

低電圧動作向け 高電力降圧同期整流式 DC/DCコントローラ

特長

- 0.6Vと低い V_{OUT}
- 3.3V ~ 5Vから0.6V ~ 3.xVの降圧アプリケーション向け高電力スイッチング・レギュレータ・コントローラ
- 電流センス抵抗が不要
- 低い入力電源電圧範囲：3V ~ 8V
- 最大デューティ・サイクル：91%以上(全温度範囲)
- すべてNチャンネルの外付けMOSFET
- 優れた出力レギュレーション：入力、負荷、温度の全範囲で $\pm 1\%$
- 高効率：95%以上が可能
- 可変出力電圧または2.5V固定出力電圧(LTC3832)
- プログラム可能な固定周波数動作：100kHz ~ 500kHz
- 外部クロックに同期可能
- ソフトスタート機能
- 低いシャットダウン電流： $< 10\mu A$
- 熱保護機能
- SO-8およびSSOP-16パッケージで供給


アプリケーション

- CPU電源
- マルチ・ロジック電源ジェネレータ
- 配電アプリケーション
- 高効率の電力変換

概要

LTC[®]3832/LTC3832-1は、3.3V ~ 5Vから0.6V ~ 3.xVの降圧アプリケーション向けに最適化された高電力、高効率のスイッチング・レギュレータ・コントローラです。高精度の内部リファレンスと帰還システムにより、温度、負荷電流、入力電圧の全範囲で $\pm 1\%$ の出力レギュレーションを実現します。LTC3832/LTC3832-1はNチャンネルMOSFETを使った同期整流式スイッチング・アーキテクチャを採用しています。さらに、上側NチャンネルMOSFETのドレイン・ソース間抵抗を流れる出力電流を検知し、電流センス抵抗なしで可変電流制限を提供します。

LTC3832/LTC3832-1は全温度範囲にわたり3Vという低い入力電源電圧で、91%を超える最大デューティ・サイクルで動作します。これらのデバイスは固定周波数PWM発振器を内蔵しているため、出力リップルを低減できます。300kHzの自走クロック周波数は、100kHz ~ 500kHzの範囲で外部で調整することも、外部信号への同期も可能です。LTC3832の消費電流は、シャットダウン・モードでは $10\mu A$ 以下まで減少します。LTC3832-1は、電流制限、周波数調整、シャットダウン機能をもたないSO-8バージョンです。

 LTC、LTはリアテクノロジー社の登録商標です。

標準的応用例

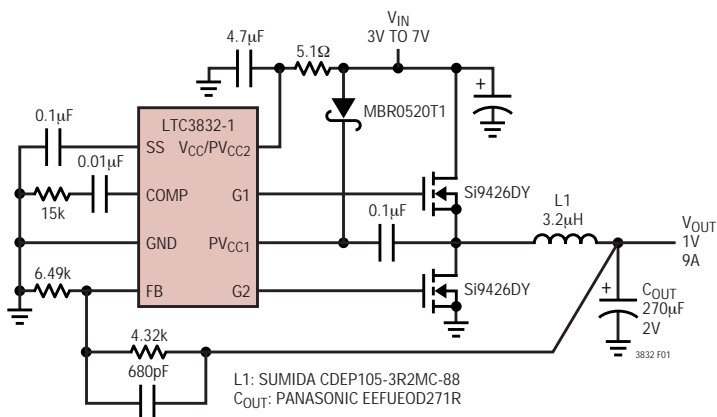
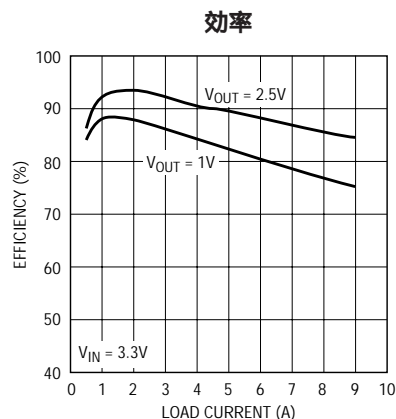


図1 . 3.3Vから1Vへの高効率電力コンバータ



3832 F01b

3832f

LTC3832/LTC3832-1

絶対最大定格

(Note 1)

電源電圧

V_{CC} 9V
 $PV_{CC1, 2}$ 14V

入力電圧

I_{FB} 、 I_{MAX} - 0.3V ~ 14V
 SENSE⁺、SENSE⁻、FB、
 SHDN、FREQSET - 0.3V ~ ($V_{CC} + 0.3V$)

接合部温度 125
 動作温度範囲 (Note 9) - 40 ~ 85
 保存温度範囲 - 65 ~ 150
 リード温度 (半田付け、10秒) 300

パッケージ/発注情報

<p>GN PACKAGE 16-LEAD PLASTIC SSOP $T_{JMAX} = 125^{\circ}C, \theta_{JA} = 130^{\circ}C/W$</p>	ORDER PART NUMBER	<p>S8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC SO $T_{JMAX} = 125^{\circ}C, \theta_{JA} = 130^{\circ}C/W$</p>	ORDER PART NUMBER
	LTC3832EGN		LTC3832-1ES8
	GN PART MARKING		S8 PART MARKING
3832	38321		

より広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社へお問い合わせください。

電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25$ での値。注記がない限り、 V_{CC} 、 PV_{CC1} 、 $PV_{CC2} = 5V$ 。(Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{CC}	Supply Voltage		● 3	5	8	V
PV_{CC}	PV_{CC1} , PV_{CC2} Voltage	(Note 7)	● 3		13.2	V
V_{UVLO}	Undervoltage Lockout Voltage			2.4	2.9	V
V_{FB}	Feedback Voltage	$V_{COMP} = 1.25V$	● 0.595	0.6	0.605	V
			● 0.593	0.6	0.607	V
V_{OUT}	Output Voltage	$V_{COMP} = 1.25V$	● 2.462	2.5	2.538	V
			● 2.450	2.5	2.550	V
ΔV_{OUT}	Output Load Regulation	$I_{OUT} = 0A$ to 10A (Note 6)		2		mV
	Output Line Regulation	$V_{CC} = 4.75V$ to 5.25V		0.1		mV

3832f

電氣的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25$ での値。注記がない限り、 V_{CC} 、 PV_{CC1} 、 $PV_{CC2} = 5V$ 。(Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
I_{VCC}	Supply Current	Figure 2, $\overline{V_{SHDN}} = V_{CC}$ $V_{SHDN} = 0V$	●	0.7 1	1.6 10	μA μA	
I_{PVCC}	PV_{CC} Supply Current	Figure 2, $\overline{V_{SHDN}} = V_{CC}$ (Note 3) $V_{SHDN} = 0V$	●	20 0.1	30 10	μA μA	
f_{OSC}	Internal Oscillator Frequency	FREQSET Floating	●	230	300	360	kHz
V_{SAWL}	V_{COMP} at Minimum Duty Cycle			1.2		V	
V_{SAWH}	V_{COMP} at Maximum Duty Cycle			2.2		V	
$V_{COMPMAX}$	Maximum V_{COMP}	$V_{FB} = 0V$, $PV_{CC1} = 8V$		2.85		V	
$\Delta f_{OSC}/\Delta I_{FREQSET}$	Frequency Adjustment			10		kHz/ μA	
A_V	Error Amplifier Open-Loop DC Gain	Measured from FB to COMP, SENSE+ and SENSE- Floating, (Note 4)	●	50	65	dB	
g_m	Error Amplifier Transconductance	Measured from FB to COMP, SENSE+ and SENSE- Floating, (Note 4)	●	1600	2000	2400	μmho
I_{COMP}	Error Amplifier Output Sink/Source Current			100		μA	
I_{MAX}	I_{MAX} Sink Current	$V_{IMAX} = V_{CC}$	●	8 4	12 12	16 20	μA μA
	I_{MAX} Sink Current Tempco	$V_{IMAX} = V_{CC}$ (Note 6)			3300		ppm/ $^{\circ}C$
V_{IH}	\overline{SHDN} Input High Voltage		●	2.4		V	
V_{IL}	\overline{SHDN} Input Low Voltage		●		0.8	V	
I_{IN}	\overline{SHDN} Input Current	$V_{SHDN} = V_{CC}$	●	0.1	1	μA	
I_{SS}	Soft-Start Source Current	$V_{SS} = 0V$, $V_{IMAX} = 0V$, $V_{IFB} = V_{CC}$	●	-8	-12	-18	μA
I_{SSIL}	Maximum Soft-Start Sink Current In Current Limit	$V_{IMAX} = V_{CC}$, $V_{IFB} = 0V$, $V_{SS} = V_{CC}$ (Note 8), $PV_{CC1} = 8V$			1.6		mA
R_{SENSE}	SENSE Input Resistance			23.7		k Ω	
$R_{SENSEFB}$	SENSE to FB Resistance			18		k Ω	
t_r, t_f	Driver Rise/Fall Time	Figure 2, $PV_{CC1} = PV_{CC2} = 5V$ (Note 5)	●	80	250	ns	
t_{NOV}	Driver Nonoverlap Time	Figure 2, $PV_{CC1} = PV_{CC2} = 5V$ (Note 5)	●	25	120	250	ns
DC_{MAX}	Maximum G1 Duty Cycle	Figure 2, $V_{FB} = 0V$ (Note 5), $PV_{CC1} = 8V$	●	91	95	%	

Note 1: 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスの寿命に影響を及ぼす値。

Note 2: デバイスのピンに流れ込む電流はすべて正。デバイスのピンから流れ出す電流はすべて負。注記のないかぎり、すべての電圧はグラウンドを基準にしている。

Note 3: 通常動作時の消費電流は外部FETのゲートの充放電に必要な電流によって支配される。これはLTC3832の動作周波数、動作電圧、および使用される外部FETによって変化する。

Note 4: 開ループDC利得および、SENSE+ピンとSENSE-ピンからCOMPピンへのトランスコンダクタンスはそれぞれ(A_V)(0.6/2.5)と(g_m)(0.6/2.5)となる。

Note 5: 立上りおよび立下り時間は10%と90%のレベルを使用して測定する。デューティ・サイクルとオーバーラップしない時間は50%レベルを使用して測定する。

Note 6: 設計によって保証されているが、テストされない。

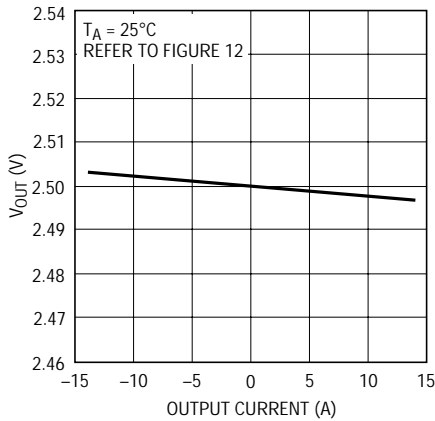
Note 7: G1が95%の最大デューティ・サイクルで動作し、電流制限保護回路がアクティブになるには、 PV_{CC1} は少なくとも2.5Vだけ V_{CC} より高くなければならない。

Note 8: 電流制限アンプは電流をシンクすることはできるが、ソースすることはできない。通常(電流制限されない)動作では、出力電流はゼロになる。

Note 9: LTC3832E/LTC3832-1Eは、0 ~ 70 の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。-40 ~ 85 の動作温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。

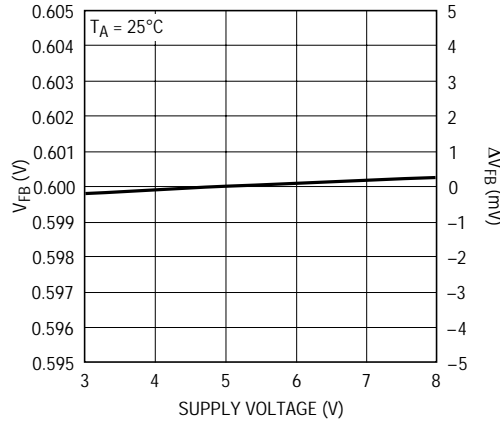
標準的性能特性

ロード・レギュレーション



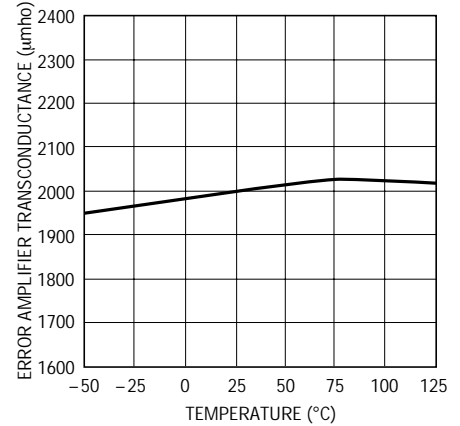
3832 G01

ライン・レギュレーション



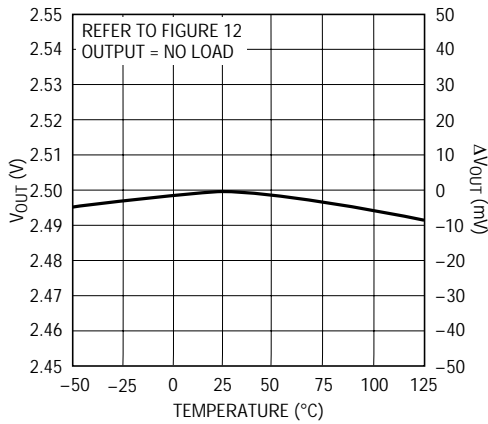
3832 G02

誤差アンプのトランスコンダクタンスと温度



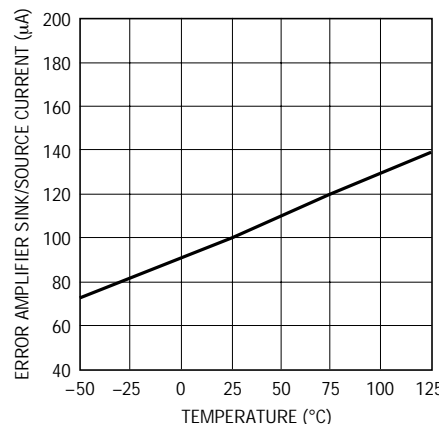
3832 G03

出力電圧の温度ドリフト



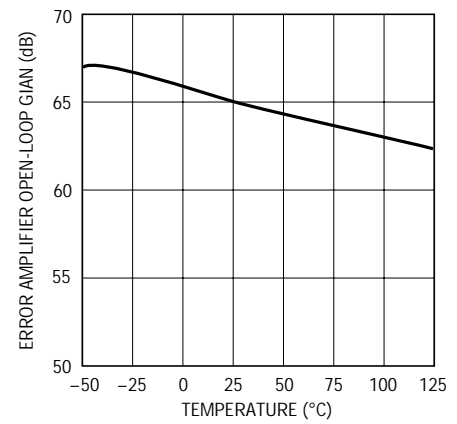
3832 G04

誤差アンプのシンク電流/ソース電流と温度



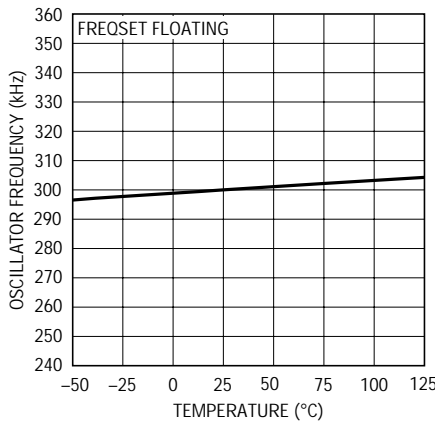
3830 G05

誤差アンプの開ループ利得と温度



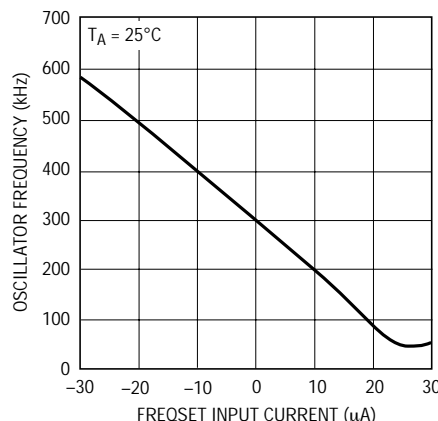
3832 G06

発振器周波数と温度



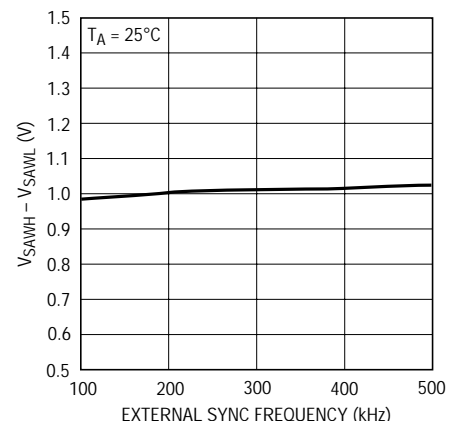
3832 G07

発振器周波数とFREQSET入力電流



3832 G08

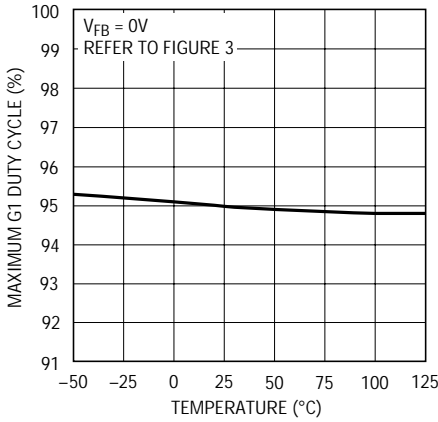
発振器 ($V_{SAWH} - V_{SAWL}$) と外部同期周波数



3832 G09

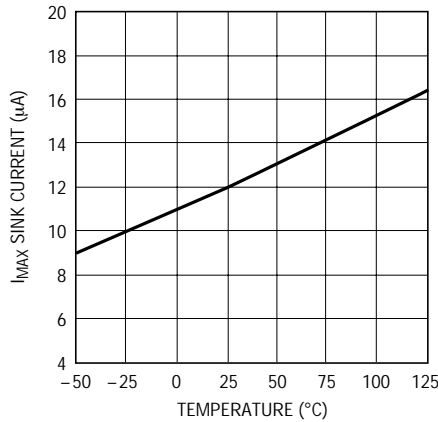
標準的性能特性

最大G1デューティ・サイクルと温度



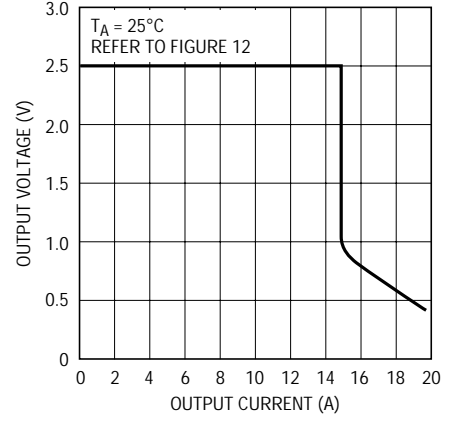
3832 G10

I_{MAX}シンク電流と温度



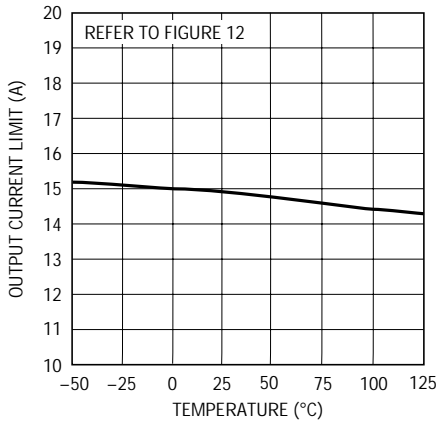
3832 G11

出力過電流保護



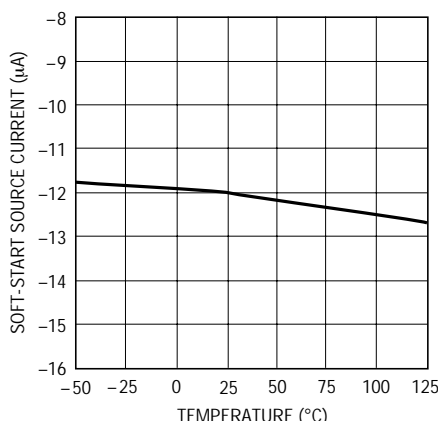
3832 G12

出力電流制限のスレッシュホールドと温度



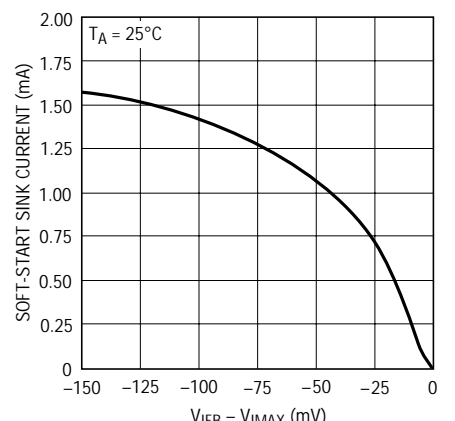
3832 G13

ソフトスタート・ソース電流と温度



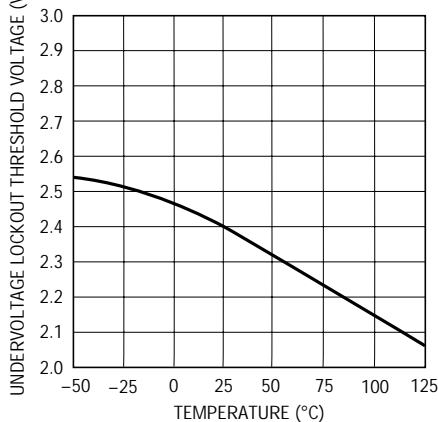
3830 G14

ソフトスタート・シンク電流と (V_{IFB} - V_{IMAX})



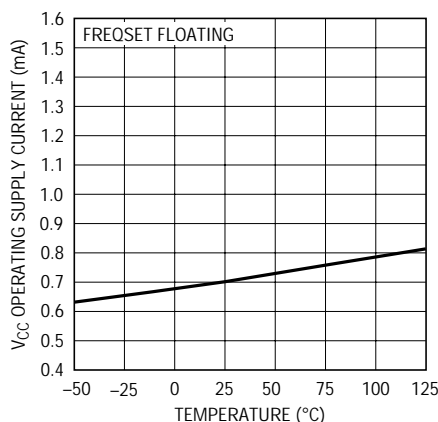
3832 G15

低電圧ロックアウト・スレッシュホールド電圧と温度



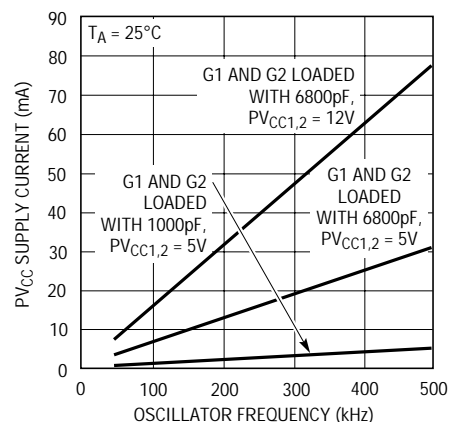
3832 G16

V_{CC}動作電源電流と温度



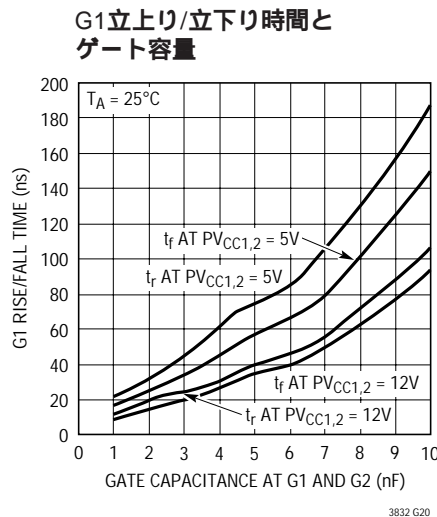
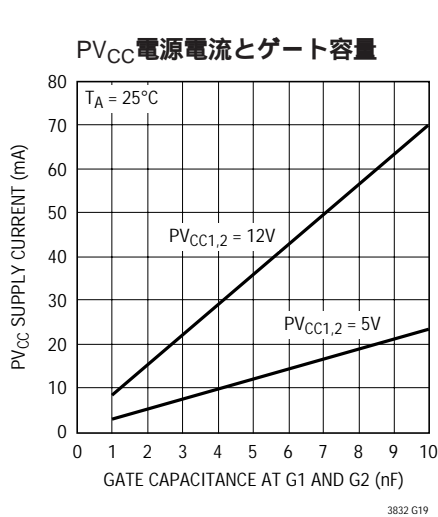
3832 G17

PV_{CC}電源電流と発振器周波数

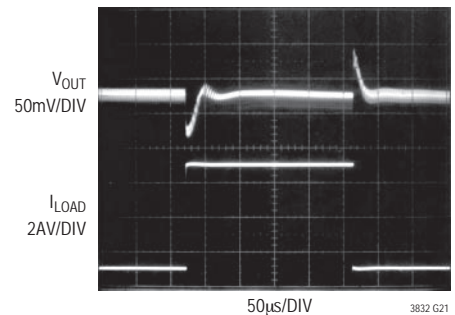


3832 G18

標準的性能特性



過渡応答



ピン機能 (LTC3832/LTC3832-1)

G1(ピン1/ピン1): トップ・ゲート・ドライバ出力。このピンは上側のNチャンネルMOSFET(Q1)のゲートに接続します。この出力はPGNDからPV_{CC1}までスイングします。G2が"H"のとき、またはシャットダウン・モードのとき、このピンは"L"に留まります。

PV_{CC1}(ピン2/ピン2): G1の電源入力。このピンは少なくともV_{IN} + V_{GS(ON)(Q1)}の電位に接続します。この電位は外部電源またはチャージ・ポンプを使って発生させることができます。

PGND(ピン3/ピン3): 電源グランド。両方のドライバともこのピンに帰ります。このピンは、Q2のソースにできるだけ近づけて、低インピーダンスのグランドに接続します。PCBのレイアウト手法の詳細については、「レイアウトの検討事項」のセクションを参照してください。LTC3832-1のPGNDとGNDは内部で結合されてピン3に接続されています。

GND(ピン4/ピン3): 信号グランド。すべての低電力内部回路はこのピンに帰ります。グランド電流によるレギュレーション誤差を最小にするには、ちょうどLTC3832のところでGNDをPGNDに接続します。

SENSE⁻、FB、SENSE⁺(ピン5、6、7/ピン4): これら3つのピンは内部抵抗分割器と誤差アンプの入力に接続されています。内部分割器を使って出力電圧を2.5Vに設定するには、SENSE⁺を出力コンデンサの正端子に接続

し、SENSE⁻を負端子に接続します。FBは浮かせたままにします。外部抵抗分割器を使って出力電圧を設定するには、SENSE⁺とSENSE⁻を浮かせて、外部抵抗分割器をFBに接続します。LTC3832-1には内部抵抗分割器は内蔵されていません。

SHDN(ピン8/NA): シャットダウン。SHDNを100μs以上TTL互換の"L"レベルにすると、LTC3832はシャットダウン・モードになります。シャットダウンでは、G1とG2は"L"になり、すべての内部回路はディスエーブルされ、消費電流は最大10μAに低下します。SHDNをTTL互換の"H"レベルにすると、デバイスは通常どおりに動作します。このピンは外部クロック入力としても機能し、内部発振器を外部クロックに同期させます。LTC3832-1ではシャットダウン機能がディスエーブルされています。

SS(ピン9/ピン5): ソフトスタート。このピンを外部コンデンサ(C_{SS})に接続してソフトスタート機能を実現します。LTC3832が電流制限状態になると、C_{SS}が放電してデューティ・サイクルを下げます。電源立上げ時に、Q1を流れる電流が電流制限レベルを超えないように、C_{SS}を選択する必要があります。

COMP(ピン10/ピン6): 外部補償。このピンは内部で誤差アンプの出力とPWMコンパレータの入力に接続されています。このピンにRC + Cネットワークを使って帰還ループを補償し、最適過渡応答を実現します。

3832f

ピン機能

FREQSET(ピン11/NA)：周波数設定。このピンを使って内部発振器の自走周波数を調整します。このピンを浮かせると、発振器は約300kHzで発振します。FREQSETからグランドに抵抗を接続すると、発振器の速度が上がります。 V_{CC} に抵抗を接続すると、速度が下がります。

I_{MAX} (ピン12/NA)：電流制限のスレッシュホールドの設定。 I_{MAX} は内部電流制限コンパレータのスレッシュホールドを設定します。G1がオンした状態で I_{FB} が I_{MAX} より下に下がると、LTC3832は電流制限状態になります。 I_{MAX} にはGNDへの内部12 μ Aプルダウンが備わっています。外部抵抗を介して、このピンをQ1のドレインのところで主 V_{IN} 電源に接続し、電流制限スレッシュホールドを設定します。この抵抗の両端に0.1 μ Fのデカップリング・コンデンサを接続して、スイッチング・ノイズをフィルタリングします。

I_{FB} (ピン13/NA)：電流制限センス。このピンを、1kの抵抗を介して、Q1のソースとQ2のドレインのところでスイッチング・ノードに接続します。電圧過渡による I_{FB} への損傷を防ぐには、1kの抵抗が必要です。このピンは

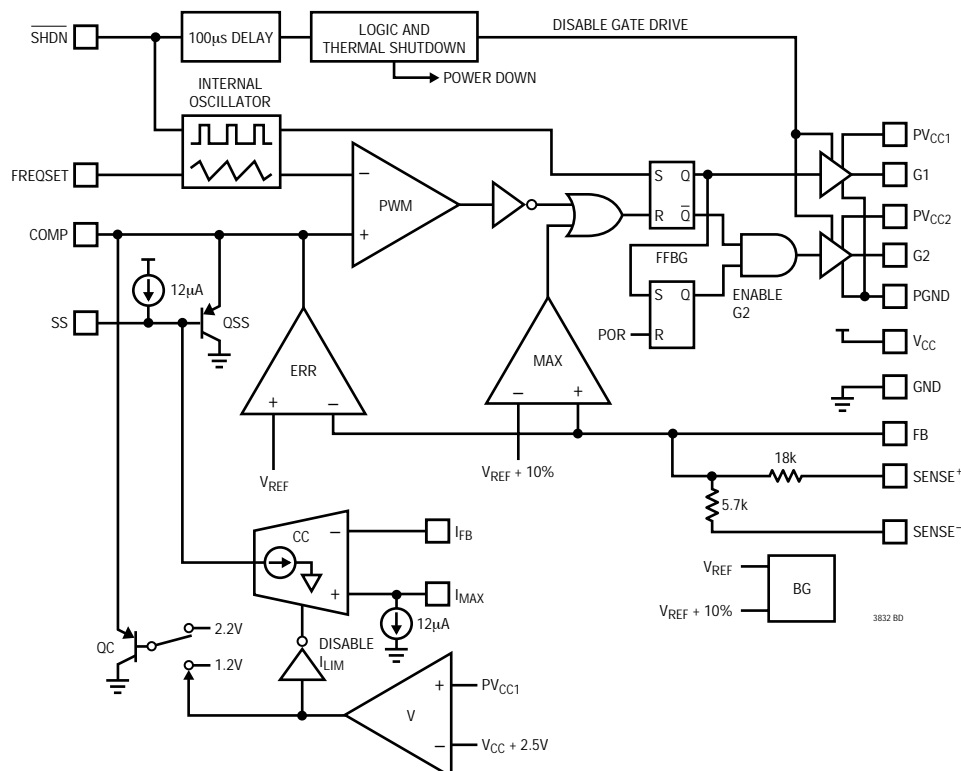
上側のNチャンネルMOSFET(Q1)の両端の電圧降下を検出するのに使われます。

V_{CC} (ピン14/ピン7)：電源入力。すべての低電力内部回路はこのピンから電源電流を得ます。このピンを、Q1のドレインに接続されている主 V_{IN} 電源とは別に、クリーンな電源に接続します。このピンには4.7 μ Fのバイパス・コンデンサが必要です。LTC3832-1では V_{CC} と PV_{CC2} が結合されてピン7に接続されており、10 μ Fのバイパス・コンデンサをGNDに接続する必要があります。

PV_{CC2} (ピン15/ピン7)：G2への電源入力。このピンは高電力の主電源に接続します。

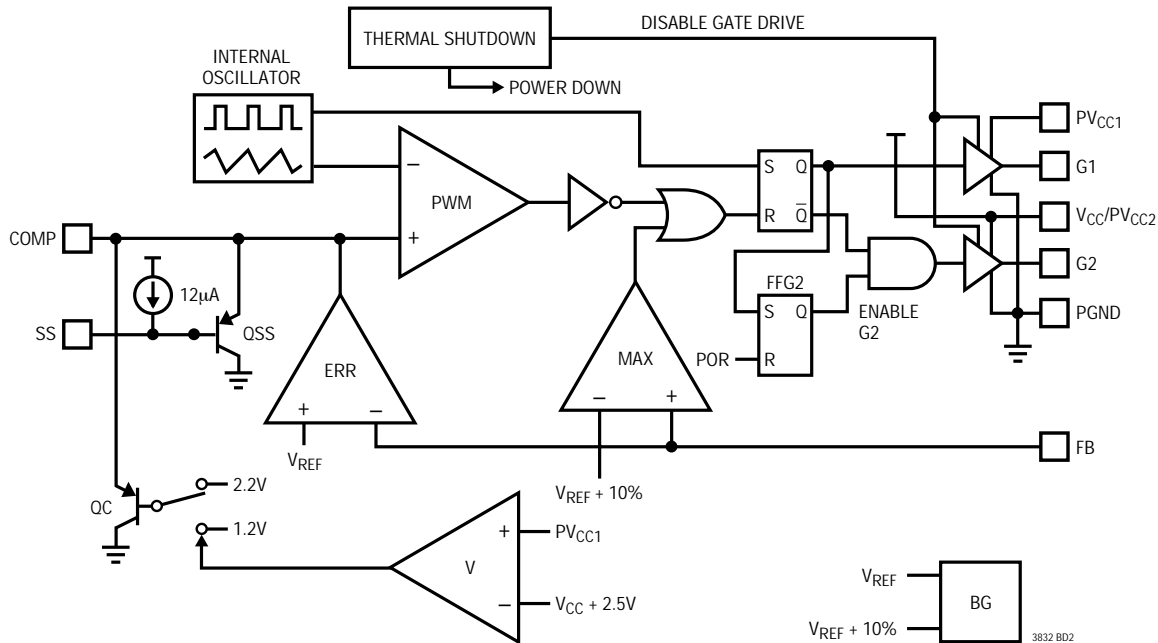
G2(ピン16/ピン8)：ボトム・ゲート・ドライバ出力。このピンは下側のNチャンネルMOSFET(Q2)のゲートに接続します。この出力はPGNDから PV_{CC2} までスイングします。G1が“H”のとき、またはシャットダウン・モードのとき、このピンは“L”に留まります。ソフトスタート・サイクルのあいだ出力のアンダーシュートを防ぐため、G1が最初に“H”になるまでG2は“L”に保たれます(ブロック図のFFBG)。

ブロック図 (LTC3832)



LTC3832/LTC3832-1

ブロック図 (LTC3832-1)



テスト回路

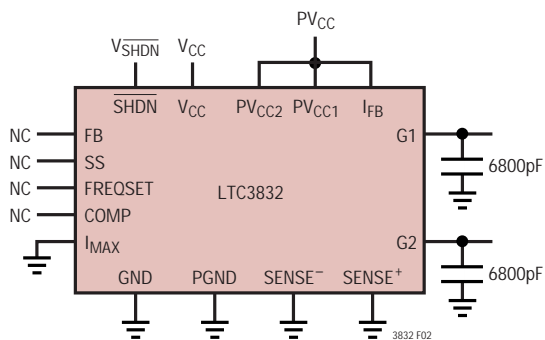


図2

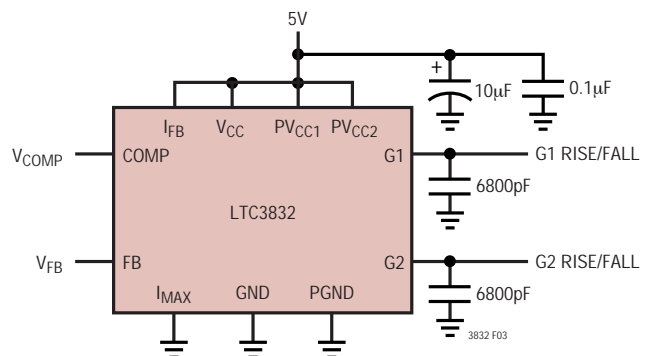


図3

アプリケーション情報

概要

LTC3832/LTC3832-1は電圧モード帰還の同期式スイッチング・レギュレータ・コントローラで(ブロック図を参照) 高電力低電圧の降圧(バック)コンバータに使うように設計されています。これらのデバイスは、PWMジェネレータ、 $\pm 0.8\%$ に微調整された精密リファレンス、2つの高電力MOSFETゲート・ドライバ、および完

全なスイッチング・レギュレータ回路を構成するのに必要なすべての帰還回路と制御回路を内蔵しています。PWMループは通常300kHzで動作します。

LTC3832には電流検出素子として上側の外部Nチャネル・パワーMOSFETを使う電流制限センス回路が内蔵されているので、外部センス抵抗が不要です。

アプリケーション情報

LTC3832には内部ソフトスタート機能も内蔵されており、それを動作させるには1個の外部コンデンサだけが必要です。さらに、LTC3832には可変発振器が備わっており、自走させることもできるし、100kHz~500kHzの周波数の外部信号に同期させることもできるので、外付け部品の選択の柔軟性が増します。LTC3832-1には、電流制限、周波数の調整、外部同期およびシャットダウン機能は内蔵されていません。

動作原理

主帰還ループ

LTC3832/LTC3832-1は出力コンデンサのところで回路の出力電圧を検知し、この電圧を、抵抗分割器ネットワークを介して、内部のトランスコンダクタンス・アンプ (ERR) にフィードバックします。誤差アンプは抵抗分割器によって分割された出力電圧を内部の0.6Vリファレンスと比較し、誤差信号をPWMコンパレータに出力します。この誤差信号は(内部発振器からの)固定周波数のランプ波形と比較され、パルス幅変調された信号を発生させます。このPWM信号は、G1ピンとG2ピンを介して、外部MOSFETをドライブします。その結果生じるチョップされた波形は(ループを閉じる) L_O と C_{OUT} でフィルタ処理されます。ループ補償は、誤差アンプの出力ノードであるCOMPピンに接続した外部補償回路によって実現されます。

MAX帰還ループ

誤差アンプの応答が十分高速ではない状況では、帰還ループにコンパレータを追加すると、出力電圧が高速補正されます。MAXは帰還信号を内部リファレンスより60mV高い電圧と比較します。信号がコンパレータのスレッシュホールドより高いと、MAXコンパレータは誤差アンプをオーバーライドして、ループを最小デューティ・サイクル(0%)に強制します。ノイズによるトリガを防ぐため、MAXコンパレータの応答時間は意図的に2~3マイクロ秒だけ遅らせてあります。このコンパレータは出力負荷電流の高速過渡による極端な出力の乱れを防ぐのに役立ちますが、同時に主帰還ループは安定性のために最適に補償されます。

サーマル・シャットダウン

LTC3832/LTC3832-1は熱保護回路を備えており、この回路が起動すると両方のゲート・ドライバをディスエー

ルします。チップの接合部温度が150℃に達すると、G1とG2の両方が“L”に引き下げられます。G1とG2は接合部温度が125℃より下に下がるまで“L”に保たれ、その後、チップは通常動作を再開します。

ソフトスタートと電流制限

LTC3832にはソフトスタート回路が内蔵されており、起動と電流制限に使用されます。LTC3832-1にはソフトスタート機能だけが備わっており、電流制限機能はディスエーブルされています。SSピンからGNDに外部コンデンサ(C_{SS})を接続する必要があります。このコンデンサの値は必要なソフトスタート時間によって決まります。 C_{SS} コンデンサを充電するために12 μ Aの電流ソースが内蔵されています。起動時、COMPピンはSSピンの電圧よりダイオードの電圧降下分(ブロック図のQSSのベース・エミッタ接合)だけ高い電位にクランプされます。これにより、誤差アンプがループを最大デューティ・サイクルに強制することが防がれます。LTC3832/LTC3832-1は、SSピンが0.6V (V_{COMP} が約1.2V)を超えると、低いデューティ・サイクルで動作します。SSが上昇を続けるにつれ、QSSはターンオフし、誤差アンプが引き継いで出力を安定化します。MINコンパレータがソフトスタート機能をオーバーライドしないように、MINコンパレータはソフトスタート時にはディスエーブルされます。

LTC3832にはさらに別の帰還ループが備わっており、電流制限時の動作を制御します。電流コンパレータ(CC)は、G1の各立下りエッジの直前に I_{FB} ピンのところで測定された上側の外部MOSFET(Q1)の両端の電圧降下をサンプル&ホールドします。CCは I_{FB} の電圧を I_{MAX} ピンの電圧と比較します。ピーク電流が上昇するにつれ、Q1両端で測定された電圧はQ1の $R_{DS(ON)}$ 両端の電圧降下によって増加します。 I_{FB} の電圧が I_{MAX} より下に下がって、Q1のドレイン電流が最大レベルを超したことを示すと、CCは C_{SS} から電流を引き出し始め、デューティ・サイクルを短縮して出力電流レベルを制御します。CCコンパレータは I_{FB} と I_{MAX} の電圧差に比例した電流をSSピンから引き出します。わずかな過負荷状態では、SSピンは徐々に低下し、電流制限が有効になるまでに遅延が生じます。非常に短い軽度の過負荷では出力電圧は全く影響を受けないかもしれませんが、もっと大きな過負荷状態では、SSピンが定常状態に達し、出力は過負荷が解消するまで低い電圧に保たれます。

アプリケーション情報

重度の過負荷ではCCが大幅にオーバードライブされるので、短時間にSSを引き下げて出力部品の損傷を防ぐことができます。出力電流の測定にQ1の $R_{DS(ON)}$ を使うことで、電流制限回路には(そうでなければ必要となる)高価なディスクリートのセンス抵抗が不要になります。これにより、高電流経路内の部品の数を減らすことができます。

外部抵抗 R_{IMAX} を I_{MAX} ピンから(Q1のドレインのところ)に注 V_{IN} 電源に接続して、電流制限スレッシュホールドを設定することができます。 R_{IMAX} の値は次式で定まります。

$$R_{IMAX} = (I_{LMAX})(R_{DS(ON)Q1})/I_{IMAX}$$

ここで、

$$I_{LMAX} = I_{LOAD} + (I_{RIPPLE}/2)$$

I_{LOAD} = Maximum load current

I_{RIPPLE} = Inductor ripple current

$$= \frac{(V_{IN} - V_{OUT})(V_{OUT})}{(f_{OSC})(L_O)(V_{IN})}$$

f_{OSC} = LTC3832 oscillator frequency = 300kHz

L_O = Inductor value

$R_{DS(ON)Q1}$ = On-resistance of Q1 at I_{LMAX}

I_{IMAX} = Internal 12 μ A sink current at I_{LMAX}

Q1の $R_{DS(ON)}$ は通常温度とともに増加します。電流制限のスレッシュホールドを一定に保つため、 I_{LMAX} のところの内部12 μ Aのシンク電流は正の温度係数をもつように設計されており、 $R_{DS(ON)Q1}$ の温度係数の1次補正を与えます。

電流制限回路が適切に動作して、十分正確な電流制限スレッシュホールドが得られるように、 I_{LMAX} ピンと I_{FB} ピンはQ1のドレイン・ピンとソース・ピンのところでケルビン検出する必要があります。さらに、0.1 μ Fのデカップリング・コンデンサを R_{IMAX} の両端に接続して、スイッチング・ノイズをフィルタリングします。そうしないと、Q1のソースのノイズ・スパイクやリングングにより、実際の最大電流が所期の電流制限設定ポイントより大きくなる場合があります。スイッチング・ノイズと $R_{DS(ON)}$ の変化により、実際の電流制限トリップ・ポイントはそれほど正確ではありません。出力電源回路はフォールト状態での電源回路への損傷を防ぐことを主に

意図しています。制限回路が作動し始める正確な電流レベルは、Q1の $R_{DS(ON)}$ のばらつきによってユニットごとに変化します。一般に、 $R_{DS(ON)}$ は $\pm 40\%$ 変化し、LTC3832の I_{MAX} 電流の変化は $\pm 25\%$ なので、電流制限のスレッシュホールドは $\pm 65\%$ 変化することがあります。

MOSFETに印加された V_{GS} が低いと $R_{DS(ON)}$ は大きくなります。これは、 PV_{CC1} が上昇していく立上り時に生じます。大きな $R_{DS(ON)}$ によって電流制限が起動するのを防ぐため、LTC3832は PV_{CC1} が V_{CC} より2.5V以上高くないと電流制限回路をディスエーブルします。電流制限回路の適切な動作を保証するには、 PV_{CC1} はG1が“H”のとき V_{CC} より少なくとも2.5V高くなければなりません。G1が“L”のときは PV_{CC1} を低くして、外部のチャージ・ポンプを使って PV_{CC1} に電力を供給できるようにすることができます。

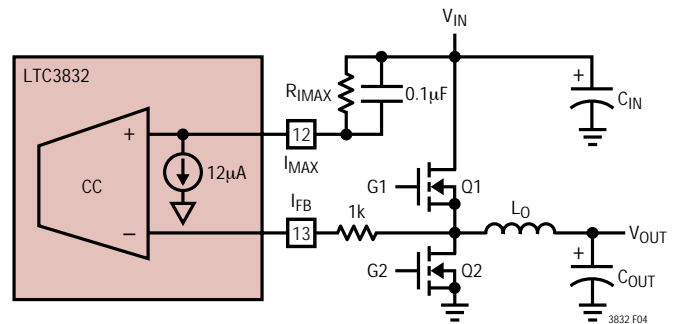


図4．電流制限の設定

発振器周波数

LTC3832は、標準300kHzで自走する電流制御発振器を内蔵しています。強制的にFREQSETピンに電流を流し込む、または同ピンから電流を引き出すことにより、発振器の周波数を調節することができます。このピンを浮かせると、発振器は約300kHzで発振します。1 μ Aの追加電流をFREQSETピンに流し込む、または同ピンから引き出すごとに周波数が10kHzだけ増減します。このピンは内部で1.265Vにサーボ制御されています。周波数は次のように推算できます。

$$f = 300\text{kHz} + \frac{1.265\text{V} - V_{EXT}}{R_{FSET}} \cdot \frac{10\text{kHz}}{1\mu\text{A}}$$

ここで、 R_{FSET} はFREQSETと外部電圧源 V_{EXT} の間に接続された周波数プログラミング抵抗です。

アプリケーション情報

82kの抵抗をFREQSETからグランドに接続すると、このピンから15 μ Aが流れ出すので、内部発振器は約450kHzで発振します。外部から20 μ Aの電流をFREQSETに流し込むと、内部周波数は100kHzに下がります。内部ランプにより、発振器が約50kHzより低速で動作することはありません。FREQSETを V_{CC} に接続すると、デバイスは強制的にこの最小速度で動作します。LTC3832-1にはこの周波数調整機能がありません。

シャットダウン

LTC3832には低電力シャットダウン・モードが備わっており、 $\overline{\text{SHDN}}$ ピンのロジック・レベルでコントロールされます。 $\overline{\text{SHDN}}$ を“H”レベルにすると、デバイスは通常どおりに動作します。 $\overline{\text{SHDN}}$ を100 μ s以上“L”レベルにすると、LTC3832はシャットダウン・モードになります。このモードでは、すべての内部スイッチングが停止し、COMPピンとSSピンがグランドに引き下げられ、Q1とQ2はターンオフします。LTC3832の電源電流は10 μ A以下に減少しますが、外部MOSFETのオフ状態の洩れ電流のため（特に高い温度で）全 V_{IN} 電流はいくらか多くなるかもしれません。 $\overline{\text{SHDN}}$ が“H”にもどると、LTC3832はソフトスタート・サイクルを再び実行し、通常動作が再開されます。LTC3832-1にはこのシャットダウン機能がありません。

外部クロックへの同期

LTC3832の $\overline{\text{SHDN}}$ ピンは、同期クロックを必要とするアプリケーションのための外部クロック入力の機能を兼ねています。 $\overline{\text{SHDN}}$ ピンで負方向の遷移が検出されると、内部回路がLTC3832を外部同期モードに強制します。このモードでは、 $\overline{\text{SHDN}}$ ピンの負方向の遷移が生じるたびに、内部発振器がリセットされ、ランプ信号が“L”に引き下げられるので、LTC3832の内部発振器は強制的に外部クロック周波数にロックします。LTC3832-1にはこの外部同期機能はありません。

LTC3832の内部発振器は100kHz～500kHzの範囲で外部同期が可能です。300kHzを越す周波数では、立上り時間/立下り時間および伝播遅延がスイッチ・サイクルの大きな割合を占めるので、実現可能な最大デューティ・サイクルが減少することがあります。（3.3V～2.5Vのコンバータのように）ドロップアウト近くでの動作が重要なアプリケーションでは、これらの周波数を使う回路を注意深くチェックします。このクロック信号の“L”の期間は100 μ sを超えてはいけません。そうでないと、LTC3832はシャットダウン・モードに入ります。

従来の同期機能の動作を図5に示します。 $\overline{\text{SHDN}}$ ピンの負方向の遷移により、内部ランプ信号が“L”に強制され、新にPWMサイクルが開始されます。外部クロック周波数が高くなるにつれ、ランプ振幅が減少することに注意してください。このランプ振幅の減少の影響で、コントローラの帰還ループの開ループ利得が増加します。その結果、ループのクロスオーバー周波数が増加し、位相マージンが十分でないとき帰還ループが不安定になるおそれがあります。

この問題を克服するために、LTC3832はランプ信号のピーク電圧をモニタして、発振器の充電電流を調節し、ランプのピークを一定に保ちます。

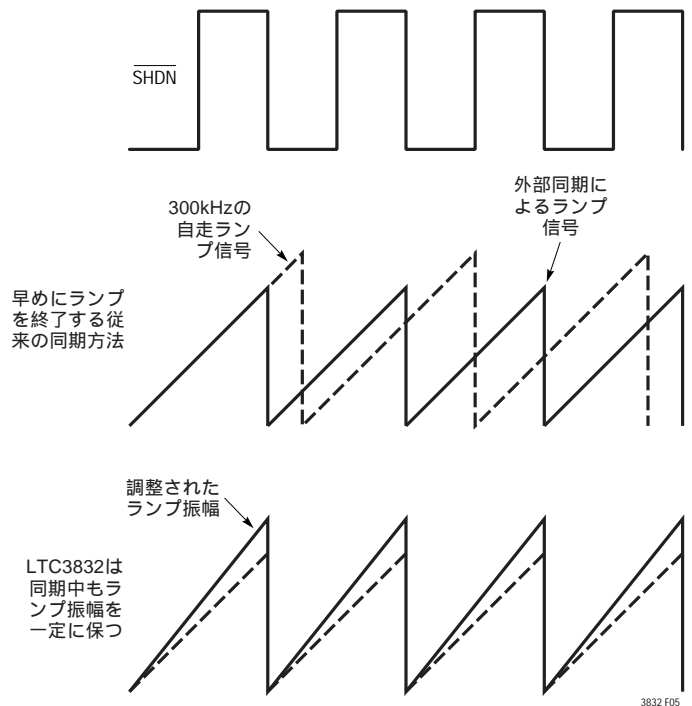


図5. 外部同期動作

入力電源の考慮点/チャージ・ポンプ

LTC3832を動作させるには4つの電源電圧が必要です。主電源入力の V_{IN} 、MOSFETのゲート・ドライブ用の PV_{CC1} と PV_{CC2} 、およびLTC3832の内部回路用のクリーンで低リップルの V_{CC} です（図6）。LTC3832-1では、 PV_{CC2} ピンと V_{CC} ピンがパッケージ内部で相互に結合されています（図7）。 V_{CC}/PV_{CC2} として外部に引き出されているこのピンは、LTC3832の場合と同様に、低リップルにする必要がありますが、Q2のゲート・ドライブ電流も供給できなければなりません。

アプリケーション情報

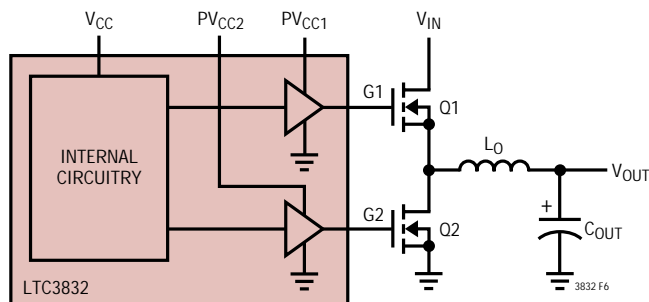


図6 . LTC3832の電源

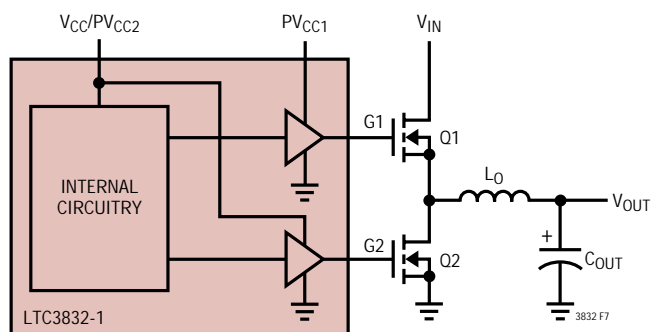


図7 . LTC3832-1の電源

多くのアプリケーションでは、 V_{IN} からRCフィルタを通して V_{CC} に電力を供給することができます。この電源は3Vまで低くてもかまいません。消費電流が小さいので(標準800 μ A)、比較的大きなフィルタ抵抗と、それに伴って小さなフィルタ・コンデンサを使用することができます。通常は100 Ω と4.7 μ Fで V_{CC} の適切なフィルタリングが実現できます。最高の性能を得るには、4.7 μ Fのバイパス・コンデンサをできるだけLTC3832の V_{CC} ピンに近づけて接続します。

トップNチャンネルMOSFET(Q1)のゲート・ドライブは PV_{CC1} から供給されます。効率的に動作させるには、この電源は少なくともパワーMOSFETの $V_{GS(ON)}$ だけ V_{IN} (出力電源入力)より高くする必要があります。内部のレベル・シフタにより、 PV_{CC1} は V_{CC} および V_{IN} より高い電圧(最大14V)で動作することができます。この高い電圧は別の電源を使って供給することができます。または、チャージ・ポンプを使って発生することができます。

ボトムMOSFET(Q2)のゲート・ドライブは、LTC3832の場合は PV_{CC2} を通して供給され、LTC3832-1の場合は V_{CC}/PV_{CC2} を通して供給されます。この電源はパワーMOSFETの $V_{GS(N)}$ より高いことだけが効率的な動作のために必要です。 PV_{CC2} は PV_{CC1} のための電源/チャージ・ポンプからドライブすることもできます。または、効率を改善するためにもっと電圧の低い電源に接続することもできます。

トップとボトムの外部MOSFETにそれぞれ $2V_{IN}$ と $3V_{IN}$ のゲート・ドライブを提供するのに使用することができるトリプリング・チャージ・ポンプ回路を図8に示します。これらはスレッシュホールドが5Vロジック・レベルのMOSFETを十分に導通状態にします。この回路はQ1がオンのとき $3V_{IN} - 3V_F$ を PV_{CC1} に供給し、 $2V_{IN} - 2V_F$ を PV_{CC2} に供給します。ここで、 V_F はショットキ・ダイオードの順方向電圧です。起動時にダイオード両端の順方向電圧降下を最小に抑えるために、回路にはショットキ・ダイオードを使う必要があります。トリプリング・チャージ・ポンプ回路はQ2のドレインのところのリングングを整流して、 PV_{CC1} に $3V_{IN}$ を超す電圧を供給することができます。12Vのツェナー・ダイオードを PV_{CC1} からPGNDに接続して、過渡現象による PV_{CC1} の回路またはQ1のゲートの損傷を防ぎます。

PV_{CC1} のチャージ・ポンプ・コンデンサは、G2ピンが“H”になり、スイッチ・ノードがQ2によって“L”に引き下げられるとリフレッシュします。LTC3832/LTC3832-1が最大デューティ・サイクル(標準で95%)で動作すると、G2のオン時間が短くなります。これは、入力電源がソフトスタート・コンデンサよりゆっくり立ち上がるか、または入力電圧が負荷のトランジェント時に垂下すると生じます。G2のオン時間が非常に短くなってスイッチ・ノードが完全にグランドまで引き下げられないと、チャージ・ポンプの電圧が崩壊するか、起動せず、外部MOSFET(Q1)で過度の電力消費が生じます。この状態になる可能性が高いのは、 V_{CC} 電圧が低く、スイッチング周波数が高く、さらに、G2とスイッチ・ノードのスルーレートを遅くする大きな外部MOSFETが使われている場合です。

LTC3832/LTC3832-1は、G1が“H”のときの PV_{CC1} の電圧を検出して、この問題を克服しています。 PV_{CC1} が V_{CC} より2.5V以上高くないと、COMPピンを1.8Vにクランプすることにより、G1の最大デューティ・サイクルは70%に抑えられます(ブロック図のQC)。

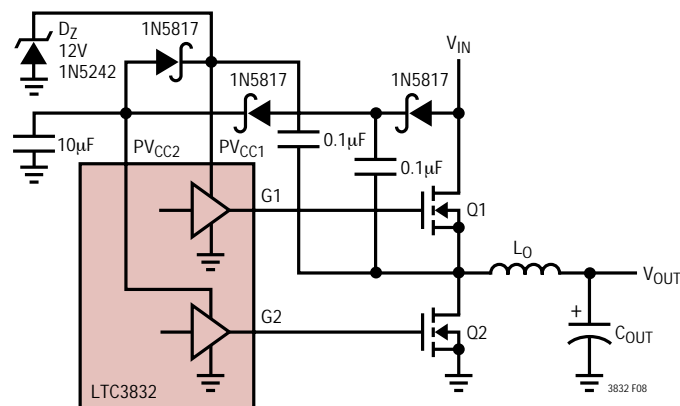


図8 . トリプリング・チャージ・ポンプ

3832f

アプリケーション情報

これによりG2のオン時間が長くなり、チャージ・ポンプ・コンデンサのリフレッシュが可能になります。

PV_{CC1}に外部電源を使用するアプリケーションの場合、正常な動作を保証するには、この電源も少なくとも2.5VだけV_{CC}より高くする必要があります。

5V以上のV_{IN}電源を使うアプリケーションの場合、ロジック・レベルのMOSFETを使うなら、PV_{CC2}をV_{IN}に接続することができます。PV_{CC1}への電力は、図9に示されているように、ダブリング・チャージ・ポンプを使って供給することができます。この回路はQ1がオンの間、2V_{IN} - V_FをPV_{CC1}に供給します。

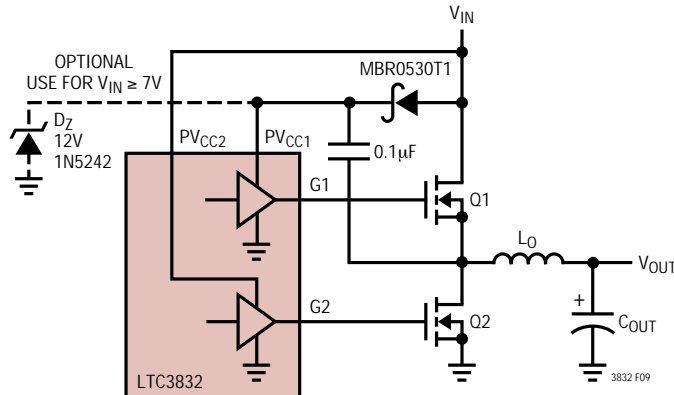


図9. ダブリング・チャージ・ポンプ

パワー・MOSFET

ほとんどのLTC3832の回路には2個のNチャネル・パワー・MOSFETが必要です。これらは主にスレッシュホールド電圧とオン抵抗を考慮して選択します。高効率の設計では熱放散は派生的な問題とされがちです。必要なMOSFETのスレッシュホールドは、利用できる電源電圧や、ゲート・ドライブのチャージ・ポンプの方式の複雑さに基づいて決定します。PV_{CC1}とPV_{CC2}に電力を供給するのに12Vの補助電源を利用できる3.3V入力のデザインでは、V_{GS}=5Vまたは6Vで規定されたR_{DS(ON)}の標準的MOSFETを使って良好な結果を得ることができます。この電源から供給される電流は、使用されるMOSFETおよびLTC3832の動作周波数に依存して変化しますが、一般に50mA未満です。

5V以下のV_{IN}電圧とダブリング/トリプリングのチャージ・ポンプを使ってPV_{CC1}とPV_{CC2}を発生するLTC3832

アプリケーションは、標準的パワー・MOSFETを完全に導通状態にするのに十分なゲート・ドライブ電圧を供給しません。この条件では、MOSFETの実効R_{DS(ON)}が高くなり、FET内の電力消費が増大し、効率が低下する可能性があります。電圧が5V以下のシステムでは、ロジック・レベルのFETを選択することを推奨します。ロジック・レベルのFETはダブリング/トリプリングのチャージ・ポンプを使って完全に導通状態にすることができ、最大効率で動作します。

MOSFETのスレッシュホールド電圧が選択された後、入力電圧、出力電圧、許容される消費電力、および最大出力電流に基づいてR_{DS(ON)}を選択します。連続モードで動作しているLTC3832の標準的な回路では、平均インダクタ電流は出力負荷電流に等しくなります。この電流はQ1またはQ2のどちらかを通して流れ、電力消費はデューティ・サイクルに従って分割されます。

$$DC(Q1) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

$$DC(Q2) = 1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}}$$

与えられた導通損失に必要なR_{DS(ON)}は、P=I²Rの関係を再構成して計算することができます。

$$R_{DS(ON)Q1} = \frac{P_{MAX(Q1)}}{DC(Q1) \cdot (I_{LOAD})^2} = \frac{V_{IN} \cdot P_{MAX(Q1)}}{V_{OUT} \cdot (I_{LOAD})^2}$$

$$R_{DS(ON)Q2} = \frac{P_{MAX(Q2)}}{DC(Q2) \cdot (I_{LOAD})^2} = \frac{V_{IN} \cdot P_{MAX(Q2)}}{(V_{IN} - V_{OUT}) \cdot (I_{LOAD})^2}$$

P_{MAX}は主に必要な効率または許容される熱放散に基づいて計算します。3.3V入力および10Aで2.5Vの出力用に設計された標準的な高効率回路は、全負荷で各MOSFETに対して3%を超す効率低下を許容しないことがあります。この電流レベルで約90%の効率を仮定すると、P_{MAX}の値は次のようになります。

$$(2.5V)(10A/0.9)(0.03) = 0.83W \text{ per FET}$$

さらに、必要なR_{DS(ON)}は次のようになります。

$$R_{DS(ON)Q1} = \frac{(3.3V) \cdot (0.83W)}{(2.5V)(10A)^2} = 0.011\Omega$$

$$R_{DS(ON)Q2} = \frac{(3.3V) \cdot (0.83W)}{(3.3V - 2.5V)(10A)^2} = 0.034\Omega$$

アプリケーション情報

この例では、必要なQ2の $R_{DS(ON)}$ はQ1の $R_{DS(ON)}$ のおよそ3倍であることに注意してください。必要な $R_{DS(ON)}$ の値は大きなMOSFETを示唆していますが、電力消費はデバイスあたりわずか0.83W以下であることに注意してください。高効率アプリケーションでは、大きなTO-220パッケージやヒートシンクは必ずしも必要ありません。SiliconixのSi4410DYまたはInternational RectifierのIRF7413 (両方ともSO-8) またはSiliconixのSUD50N03-10 (TO-252) またはON Semi-conductorのMTD20N03HDL (DPAK)は実装面積の小さな表面実装デバイスで、 $R_{DS(ON)}$ の値は5Vの V_{GS} で0.03であり、LTC3832の回路で十分動作します。 $R_{DS(ON)}$ の計算で大きな P_{MAX} の値を使うと、一般にMOSFETのコストと回路の効率が下がり、MOSFETのヒートシンクの必要性が増大します。

LTC3832のアプリケーション用の多様なパワーMOSFETを表1に示します。

インダクタの選択

インダクタは多くの場合LTC3832のデザインの中で最大の部品なので、注意して選択する必要があります。インダクタの値と種類は出力スループートの要件に基づいて選択します。インダクタ電流の最大立上り速度は、インダクタの値、入力と出力の電圧差、およびLTC3832の最

大デューティ・サイクルによって設定されます。3.3V入力で2.5V出力の標準的なアプリケーションでは、最大立上り時間は次のようになります。

$$\frac{DC_{MAX} \cdot (V_{IN} - V_{OUT})}{L_O} = \frac{0.76}{L_O} \frac{A}{\mu s}$$

ここで、 L_O は μH 単位のインダクタの値です。周波数補償が適切であれば、インダクタの値と出力コンデンサの値の組み合わせにより、過渡回復時間が決まります。一般に、インダクタの値を小さくすると過渡応答が改善されますが、リップルとインダクタ・コアの飽和定格が犠牲になります。このアプリケーションでは、 $1\mu H$ のインダクタの立上り時間は $0.76A/\mu s$ なので、5Aの負荷ステップに対する応答に $6.6\mu s$ の遅延が生じます。 $6.6\mu s$ のあいだ、インダクタ電流と出力電流の差分は出力コンデンサによって補われます。このため、出力電圧が一時的に垂下します。この影響を小さく抑えるため、ほとんどの3.3V入力のLTC3832の回路では、インダクタの値を通常 $1\mu H \sim 5\mu H$ の範囲にします。性能を最適化するには、入力電圧と出力電圧の組み合わせや予想される負荷が異なると、異なったインダクタの値が必要になることがあります。

必要な値が分かったら、ピーク電流と効率の必要条件に基づいてインダクタのコアの種類を選択することができます。

表1. LTC3832のアプリケーションのための推奨MOSFET

PARTS	$R_{DS(ON)}$ AT 25°C (m Ω)	RATED CURRENT (A)	TYPICAL INPUT CAPACITANCE C_{ISS} (pF)	θ_{JC} (°C/W)	T_{JMAX} (°C)
Siliconix SUD50N03-10 TO-252	19	15 at 25°C 10 at 100°C	3200	1.8	175
Siliconix Si4410DY SO-8	20	10 at 25°C 8 at 70°C	2700		150
ON Semiconductor MTD20N03HDL DPAK	35	20 at 25°C 16 at 100°C	880	1.67	150
Fairchild FDS6670A SO-8	8	13 at 25°C	3200	25	150
Fairchild FDS6680 SO-8	10	11.5 at 25°C	2070	25	150
ON Semiconductor MTB75N03HDL DD PAK	9	75 at 25°C 59 at 100°C	4025	1	150
IR IRL3103S DD PAK	19	64 at 25°C 45 at 100°C	1600	1.4	175
IR IRLZ44 TO-220	28	50 at 25°C 36 at 100°C	3300	1	175
Fuji 2SK1388 TO-220	37	35 at 25°C	1750	2.08	150

NOTE: テストの条件および詳細情報については、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

インダクタのピーク電流は、最大出力負荷電流にピーク・ツー・ピークのインダクタ・リップル電流の半分を足したものに等しくなります。リップル電流は、インダクタ値、入力と出力の電圧、および動作周波数によって設定されます。リップル電流はおおよそ次のとおりです。

$$I_{\text{RIPPLE}} = \frac{(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \cdot (V_{\text{OUT}})}{f_{\text{OSC}} \cdot L_0 \cdot V_{\text{IN}}}$$

f_{OSC} = LTC3832 oscillator frequency = 300kHz

L_0 = Inductor value

1 μ Hを使った標準的な3.3Vから2.5Vへのアプリケーションに関してこの式を解くと、次の値が得られます。

$$\frac{(3.3\text{V} - 2.5\text{V}) \cdot 2.5\text{V}}{300\text{kHz} \cdot 1\mu\text{H} \cdot 3.3\text{V}} = 2A_{\text{P-P}}$$

10A負荷でのピーク電流は次のとおりです。

$$10\text{A} + (2\text{A}/2) = 11\text{A}$$

リップル電流は一般に出力電流の10%～40%にします。インダクタは、飽和することなく、このピーク電流に耐えることができなければならず、巻線の銅抵抗はできるだけ小さくして、抵抗による電力損失を最小に抑えます。電流制限機能を採用していない回路では、インダクタを流れる電流が、短絡またはフォールト状態で、この最大値を超して上昇する可能性があることに注意してください。インダクタは、この追加電流に耐えられるサイズのものにします。徐々に飽和する特性をもったインダクタを選択するのが多くの場合最善です。

入力コンデンサと出力コンデンサ

標準的なLTC3832のデザインでは、入力コンデンサと出力コンデンサの両方に大きな負担がかかります。通常の定常的な負荷での動作のあいだ、LTC3832のような降圧コンバータには入力電源からスイッチング周波数の方形波電流が流れます。ピーク電流値は出力負荷電流にピーク・ツー・ピークのリップル電流の半分を足したものに等しくなります。この電流の大半は入力バイパス・コンデンサから供給されます。その結果、入力コンデンサを流れるRMS電流によってコンデンサが熱せられ、極端な場合にはコンデンサの寿命が短くなります。RMS電流は50%のPWMデューティ・サイクルで最大になり、その値は $I_{\text{OUT}}/2$ に等しくなります。適切なリップル電流定格の低ESR入力コンデンサを使って、信頼性の高い動作を保証

する必要があります。コンデンサの製造元のリップル電流定格は、多くの場合、定格温度でわずか2000時間(3ヶ月)の寿命時間によって規定されていることに注意してください。回路の有効寿命を延ばすには、入力コンデンサのリップル電流を製造元の仕様よりもディレーティングすることを推奨します。動作温度を下げるのがコンデンサの寿命を延ばすのに最も効果があります。

定常状態の降圧コンバータの出力コンデンサには、入力コンデンサに比べてはるかに小さいリップル電流が流れます。ピーク・ツー・ピーク電流はインダクタのリップル電流に等しく、通常は全負荷電流の10%～40%です。出力コンデンサの役目から、電力消費ではなくESRが特に重要です。出力負荷過渡時に、LTC3832がインダクタ電流を新しい値に調節するまで、出力コンデンサは負荷の要求する追加の全負荷電流を供給する必要があります。出力コンデンサのESRにより、ESR値と負荷電流の変化分の積に等しい出力電圧のステップが生じます。5Aの負荷ステップで出力コンデンサのESRが0.05だと、250mVの出力電圧のシフトが生じます。これは2.5V電源の出力電圧の10%になります! 出力コンデンサのESRと出力負荷過渡応答のあいだには強い相関関係があるので、容量値ではなくESRに基づいて出力コンデンサを選択します。ESRが適当なコンデンサの容量値は、定常状態の出力リップルを制御するのに必要な値よりも通常大きくなります。

スイッチング電源向けに定格が定められている電解コンデンサで、指定されたリップル電流定格とESRを満たすものは、LTC3832のアプリケーションで有効に使用することができます。三洋電機や他の製造元のOS-CON電解コンデンサはすぐれた性能を発揮し、電解コンデンサとしては非常に高い性能/サイズ比をもっています。表面実装のアプリケーションでは電解コンデンサまたは乾式タンタル・コンデンサのどちらかを使うことができます。タンタル・コンデンサはサージ・テストされており、スイッチング電源に使用するよう指定されていることが必要です。低コストの汎用タンタル・コンデンサは、スイッチング電源に使用すると寿命が非常に短くなり、最後は破裂することが知られています。使用可能な他のコンデンサには三洋電機のPOSCAPとMV-WXシリーズがあります。

ESRを下げ、同時にリップル電流能力を上げる一般的な方法として、複数のコンデンサを並列に接続します。

3832f

アプリケーション情報

標準的なLTC3832のアプリケーションでは、5Aの入力リップル電流が現われることがあります。三洋電機のOS-CONコンデンサ(部品番号10SA220M (220 μ F/10V))は85 μ での許容リップル電流が2.3Aです。(入力リップル電流に耐えるように)入力に3個並列接続すると上述の必要条件を満たします。同様に、三洋電機のPOSCAP 4TPB470M(470 μ F/4V)コンデンサの最大ESR定格は0.04 μ です。3個並列接続すると出力コンデンサの正味のESRは0.013 μ に減少します。

帰還ループの補償

LTC3832の電圧帰還ループは、誤差アンプの出力ノードであるCOMPピンのところで補償されています。帰還ループは、図10aに示されているように、一般にCOMPからGNDに接続されたRC + Cネットワークによって補償されます。

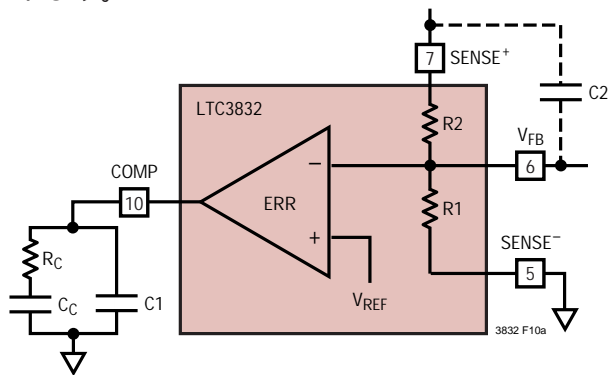


図10a . 補償ピンの接続方法

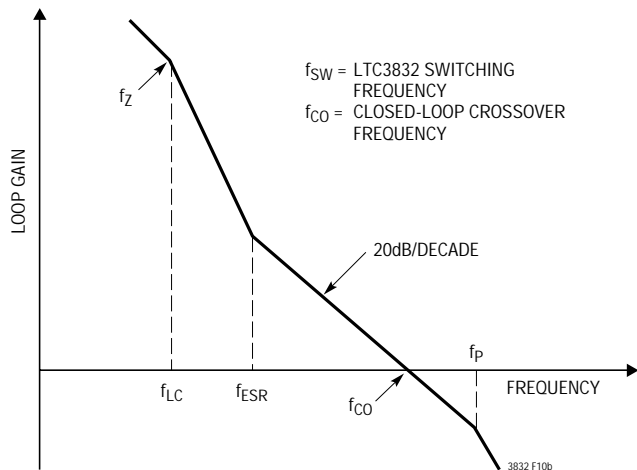


図10b . LTC3832の全体の伝達関数のボーデ図

ループの安定性はインダクタ、出力コンデンサ、出力コンデンサのESR、誤差アンプのトランスコンダクタンス、および誤差アンプの補償ネットワークの各値によって影響を受けます。インダクタと出力コンデンサによって次の周波数に二重のポールが生じます。

$$f_{LC} = 1 / [2\pi \sqrt{L_O}(C_{OUT})]$$

出力コンデンサのESRと出力コンデンサの容量により、次の周波数にゼロが形成されます。

$$f_{ESR} = 1 / [2\pi (ESR)(C_{OUT})]$$

誤差アンプとともに使われている補償ネットワークは、全体の開ループ伝達関数の0dBクロスオーバー周波数で十分な位相マージンを与える必要があります。補償ネットワークのゼロとポールは以下のとおりです。

$$f_z = 1 / [2\pi (R_C)(C_C)] \text{ and}$$

$$f_p = 1 / [2\pi (R_C)(C_1)] \text{ respectively}$$

全体の伝達関数のボーデ図を図10bに示します。

低ESRの出力コンデンサ(三洋電機のOS-CON)が使われる場合、ESRによるゼロの周波数が十分高くなり、ループのクロスオーバー周波数では位相をほとんど増加させないことがあります。その結果、位相マージンが不適当になり、負荷過渡が最適化されません。この問題を解決するには、抵抗分割器ネットワークの上部とVFBピンの間に小型のコンデンサを接続して、ループ補償にポールとゼロの対を作ることができます。

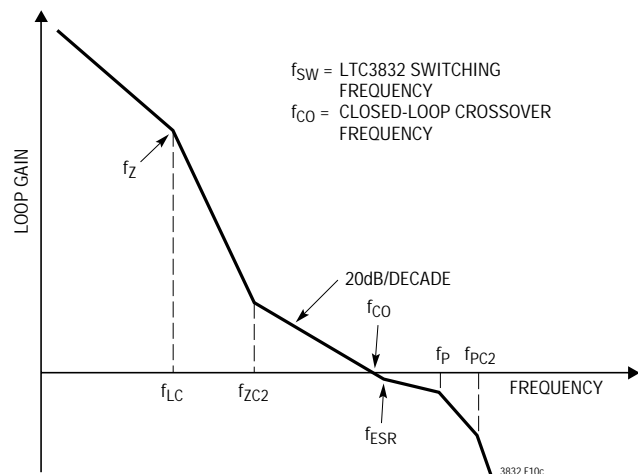


図10c . 低ESRの出力コンデンサを使ったLTC3832の全体の伝達関数のボーデ図

アプリケーション情報

ゼロの位置はポールの位置の前なので、位相リードを加えて、ループのクロスオーバー周波数の位相マージンを増加させることができます。ポールとゼロの位置は次のようになります。

$$f_{ZC2} = 1/[2\pi(R2)(C2)] \text{ and}$$

$$f_{PC2} = 1/[2\pi(R1||R2)(C2)]$$

ここで、 $R1||R2$ は $R1$ と $R2$ の並列接続の抵抗値です。 $R2/R1$ の比が小さいと、 f_{CZ2} と f_{PC2} の間は大きくは分離されません。この場合、ESR・容量の積が大きなコンデンサを複数個使って、 f_{ESR} を f_{CO} に近づけます。ゼロが f_{CO} に比べて低い周波数に位置するように、また、ポールの位置が十分高くして閉ループの位相マージンが安定性にとって十分大きくなるように $C2$ を選択します。LTC3832の抵抗分割器ネットワークの周りに位相リード補償を使った場合のボード図を図10cに示します。

周波数補償に数学的手法を使用することができますが、入力や出力のフィルタの複雑さの増大、コンデンサの未知のESR、および入力電圧や負荷電流の変化による全体の動作点の変化などのため、もっと実用的な経験的手法が必要です。実用的方法としては、負荷に過渡電流を注入し、RCネットワーク・ボックスを使って繰り返し調整しながら最終値を得るか、またはネットワーク・アナライザを使って実際のループのポールとゼロを見つけて最適ループ応答を得ることができます。

三洋電機のOS-CON 4SP820M低ESR出力コンデンサをベースにした3.3Vから2.5Vへのアプリケーションのための補償部品の推奨値を表2に示します。

表2．三洋電機の820 μ FのOS-CON 4SP820M出力コンデンサを複数個並列接続して使った3.3Vから2.5Vへのアプリケーションの推奨補償ネットワーク

L1 (μ H)	C _{OUT} (μ F)	R _C (k Ω)	C _C (nF)	C1 (pF)	C2 (pF)
1.2	1640	9.1	4.7	560	1500
1.2	2460	15	4.7	330	1500
1.2	4100	24	3.3	270	1500
2.4	1640	22	4.7	330	1500
2.4	2460	33	3.3	220	1500
2.4	4100	43	2.2	180	1500
4.7	1640	33	3.3	120	1500
4.7	2460	56	2.2	100	1500
4.7	4100	91	2.2	100	1500

三洋電機の470 μ FのPOSCAP 4TPB470M出力コンデンサをベースにした3.3Vから2.5Vへのアプリケーションのための補償部品の推奨値を表3に示します。

表3．三洋電機の470 μ FのPOSCAP 4TPB470M出力コンデンサを複数個並列接続して使った3.3Vから2.5Vへのアプリケーションの推奨補償ネットワーク

L1 (μ H)	C _{OUT} (μ F)	R _C (k Ω)	C _C (μ F)	C1 (pF)
1.2	1410	13	0.0047	100
1.2	2820	27	0.0018	56
1.2	4700	51	0.0015	47
2.4	1410	33	0.0033	56
2.4	2820	62	0.0022	15
2.4	4700	82	0.001	39
4.7	1410	62	0.0022	15
4.7	2820	150	0.0015	10
4.7	4700	220	0.0015	2

三洋電機の1500 μ FのMV-WX出力コンデンサをベースにした3.3Vから2.5Vへのアプリケーションのための補償部品の推奨値を表4に示します。

表4．三洋電機の1500 μ FのMV-WX出力コンデンサを複数個並列接続して使った3.3Vから2.5Vへのアプリケーションの推奨補償ネットワーク

L1 (μ H)	C _{OUT} (μ F)	R _C (k Ω)	C _C (μ F)	C1 (pF)
1.2	4500	39	0.0042	180
1.2	6000	56	0.0033	120
1.2	9000	82	0.0033	100
2.4	4500	82	0.0033	82
2.4	6000	100	0.0022	56
2.4	9000	150	0.0022	68
4.7	4500	120	0.0022	39
4.7	6000	220	0.0022	27
4.7	9000	220	0.0015	33

レイアウトの検討事項

PCボードをレイアウトするとき、以下のチェックリストを参照してLTC3832が正しく動作するようにしてください。これらの項目は図11のレイアウト図にもイラストで示してあります。太線は高電流経路を示しています。10A以上の電流レベルでは、PCボード自体の電流密度が重大な問題になることに注意してください。高電流の流れるトレースはできるだけ幅を広くします。たとえば、2オンスの銅で作られたPCBで10Aの電流を流すには0.15インチの最小トレース幅が必要になります。

アプリケーション情報

1. 一般に、パワー・デバイスの位置からレイアウトを始めます。クリーンな電力供給経路が得られるように電力回路の方向を定めます。導体の幅をできるだけ大きくとり、長さをできるだけ短くします。電源経路が決まったら、制御回路をレイアウトします。高電流経路の配線路を見つけるのに比べると、制御回路の相対的に細いトレースの経路を見つけるのははるかに簡単です。
2. GNDピンとPGNDピンはLTC3832のところで直接短絡します。こうすると、LTC3832内部のグラウンドの乱れを抑えて、グラウンド電位の差による内部回路動作の乱れを防ぎます。次に、この接続点をグラウンド・プレーンに一点接続します。できれば出力コンデンサの近くのような十分静かな場所に接続します。ただし、物理的制約があるため、これが常に実際的だとはかぎりません。この接続をするのに十分適した別の場所は、出力コンデンサとボトムMOSFET Q2のソース接続の間です。この一点接地は、Q2のソースと入力コンデンサのグラウンドの間に配置されたトレースには接続しないでください。この領域のグラウンド・プレーンは非常にノイズが多いからです。
3. 周波数補償とソフトスタートのための小信号用の抵抗とコンデンサはそれぞれのピンに近接して配置し、グラ

- ンド端は個別のトレースを通して信号グラウンドに接続します。これらの部品はグラウンド・プレーンに接続しないでください!
4. V_{CC} 、 PV_{CC1} および PV_{CC2} のデカップリング・コンデンサはできるだけLTC3832に近づけて配置します。 V_{CC} 、 PV_{CC1} 、および PV_{CC2} のところに示されている $4.7\mu\text{F}$ と $1\mu\text{F}$ のバイパス・コンデンサは、最適な安定化性能の実現に役立ちます。
5. C_{IN} の(+)プレートは上側のMOSFET(Q1)のドレインにできるだけ近づけて接続します。 V_{IN} とパワー・グラウンドの間に $1\mu\text{F}$ のセラミック・コンデンサを追加することを推奨します。
6. SENSEピンと V_{FB} ピンはスイッチング・ノードからのピックアップ・ノイズに非常に敏感です。SENSEと V_{FB} がインダクタのスイッチング信号との容量性結合から十分分離されるように注意を払ってください。SENSE⁺とSENSE⁻を負荷に近づけて接続するとロード・レギュレーションを大幅に改善することができます。
7. Q1のドレイン・ピンとソース・ピンのところのケルビン検出の I_{MAX} と I_{FB}

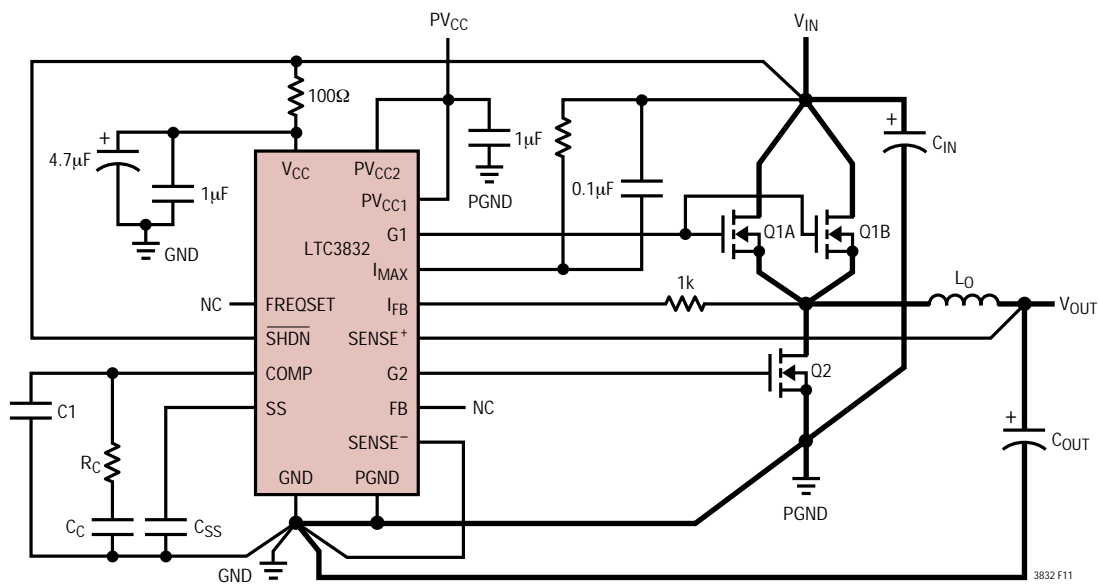


図11 . レイアウトの考慮点を示した標準的回路図

アプリケーション情報

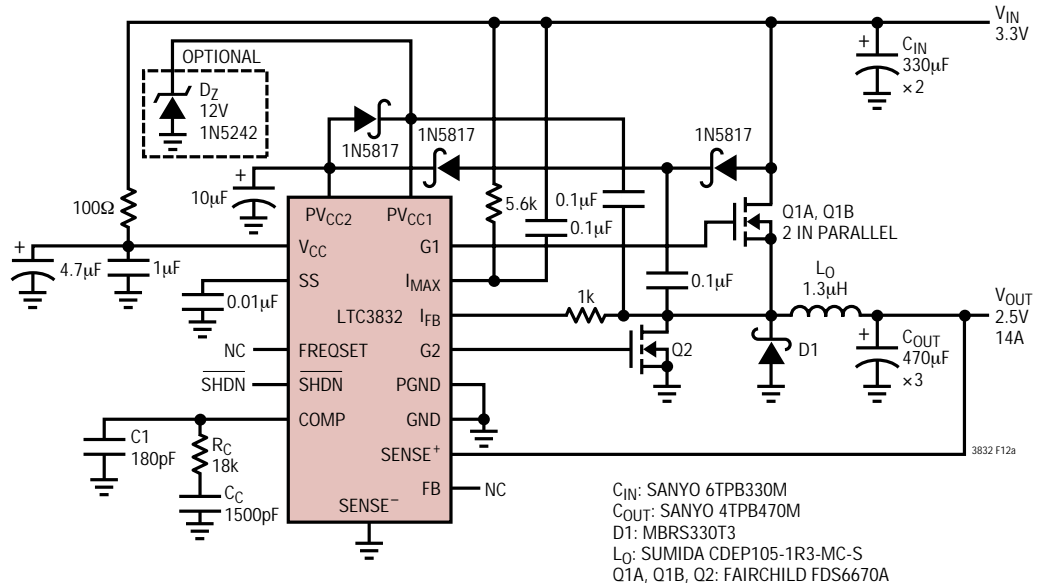
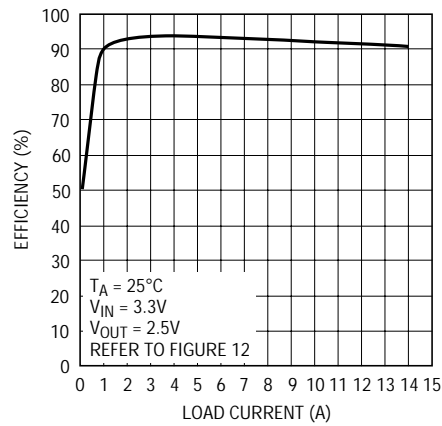


図12 . 標準的な3.3Vから2.5Vへの14Aアプリケーション

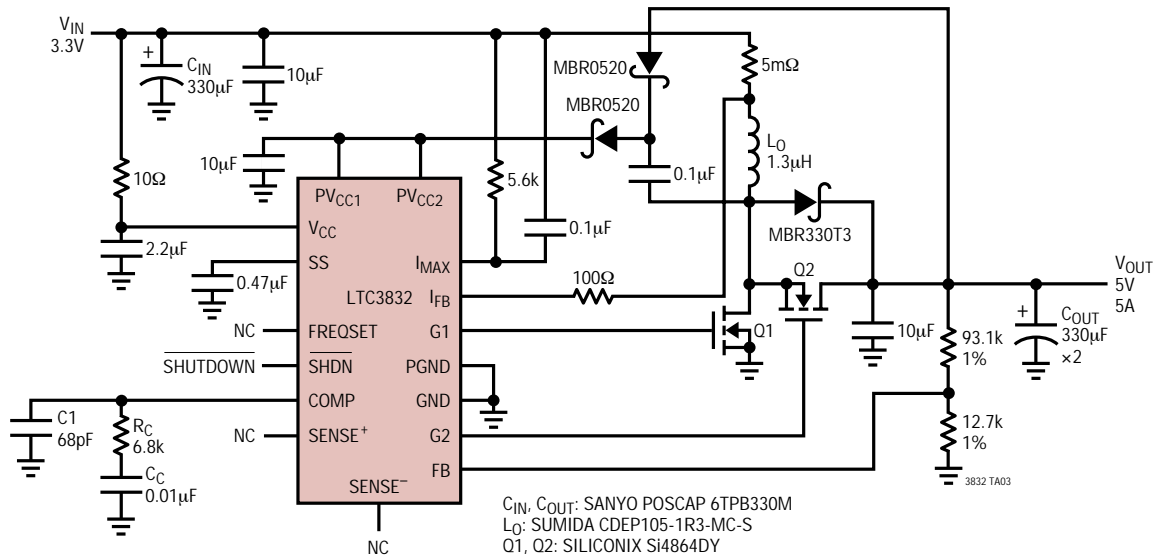
効率と負荷電流



3832 F12b

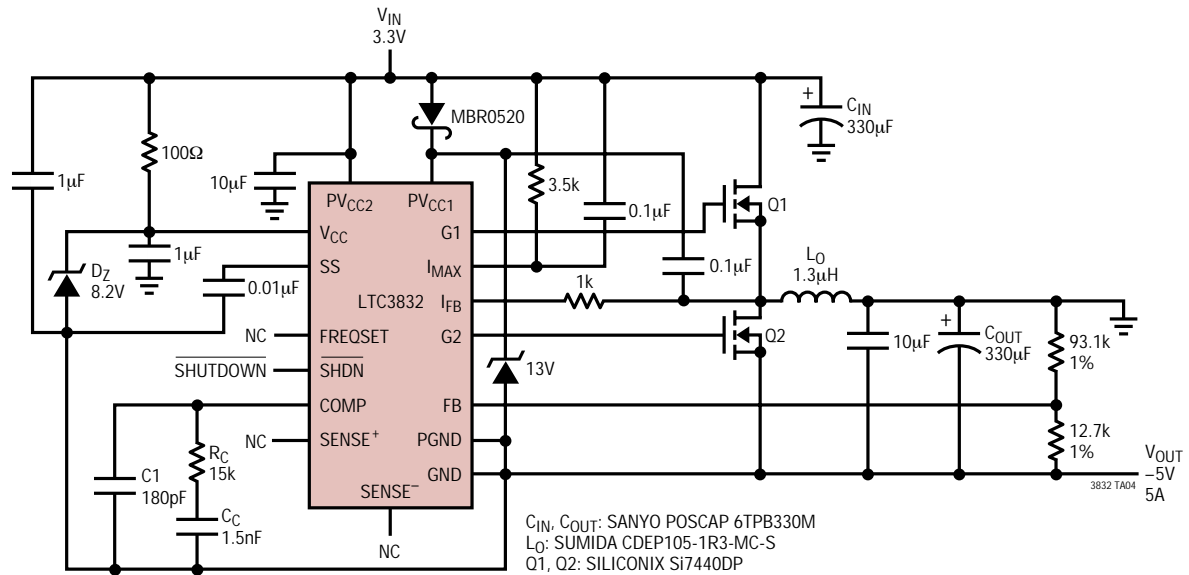
標準的応用例

標準的な3.3Vから5Vへの5A同期式昇圧コンバータ



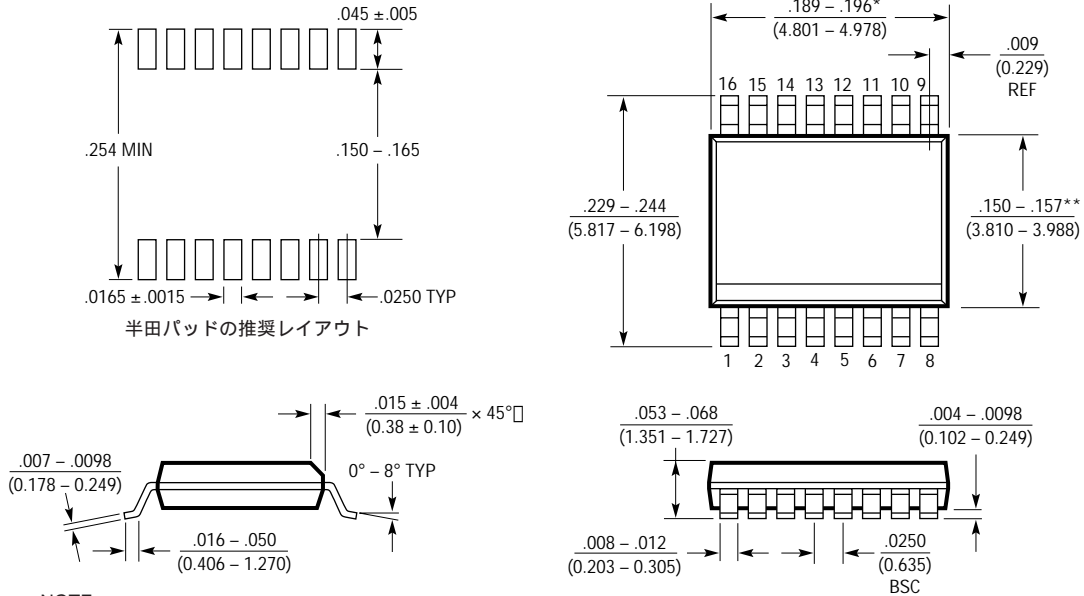
標準的応用例

標準的な3.3Vから -5Vへの5A正-負コンバータ



パッケージ寸法

GNパッケージ
 16ピン・プラスチックSSOP(細型.150インチ)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1641)



NOTE :

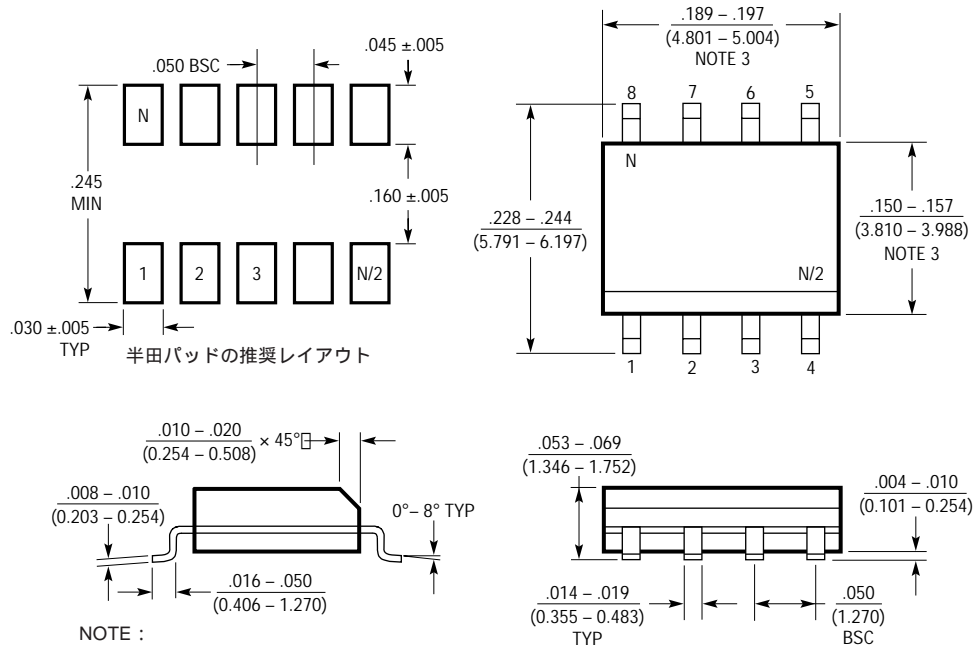
1. 標準寸法 : インチ
2. 寸法は $\frac{\text{インチ}}{(\text{ミリメートル})}$

3. 図は実寸とは異なる
 - * 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 0.006 (0.152mm) を超えないこと
 - ** 寸法にはリード間のバリを含まない。リード間のバリは各サイドで 0.010 (0.254mm) を超えないこと

GN16 (SSOP) 0502

パッケージ寸法

S8パッケージ
8ピン・プラスチックSQ(細型0.150インチ)
(Reference LTC DWG # 05-08-1610)



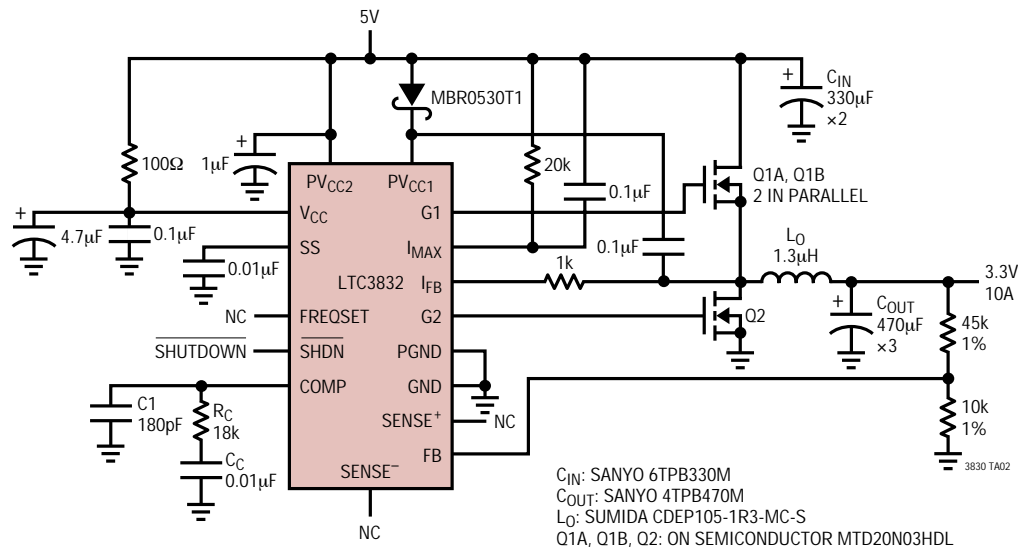
NOTE :

- 寸法は $\frac{\text{インチ}}{\text{ミリメートル}}$
- 図は実寸とは異なる
- これらの寸法にはモールドのバリまたは突出部を含まない。
モールドのバリまたは突出部は 0.006 (0.15mm)を超えないこと

S08 0502

標準的応用例

標準的な5Vから3.3Vへの10Aアプリケーション



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC1530	高電力同期式スイッチング・レギュレータ・コントローラ	電流制限付きSO-8、No R _{SENSE} TM
LTC1628	デュアル高効率2フェーズ同期式降圧コントローラ	固定周波数、スタンバイ5Vと3.3VのLDO、3.5V ≤ V _{IN} ≤ 36V
LTC1702	デュアル高効率2フェーズ同期式降圧コントローラ	550kHz、25MHz GBW電圧モード、V _{IN} ≤ 7V、No R _{SENSE}
LTC1705	デュアル550kHz同期式2フェーズ・スイッチング・レギュレータ・コントローラ、5ビットVIDおよびLDO付き	ポータブル・システムのCPUコア、I/OおよびCLK用電源
LTC1709	2フェーズ、5ビットDesktop VID付き同期式降圧コントローラ	電流モード、V _{IN} :最大36V、I _{OUT} :最大42A
LTC1736	同期式降圧コントローラ、5ビットMobile VIDコントロール付き	フォールト保護、パワーグッド機能、入力:3.5V ~ 36V、電流モード
LTC1753	5ビットDesktop VIDでプログラム可能な同期式スイッチング・レギュレータ	内部5ビットDACを使って1.3V ~ 3.5Vにプログラム可能な出力
LTC1773	同期式降圧コントローラ、MS10	効率:最大95%、550kHz、2.65V ≤ V _{IN} ≤ 8.5V、0.8V ≤ V _{OUT} ≤ V _{IN} 、750kHzまで同期可能
LTC1778	広い動作範囲/降圧コントローラ、No R _{SENSE}	V _{IN} :最大36V、電流モード、パワーグッド
LTC1873	5ビットDesktop VID付きデュアル同期式スイッチング・レギュレータ	1.3V ~ 3.5Vのプログラム可能なコア出力およびI/O出力
LTC1876	2相のデュアル同期式降圧コントローラ、内蔵昇圧DC/DCレギュレータ付き	3V _{IN} からの降圧DC/DC変換、最小のC _{IN} とC _{OUT} 、ロジック・レベルのNチャネルMOSFETを使用
LTC1929	2フェーズ、同期式高効率コンバータ、Mobile VID付き	電流モードによる正確な電流検出、V _{IN} :最大36V、I _{OUT} :最大40A
LTC3713	低入力電圧、高電力、No R _{SENSE} 、同期式降圧コントローラ	最小V _{IN} :1.5V、標準ロジックレベルNチャネルMOSFETを使用
LTC3831	DDRメモリの終端用高電力同期式スイッチング・レギュレータ・コントローラ	V _{OUT} はV _{IN} の1/2または外部リファレンスを追尾

No R_{SENSE}はリニアテクノロジー社の商標です。

3832f