デュアル500kHz、3.3V/1.8V降圧コンバータ

アプリケーション情報

I_{LIM} がフロート状態の場合、等価 R_{SENSE} 抵抗値は、最大電流検出スレッシュホールド(44mV)の最小値を使用することによって算出することができます。

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

$$= \frac{44mV}{5A + \frac{1.5A}{2}} \approx 7.7m\Omega$$

チャネル2の等価 R_{SENSE} も同じ値になります。

Coiltronics (Cooper) のHCP0703-2R2 (20°Cでの DCR_{MAX} が20m Ω)とHCP0703-3R3 (20°Cでの DCR_{MAX} が30m Ω)を選択します。100°Cでは、DCRの推定最大値は26.4m Ω と39.6m Ω です。分割器の比は次のようになります。

$$R_D = \frac{R_{SENSE(EQUIV)}}{DCR_{MAX} \text{ at } T_L(MAX)} = \frac{7.7m\Omega}{26.4m\Omega} = 0.3;$$

$$\text{and } \frac{7.7m\Omega}{39.6m\Omega} \approx 0.2$$

各チャネルに対して、C1に0.1 μ Fを選択します。

$$R1||R2 = \frac{L}{(DCR_{MAX} \text{ at } 20^\circ C) \cdot C1} = \frac{2.2\mu H}{20m\Omega \cdot 0.1\mu F}$$

$$= 1.1k; \text{ and } \frac{3.3\mu H}{30m\Omega \cdot 0.1\mu F} = 1.1k$$

チャネル1では、 DCR_{SENSE} フィルタ/分割器の値は次のようになります。

$$R1 = \frac{R1||R2}{R_D} = \frac{1.1k}{0.2} \approx 5.5k;$$

$$R2 = \frac{R1 \cdot R_D}{1 - R_D} = \frac{5.5k \cdot 0.2}{1 - 0.2} \approx 1.37k$$

最大入力電圧でのR1の電力損失は次のようになります。

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

$$= \frac{(20V - 3.3V) \cdot 3.3V}{5.5k} = 10mW$$

チャネル2のそれぞれの値は、 $R1 = 3.66k$ 、 $R2 = 1.57k$ 、 $P_{LOSS R1} = 8mW$ になります。

軽負荷での効率が低いので(図15)、MODE/PLLINピンをフロート状態にすることによってBurst Mode動作を選択します。DCR検出ネットワークによる電力損失は、適切な検出抵抗(8m Ω)を使用した場合に比べて軽負荷ではわずかに大きくなります。より大きな負荷では、DCRによる検出はより高効率になります。

トップサイドMOSFETの電力損失は容易に推定できます。SiliconixのSi4816BDYデュアルMOSFETを選択すると、 $R_{DS(ON)} = 0.023\Omega/0.016\Omega$ 、 C_{MILLER} が約100pFになります。 T (推定値) = 50°Cでの最大入力電圧では次のようになります。

$$P_{MAIN} = \frac{3.3V}{20V} (5)^2 [1 + (0.005)(50^\circ C - 25^\circ C)] \cdot$$

$$(0.023\Omega) + (20V)^2 \left(\frac{5A}{2} \right) (2\Omega) (100pF) \cdot$$

$$\left[\frac{1}{5-2.3} + \frac{1}{2.3} \right] (500kHz) = 186mW$$

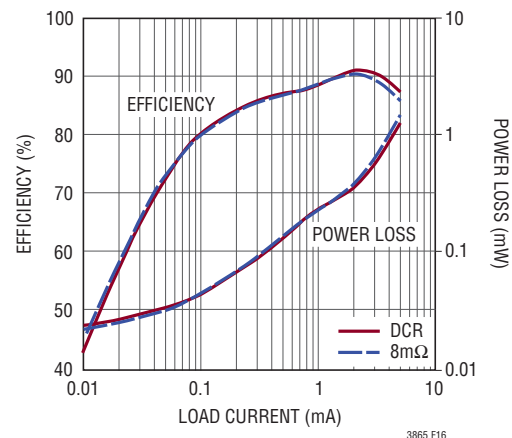
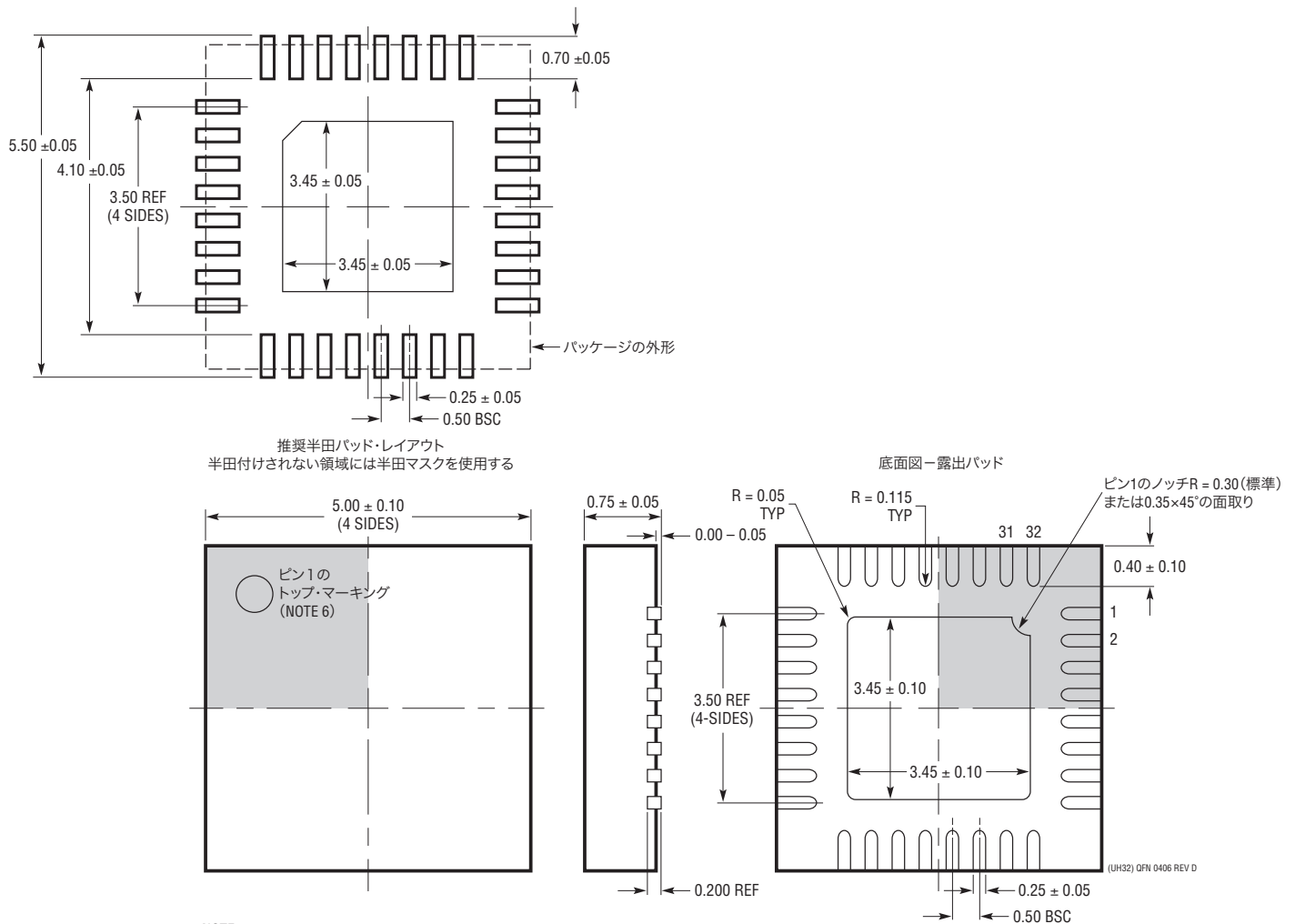


図15. 設計例の効率と負荷

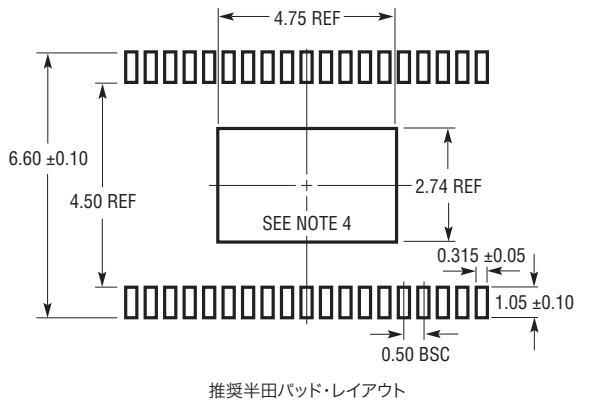
パッケージ

UHパッケージ
 32ピン・プラスチックQFN (5mm×5mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1693 Rev D)

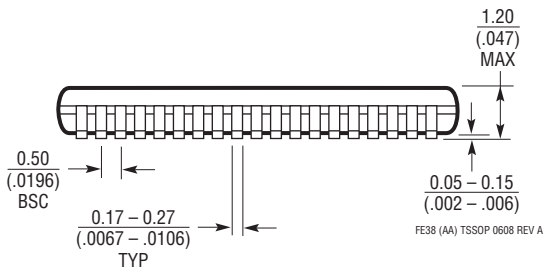
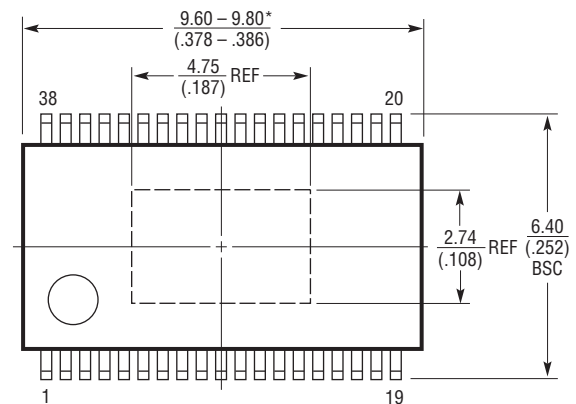
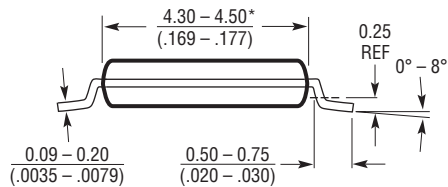


パッケージ

FEパッケージ
38ピン・プラスチックTSSOP (4.4mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1772 Rev A)
露出パッド・バリエーションAA



推奨半田パッド・レイアウト



NOTE:

1. 標準寸法: ミリメートル
2. 寸法は $\frac{\text{ミリメートル}}{(\text{インチ})}$
3. 図は実寸とは異なる

4. 露出パッド接着のための
推奨最小PCBメタルサイズ

*寸法にはモールドのバリを含まない
モールドのバリは各サイドで $0.150\text{mm}(0.006")$ を超えないこと

FE38 (AA) TSSOP 0608 REV A

改訂履歴 (改訂履歴はRev Aから開始)

REV	日付	概要	ページ番号
A	04/10	「発注情報」セクションの温度範囲を更新	2
		「電気的特性」表とNote 2を更新	4、5
		グラフG08を更新	7
		「標準的応用例」にグラフを2つ追加	34
		「関連製品」を更新	38
B	08/10	「絶対最大定格」セクションにNote 9を追加	2
		「電気的特性」セクションにNote 8を追加	4
		「電気的特性」セクションの I_{FREQ} に条件を追加	5
		Note 9を追加	5
		データシート全体を通して、1.2Vを1.22Vに変更	10、11、12、13、 19、22

標準的応用例

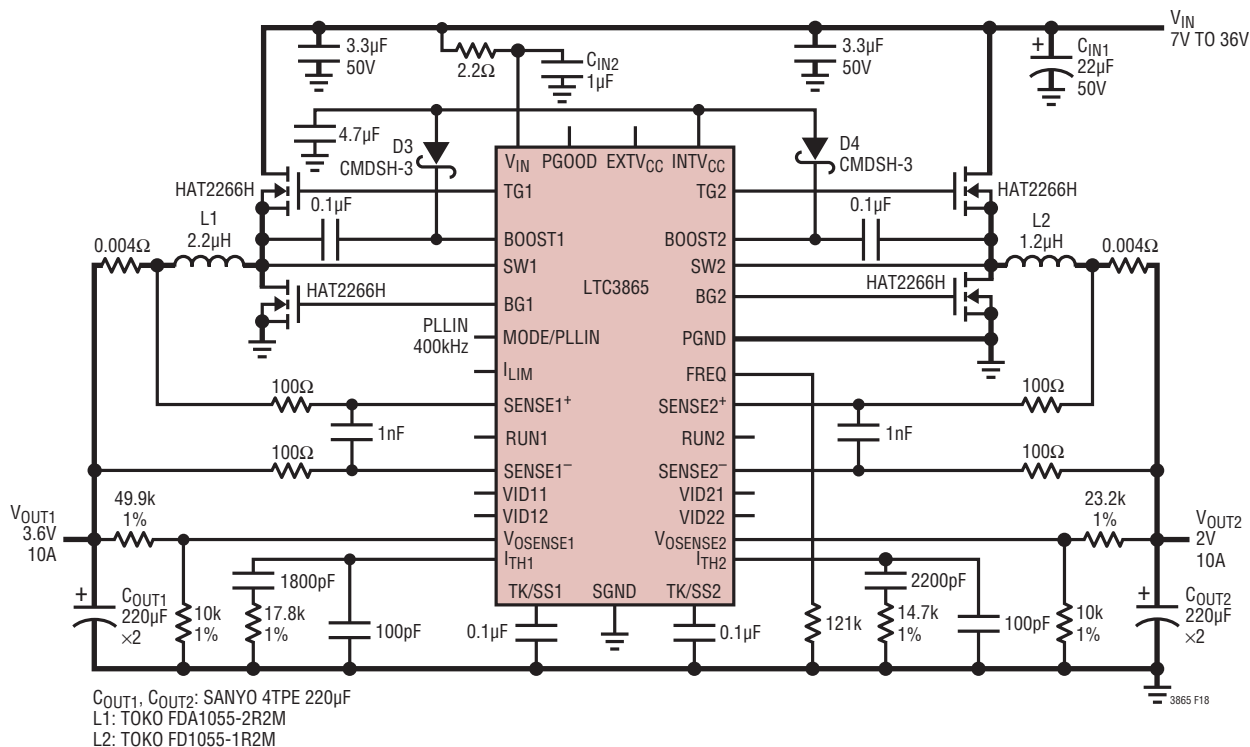


図18. 400kHzに同期する、センス抵抗を外付けした高 V_{IN} 、3.6V/10A、2V/10Aのコンバータ

関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3850/LTC3850-1 LTC3850-2	デュアル、2フェーズ、高効率同期整流式降圧DC/DCコントローラ、 R_{SENSE} またはDCRによる電流検出およびトラッキング	フェーズロック可能な固定動作周波数: 250kHz~780kHz、 $4V \leq V_{IN} \leq 30V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 5.25V$
LTC3855	差動アンプおよびDCR 温度補償付き、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	フェーズロック可能な固定動作周波数: 250kHz~770kHz、 $4.5V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $t_{ON(MIN)} = 90ns$
LTC3860	差動アンプおよび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	パワブロック、DRMOSデバイス、または外部MOSFETと共に動作、 $3V \leq V_{IN} \leq 24V$ 、 $t_{ON(MIN)} = 20ns$
LTC3853	トリプル出力、マルチフェーズ同期整流式降圧DC/DCコントローラ、 R_{SENSE} またはDCRによる電流検出およびトラッキング	フェーズロック可能な固定動作周波数: 250kHz~750kHz、 $4V \leq V_{IN} \leq 24V$ 、出力電圧: 13.5V(最大)
LTC3854	実装面積の小さい、広い入力電圧範囲の同期整流式降圧DC/DCコントローラ、 R_{SENSE} またはDCRによる電流検出	固定動作周波数: 400kHz、 $4.5V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 5.25V$ 、2mm×3mm QFN-12およびMSOP-12パッケージ
LTC3878/LTC3879	一定のオン時間、No R_{SENSE} 同期整流式降圧DC/DCコントローラ、 R_{SENSE} が不要	非常に高速な過渡応答、 $t_{ON(MIN)} = 43ns$ 、 $4V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 0.9V_{IN}$ 、SSOP-16、MSOP-16Eおよび3mm×3mm QFN-16パッケージ
LTC3775	高周波電圧モード同期整流式降圧DC/DCコントローラ	高速過渡応答、 $t_{ON(MIN)} = 30ns$ 、 $4V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $0.6V \leq V_{OUT} \leq 0.8V$ 、MSOP-16Eおよび3mm×3mm QFN-16パッケージ