

特長

- 高効率：最大95%
- 電流モード動作で優れたラインおよび負荷過渡応答を達成
- 内部0.3 μ A パワー・スイッチ ($V_{IN} = 10V$)
- 短絡保護回路内蔵
- 低ドロップアウト動作：デューティ・サイクル100%
- 低バッテリー電圧検出器
- 軽負荷時の低スタンバイ電流：160 μ A/出力
- アクティブ・HTMのマイクロパワー・スイッチ： $I_Q < 15\mu$ A
- ピーク・インダクタ電流はインダクタ値と無関係
- 14ピンSOパッケージで供給

アプリケーション

- 5Vから3.3Vへの変換
- パワー分配システム
- ステップダウン・コンバータ
- 反転コンバータ
- メモリ・バックアップ電源
- 携帯用計測器
- バッテリー駆動機器
- セルラー電話

概要

LTC[®]1265は低出力電流でのバースト・モードTM動作を特徴とするモノリシックのステップダウン電流モードDC/DCコンバータです。LTC1265は0.3 μ A スイッチ ($V_{IN} = 10V$) を内蔵し、最大1.2Aの出力電流を流すことができます。

無負荷状態では、このコンバータはわずか160 μ Aの電流しか消費しません。シャットダウン時の消費電流はわずか5 μ Aであるため、このコンバータは低消費電流が要求されるアプリケーションに最適です。ドロップアウト時には、内部PチャネルMOSFETスイッチが連続してターンオンし、バッテリー電源の寿命を延長します。LTC1265は、負荷電流が連続動作に必要なレベル以下に低下すると、ゲート電荷の損失を抑えるために、自動的に電力を節減するバースト・モード動作を備えています。

インダクタ電流は、外部電流センス抵抗を通してユーザがプログラムできます。最大700kHzまでの周波数で動作し、小さな表面実装型インダクタおよびコンデンサが使用可能です。

高出力電流が要求されるアプリケーションの場合は、LTC1148のデータシートを参照してください。また、450mA以下の出力電流が要求されるアプリケーションの場合は、LTC1174のデータシートを参照してください。

▲、LTC、LTIはリニアテクノロジー社の登録商標です。
バースト・モードはリニアテクノロジー社の商標です。

TYPICAL APPLICATION

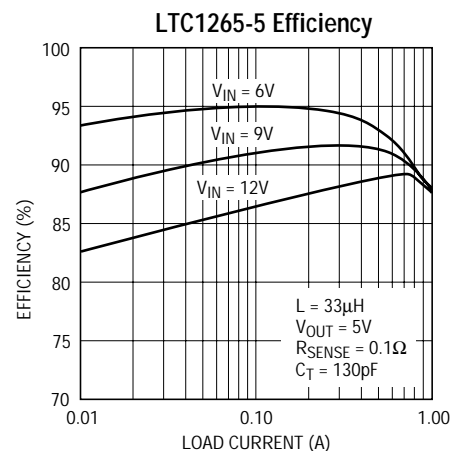
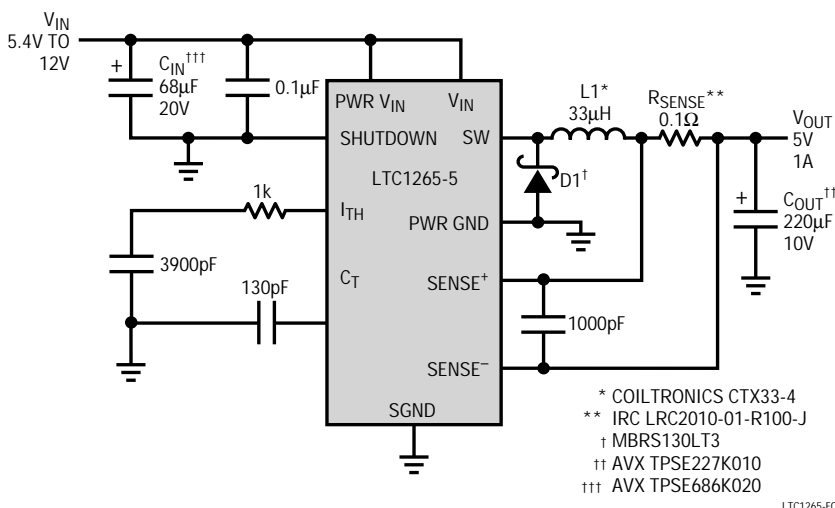


Figure 1. High Efficiency Step-Down Converter

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

(Voltages Refer to GND Pin)

Input Supply Voltage (Pins 1, 2, 13)	-0.3V to 13V
DC Switch Current (Pin 14)	1.2A
Peak Switch Current (Pin 14)	1.6A
Switch Voltage (Pin 14)	$V_{IN} - 13.0$
Operating Temperature Range	0° to 70°C
Junction Temperature (Note 1)	125°C
Storage Temperature Range	-65° to 150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C

PACKAGE/ORDER INFORMATION

TOP VIEW		ORDER PART NUMBER
PWR V_{IN} [1]	[14] SW	LTC1265CS LTC1265CS-5 LTC1265CS-3.3
V_{IN} [2]	[13] PWR V_{IN}	
LBOUT [3]	[12] PGND	
LBIN [4]	[11] SGND	
C_T [5]	[10] SHUTDOWN	
I_{TH} [6]	[9] N/C (V_{FB}^*)	
SENSE ⁻ [7]	[8] SENSE ⁺	
S PACKAGE 14-LEAD PLASTIC SO		
*ADJUSTABLE OUTPUT VERSION		
$T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 110^{\circ}C/W$		

Consult factory for Industrial and Military grade parts.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_A = 25^{\circ}C$, $V_{IN} = 10V$, $V_{SHUTDOWN} = 0V$, unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
I_{FB}	Feedback Current into Pin 9	LTC1265		0.2	1	μA	
V_{FB}	Feedback Voltage	LTC1265	●	1.22	1.25	1.28	V
V_{OUT}	Regulator Output Voltage	LTC1265-3.3: $I_{LOAD} = 800mA$ LTC1265-5: $I_{LOAD} = 800mA$	●	3.22	3.3	3.40	V
ΔV_{OUT}	Output Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 6.5V$ to $10V$, $I_{LOAD} = 800mA$		-40	0	40	mV
	Output Voltage Load Regulation	LTC1265-3.3: $10mA < I_{LOAD} < 800mA$ LTC1265-5: $10mA < I_{LOAD} < 800mA$		40	65	100	mV
	Burst Mode Output Ripple	$I_{LOAD} = 0mA$		50			mV _{p-p}
I_Q	Input DC Supply Current (Note 2)	Active Mode: $3.5V < V_{IN} < 10V$		1.8	2.4	mA	
		Sleep Mode: $3.5V < V_{IN} < 10V$		160	230	μA	
		Sleep Mode: $5V < V_{IN} < 10V$ (LTC1265-5)		160	230	μA	
		Shutdown: $V_{SHUTDOWN} = V_{IN}$, $3.5V < V_{IN} < 10V$		5	15	μA	
V_{LBTRIP}	Low-Battery Trip Point		1.15	1.25	1.35	V	
I_{LBIN}	Current into Pin 4				0.5	μA	
I_{LBOUT}	Current Sunk by Pin 3	$V_{LBOUT} = 0.4V$, $V_{LBIN} = 0V$	0.5	1.0	1.5	mA	
		$V_{LBOUT} = 5V$, $V_{LBIN} = 10V$			1.0	μA	
$V_8 - V_7$	Current Sense Threshold Voltage	LTC1265: $V_{SENSE^-} = 5V$, $V_9 = V_{OUT}/4 + 25mV$ (Forced)	●	135	150	180	mV
		$V_{SENSE^-} = 5V$, $V_9 = V_{OUT}/4 - 25mV$ (Forced)		25			mV
		LTC1265-3.3: $V_{SENSE^-} = V_{OUT} + 100mV$ (Forced)	●	135	150	180	mV
		$V_{SENSE^-} = V_{OUT} - 100mV$ (Forced)		25			mV
		LTC1265-5: $V_{SENSE^-} = V_{OUT} + 100mV$ (Forced)	●	135	150	180	mV
$V_{SENSE^-} = V_{OUT} - 100mV$ (Forced)		25			mV		
R_{ON}	ON Resistance of Switch		●	0.3	0.60	Ω	
I_5	C_T Pin Discharge Current	V_{OUT} in Regulation, $V_{SENSE^-} = V_{OUT}$		50	70	90	μA
		$V_{OUT} = 0V$		2	10	μA	
t_{OFF}	Switch Off-Time (Note 3)	$C_T = 390pF$, $I_{LOAD} = 800mA$	●	4	5	6	μs
V_{IH}	Shutdown Pin High	Min Voltage at Pin 10 for Device to be in Shutdown		1.2		V	
V_{IL}	Shutdown Pin Low	Max Voltage at Pin 10 for Device to be Active			0.6	V	
I_{10}	Shutdown Pin Input Current	$V_{SHUTDOWN} = 8V$			0.5	μA	

LTC1265/LTC1265-3.3/LTC1265-5

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The ● denotes specifications which apply over the full operating temperature range.

Note 1: T_J is calculated from the ambient temperature T_A and power dissipation P_D according to the following formulas:

LTC1265CS, LTC1265CS-3.3, LTC1265CS-5:

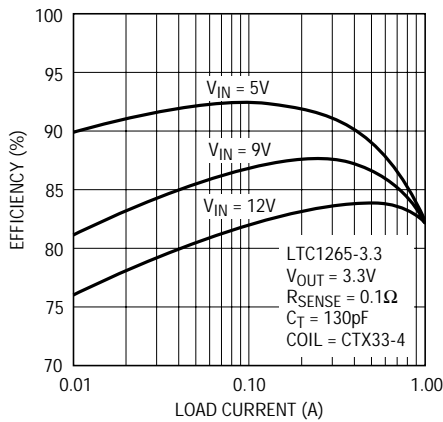
$$T_J = T_A + (P_D \times 110^\circ\text{C/W})$$

Note 2: Dynamic supply current is higher due to the gate charge being delivered at the switching frequency.

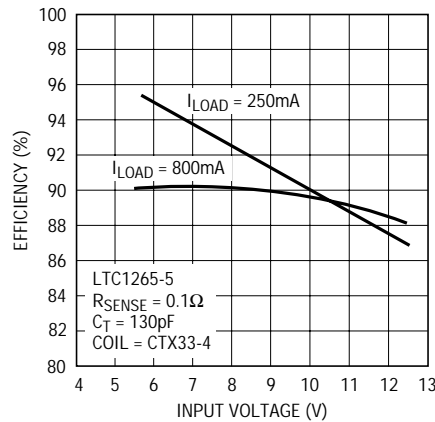
Note 3: In applications where R_{SENSE} is placed at ground potential, the off-time increases by approximately 40%.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

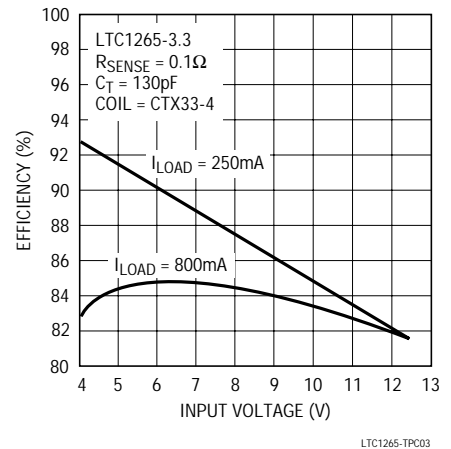
Efficiency vs Load Current



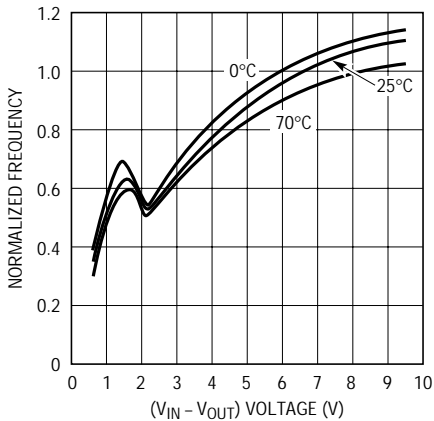
Efficiency vs Input Voltage
 ($V_{OUT} = 5\text{V}$)



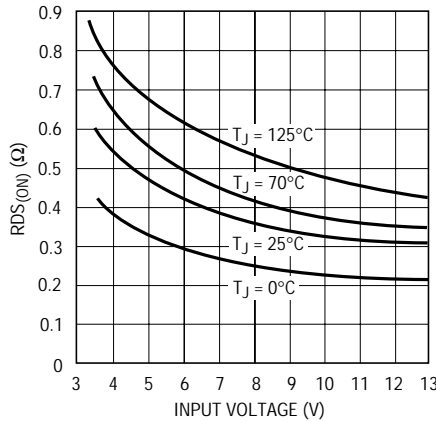
Efficiency vs Input Voltage
 ($V_{OUT} = 3.3\text{V}$)



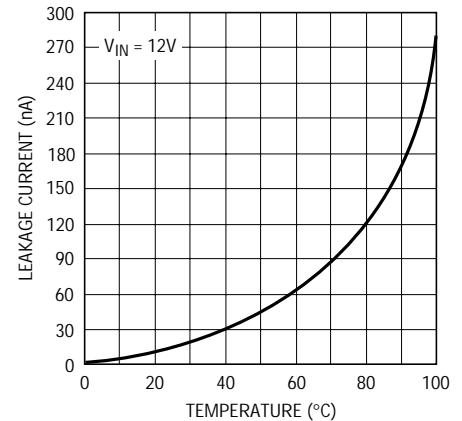
Operating Frequency
 vs ($V_{IN} - V_{OUT}$)



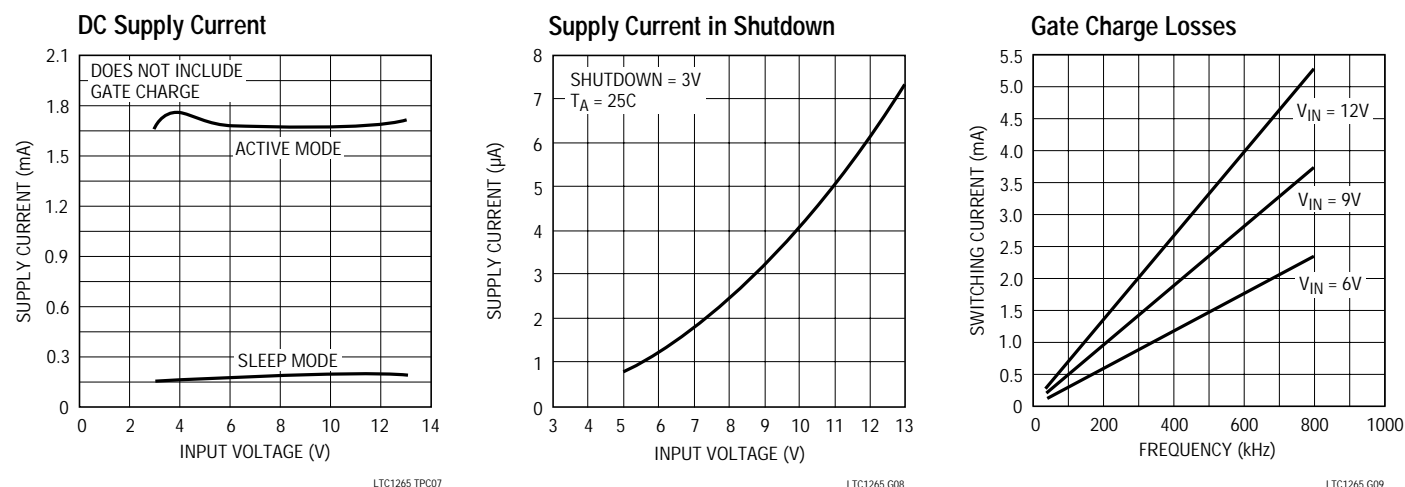
Switch Resistance



Switch Leakage Current



TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



ピン機能

PWR V_{IN} (ピン1, 13): パワー-MOSFETおよびドライブ用電源。このピンはグラウンドに適切にデカップリングしなければなりません。ピン1と13は常に連結してください。

V_{IN} (ピン2): LTC1265のすべての制御回路用の主電源。

LB_{OUT} (ピン3): 低バッテリー・コンパレータのオープン・ドレイン出力。このピンはピン4 (LB_{IN})が1.25V以下になると、電流をシンクします。シャットダウン時には、このピンはハイ・インピーダンス状態になります。

LB_{IN} (ピン4): 低バッテリー電圧コンパレータの(-)入力。(+)入力は1.25Vのリファレンス電圧に接続されます。

C_T (ピン5): ピン5からグラウンドに接続された外部コンデンサ C_T で、スイッチ・オフ時間を設定します。動作周波数は入力電圧と C_T の関数になります。

I_{TH} (ピン6): 帰還アンプのデカップリング・ポイント。電流コンパレータのスレッシュホールドはピン6の電圧に比例します。

SENSE $\bar{}$ (ピン7): 電流コンパレータの(-)入力に接続されます。LTC1265-3.3とLTC1265-5の場合は、出力電圧を設定する内部抵抗分圧器にも接続します。

SENSE $^+$ (ピン8): 電流コンパレータの(+)ピン。ピン7とピン8の間のビルトイン・オフセットは R_{SENSE} とともに、電流トリップ・スレッシュホールドを設定します。

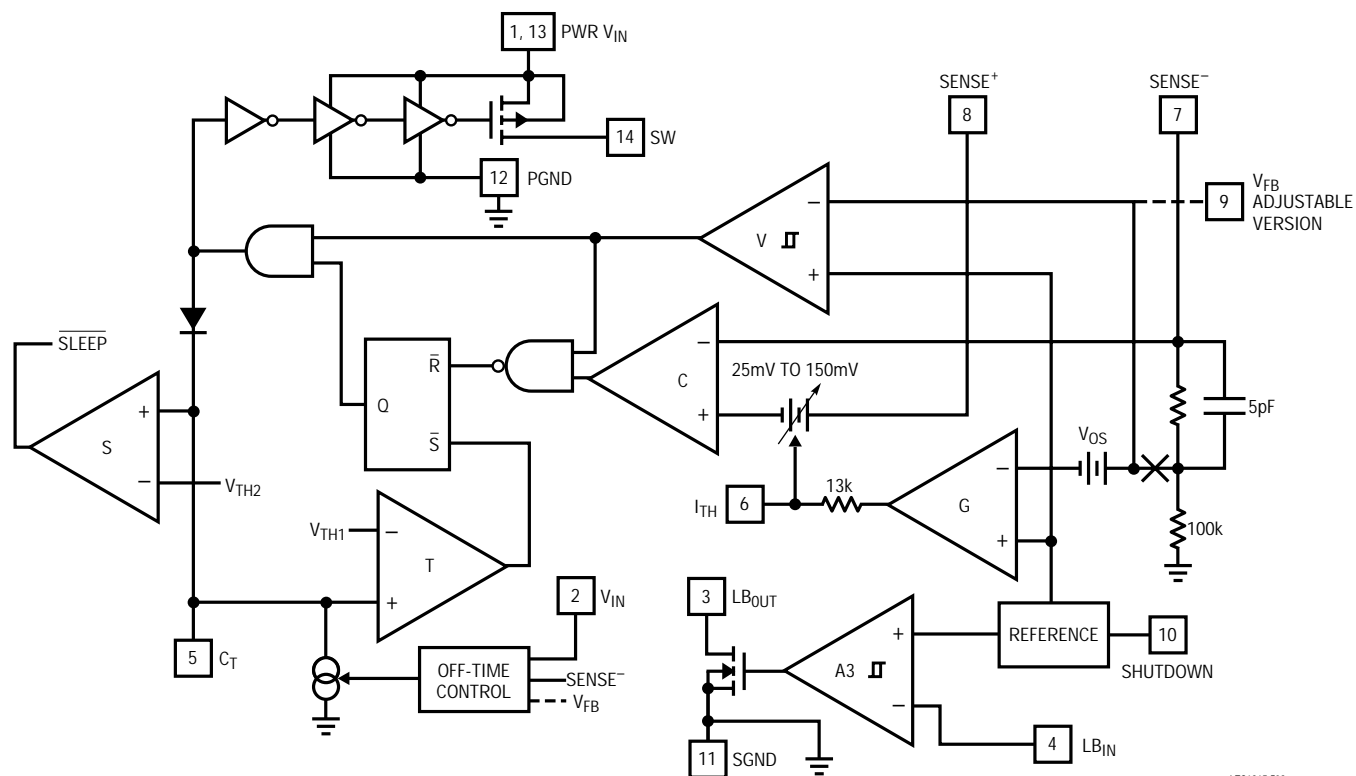
N/C、 V_{FB} (ピン9): LTC1265アジャスタブル・バージョンの場合、このピンは出力電圧を設定するのに使用する外部抵抗分圧器からの帰還ピンとして機能します。LTC1265-3.3およびLTC1265-5バージョンでは、このピンは使用されていません。

シャットダウン(ピン10): このピンをプルアップすると、内部スイッチがオフに保持され、LTC1265はマイクロパワー・シャットダウンになります。このピンをフロートさせてはなりません。

SGND $\bar{}$ (ピン11): 小信号グラウンド。他のグラウンドとは別に C_{OUT} の(-)端子に配線しなければなりません。

PGND $\bar{}$ (ピン12): スイッチ・ドライバ・グラウンド。 C_{IN} の(-)端子に接続します。ショットキ・ダイオードのアノードは、このピンの近くに接続しなければなりません。

SW (ピン14): PチャンネルMOSFETスイッチのドレイン。ショットキ・ダイオードのカソードは、このピンの近くに接続しなければなりません。

FUNCTIONAL DIAGRAM (Pin 9 connection shown for LTC1265-3.3 and LTC1265-5; change create LTC1265)


LTC1265 F02

動作 (機能図参照)

LTC1265はコンスタント・オフタイム・アーキテクチャを使用して、内部Pチャネル・パワーMOSFETをスイッチします。オフタイムは C_T (ピン5)の外部タイミング・コンデンサによって設定されます。それにより、動作周波数はオフタイムと V_{IN} および V_{OUT} の電圧差によって決定されます。

出力電圧は、内部抵抗分圧回路(LTC1265-3.3およびLTC1265-5)または V_{FB} (LTC1265のピン9)に接続された外付け抵抗分圧回路によって設定されます。電圧コンパレータVと利得ブロックGは、分圧された出力電圧を1.25Vの基準電圧と比較します。

効率を最適化するために、LTC1265は連続動作とバースト・モード動作を自動的に切り替えます。デバイスがバースト動作モードになっているときには電圧コンパレータが重要な制御要素であり、連続モードでは利得ブロックが出力電圧を制御します。

負荷が重いときには、LTC1265は連続動作を実行しています。連続モードにおけるスイッチ“オン”サイクルでは、電流コンパレータCはインダクタと直列の外部シャントの両端に接続されたピン7および8の間の電圧をモニタします。シャント両端の電圧がコンパレータのスレ

シヨルド値に達すると、出力信号の状態が変化して、フリップ・フロップをセットし、内部PチャネルMOSFETをターンオフします。このとき、ピン6に接続されたタイミング・コンデンサは、オフタイム・コントローラによって決定される速度で放電できます。

タイミング・コンデンサ電圧が放電して V_{TH1} より低くなると、コンパレータTがトリップしてフリップ・フロップをセットして、スイッチをターンオンします。タイミング・コンデンサも再充電されます。これによって、電流コンパレータCがトリップするまで、インダクタ電流が再度ランブアップします。ついで、このサイクルが繰り返されます。

負荷電圧が増加すると、出力電圧はわずかに減少します。こうして利得段の出力(ピン6)が電流コンパレータのスレッシュホールドを増加させ、負荷電流に追従します。

負荷が比較的軽いときには、LTC1265は自動的にバースト・モード動作に入ります。出力電圧が所定のレギュレート電圧に達すると、電流ループが中断されます。ヒステリシスを有する電圧コンパレータVは、 V_{OUT} が所定の出力電圧を超えるとトリップし、スイッチをシャットオフして、タイミング・コンデンサを放電させます。このコンデ

動作 (機能図参照)

ンサは、電圧が V_{TH1} を通過して V_{TH2} 以下に低下するまで放電し続けます。すると、コンパレータSがトリップして、スリープ信号が発生します。ここで回路はパワーMOSFETをターンオフした状態で、スリープ・モードに入ります。スリープ・モードでは、LTC1265は待機状態になり、出力コンデンサが負荷電流を供給します。使用されていない回路はすべてシャットオフされ、静止電流が2mAから160 μ Aまで減少します。出力コンデンサがコンパレータVのヒステリシス量だけ放電すると、Pチャンネル・スイッチが再びターンオンし、このプロセスが繰り返されます。バースト・モード動作の間、ピークのインダクタ電流は、 $25\text{mV}/R_{\text{SENSE}}$ で設定されます。

バースト・モード動作を妨害する電流ループ動作を防止するために、利得段にビルトイン・オフセット V_{OS} が組み込まれています。このため、出力電圧が最小スレッシュホールド以下に低下するまで、電流増加が防止されます。

コンスタント・オフタイム・アーキテクチャを使用すると、動作周波数は入力電圧の関数になります。ドロップアウトに接近したときの周波数変動を最小限に抑えるために、オフタイム・コントローラは V_{IN} が $V_{OUT} + 2\text{V}$ より低下すると放電電流を増加させます。ドロップアウト時には、PチャンネルMOSFETは連続してターンオンし(デューティ・サイクル100%)、 $V_{OUT} \equiv V_{IN}$ の低ドロップアウト動作を行います。

アプリケーション情報

基本的なLTC1265のアプリケーション回路を図1に示します。外付け部品の選択は負荷条件に基づいて行われ、まず R_{SENSE} の選択から実行します。 R_{SENSE} がわかれば、 C_T と L も選択できます。次に、ショットキ・ダイオードD1を選択し、続いて C_{IN} と C_{OUT} を選択します。

出力電流に対応した R_{SENSE} の選択

R_{SENSE} は要求される出力電流に基づいて選択します。電流コンパレータで R_{SENSE} での電圧をモニタさせた状態で、コンパレータのスレッシュホールドがピークのインダクタ電流を決定します。コンパレータのスレッシュホールドは、負荷電流条件に応じて $25\text{mV}/R_{\text{SENSE}}$ と $150\text{mV}/R_{\text{SENSE}}$ の間になります。LTC1265の最大出力電流は、以下のとおりです。

$$I_{\text{OUT(MAX)}} = \frac{150\text{mV}}{R_{\text{SENSE}}} - \frac{I_{\text{RIPPLE}}}{2} \quad (\text{A})$$

ここで、 I_{RIPPLE} はピーク・ツー・ピーク・インダクタ・リップル電流です。

比較的負荷が軽い場合、LTC1265はバースト・モード動作を実行します。バースト・モードでは、ピーク・インダクタ電流は $25\text{mV}/R_{\text{SENSE}}$ で設定されます。バースト・モード動作を最大限に活用するには、バースト期間中にインダクタ電流が連続して流れなければなりません。したがって、ピーク・ツー・ピーク・インダクタ・リップル電流は、 $25\text{mV}/R_{\text{SENSE}}$ を超えてはなりません。

軽負荷状態と重負荷状態を説明するために、 $I_{\text{OUT(MAX)}}$ は次式で与えられます。

$$\begin{aligned} I_{\text{OUT(MAX)}} &= \frac{150\text{mV}}{R_{\text{SENSE}}} - \frac{25\text{mV}}{2 \times R_{\text{SENSE}}} \quad (\text{A}) \\ &= \frac{137.5\text{mV}}{R_{\text{SENSE}}} \quad (\text{A}) \end{aligned}$$

LTC1265および外付け部品値のばらつきに対する余裕をもたせて R_{SENSE} を求めると、次式のようにになります。

$$R_{\text{SENSE}} = \frac{100\text{mV}}{I_{\text{OUT(MAX)}}} \quad (\Omega) \quad (1)$$

LTC1265には最大1.2Aの出力電流を供給する能力があります。したがって、使用可能な R_{SENSE} の最小値は、0.083 です。 R_{SENSE} の選択対最大出力電流のグラフを図2に示します。

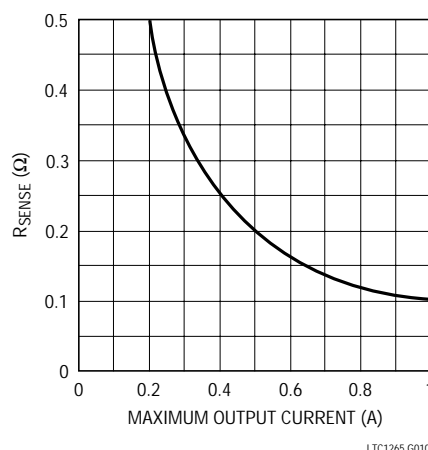


Figure 2. Selecting R_{SENSE}

アプリケーション情報

短絡状態では、ピーク・インダクタ電流は、次式から求められます：

$$I_{SC(PK)} = \frac{150\text{mV}}{R_{SENSE}} \text{ (A)}$$

この状態では、LTC1265は自動的にPチャンネルMOSFETのオフ時間を引き延ばし、インダクタの電流を減少させて、電流が増大するのを防止することができます。発生するリップル電流によって、平均短絡電流ISC(AVG)がほぼ $I_{OUT(MAX)}$ に低下します。

動作周波数に対応した C_T とLの選択

LTC1265は、 t_{OFF} を外部タイミング・コンデンサ C_T で決定するコンスタント・オフタイム・アーキテクチャを採用しています。PチャンネルMOSFETスイッチがターンオンするたびに、 C_T の電圧は約3.3Vにリセットされます。オフタイム中は、 C_T は V_{OUT} に比例した電流によって放電します。 C_T の電圧はインダクタLを流れる電流に相対しており、同様に V_{OUT} に比例して減衰します。したがって、インダクタ値はタイミング・コンデンサ値に応じて決定しなければなりません。

C_T の値は希望の連続モード動作周波数から次のとおり計算できます。

$$C_T = \frac{1}{1.3 \times 10^4 \times f} \left(\frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN} + V_D} \right) \text{ (F)} \quad (2)$$

ここで、 V_D はショットキ・ダイオードの降下電圧です。

動作周波数が高くなるとゲート充電損失が増加し、効率が低下します。動作周波数に対する完全な式は次のとおりです。

$$f \approx \frac{1}{t_{OFF}} \left(\frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN} + V_D} \right) \text{ (Hz)}$$

ここで、

$$t_{OFF} = 1.3 \times 10^4 \times C_T \times \left(\frac{V_{REG}}{V_{OUT}} \right) \text{ (sec)}$$

V_{REG} は希望の出力電圧(たとえば、5V、3.3V)です。 V_{OUT} は実測の出力電圧です。したがって、レギュレートされていれば $V_{REG}/V_{OUT} = 1$ になります。

V_{IN} が減少するに従って周波数も減少することに注意してください。入力/出力電圧差が2Vより低下する場

合、LTC1265は C_T の放電電流を増加させて t_{OFF} を低下させます。これによって、ドロップアウト前の音の発生を防止します(代表的性能特性の動作周波数曲線に示すシェルピング効果を参照してください)。

軽負荷時に連続インダクタ電流を維持するために、インダクタLは $25\text{mV}/R_{SENSE}$ 以下のピーク・ツー・ピーク・インダクタ・リップル電流を供給するように選択しなければなりません。これによってLの式は次のようになります：

$$L \geq 5.2 \times 10^5 \times R_{SENSE} \times C_T \times V_{REG} \quad (3)$$

上記の値より小さなインダクタンスを使用すれば、インダクタ電流は不連続となります。その場合は、LTC1265がバースト・モード動作に入るのが遅れ、低電流時にやや効率が低下します。

インダクタ・コアの選択

選択したLの値に基づいて、インダクタのタイプを選ばなければなりません。インダクタには基本的に、鉄損と銅損の2種類の損失があります。鉄損は、ピーク・ピーク・リップル電流およびコア材質に依存します。ただし、コアの物理的サイズには無関係です。

インダクタンスを大きくすると、インダクタのピーク・ピーク・リップル電流が減少するため、鉄損が減少します。モリパーマロイやKool M μ ®などの鉄損が少ない材質を利用すれば、銅損を低減し飽和を防止することに専念できます。インダクタンスが大きくなると鉄損は減少しますが、巻線の巻数を増やす必要があるため銅損が増加します。スペースに余裕があれば、太いワイヤを使用して巻線抵抗を低減することができます。これによって、過剰な熱損失を防止することもできます。

キャッチ・ダイオードの選択

キャッチ・ダイオードの損失は順方向電圧降下とスイッチング時間に依存します。したがって、順方向の電圧降下が低く、スイッチング時間が高速であるため、ショットキ・ダイオードが適しています。

キャッチ・ダイオードはオフタイム時に負荷電流を流します。したがって、平均ダイオード電流は、Pチャンネル・スイッチのデューティ・サイクルに依存します。高入力電圧では、ダイオードはほとんど導通しています。

Kool M μ はMagnetics社の登録商標です。

アプリケーション情報

V_{IN} が V_{OUT} 近くになると、ダイオードはわずかな時間だけ導通します。ダイオードにとって最も過酷な状態は出力短絡時です。この状態では、ダイオードは100%近いデューティ・サイクルで $I_{SC(PK)}$ を安全にカバーする必要があります。大部分のLTC1265回路には、1N5818またはMBR130LT3のいずれかのショットキ・ダイオードで十分間に合います。 $I_{OUT(MAX)} \leq 500mA$ の場合は、MBRS0520が適しています。

C_{IN}

連続モードでは、コンバータの入力電流は、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、低ESR入力コンデンサを使用しなければなりません。また、コンデンサは高いRMS電流を処理しなければなりません。 C_{IN} の実効電流値は次式で与えられます。

$$I_{RMS} \approx \frac{I_{OUT} [V_{OUT} (V_{IN} - V_{OUT})]^{1/2}}{V_{IN}} \quad (A_{RMS}) \quad (4)$$

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ で最大値をとり、 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ となります。大きな偏差があってもそれほど問題はないため、通常設計にはこの簡単なワーストケース値が使用されます。多くの場合、コンデンサ製造業者のリプル電流定格は、わずか2000時間の寿命時間によって規定されています。このため、コンデンサをさらにデレーティングする、つまり要求条件よりも高い温度定格のコンデンサを選択するようにしてください。十分な特性をもつ部品を使用してください。高周波デカップリング用に、PWR V_{IN} に $0.1\mu F$ のセラミック・コンデンサを1個追加することも必要です。

C_{OUT}

C_{OUT} は、LTC1265を適切に動作させるための実効直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。 C_{OUT} の所要ESRは、次のとおりです：

$$ESR_{C_{OUT}} < 50mV/I_{RIPPLE}$$

ただし、 I_{RIPPLE} はインダクタのリプル電流です。 I_{RIPPLE} が $25mV/R_{SENSE}$ の場合、 C_{OUT} の所要ESRは次のとおりです：

$$ESR_{C_{OUT}} < 2R_{SENSE} \quad (5)$$

過熱防止のために、インダクタによって発生するリップ

ル電流を処理できるような容量の出力コンデンサを選択しなければなりません。出力コンデンサのワーストケース・リプル電流実効値は次式で与えられます。

$$I_{RMS} \approx \frac{150mV}{2 \times R_{SENSE}} \quad (A_{RMS})$$

一般に、 C_{OUT} のESR条件を満足すれば、実効電流定格は $I_{RIPPLE(P-P)}$ 条件をはるかに上回ります。

ESRはコンデンサ容量に直接関係します。ニチコン、AVX、およびSpragueなどのメーカーから高性能コンデンサが入手できます。三洋製のOS-CON半導体誘電体コンデンサは、同一サイズの電解コンデンサの中でESRが最も低くなっていますが、価格が多少高くなっています。

表面実装アプリケーションでは、複数のコンデンサを並列に接続して、アプリケーション回路の容量、ESR、またはRMS電流処理要件に適合させる必要があります。表面実装型のアルミニウム電解コンデンサと乾式タンタル・コンデンサが提供されています。タンタル・コンデンサの場合、表面実装型が入手可能なこと、そしてスイッチング電源に使用するためのサージ試験が実施されていることが重要です。ケース高さが2mmから4mmの表面実装タンタル・コンデンサのAVX TPSシリーズが最適です。その他の特徴については製造業者にお問い合わせください。

C_{OUT} を小さくしすぎると、低周波数での出力リップルが大きくなって、電圧コンパレータをトリップさせる場合があります。これによって、LTC1265が通常であれば連続動作になるときでも、バースト・モード動作に入ります。この効果は R_{SENSE} の値が低いときに最も顕著になり、Lの値を小さくしてより高い周波数で動作させれば改善することができます。

バッテリー電圧低下の検出

低バッテリー・コンパレータは、外付け抵抗分圧回路を通して入力電圧を感知します。この分圧された電圧は、電圧コンパレータの(-)入力(ピン4)に接続されており、1.25Vの基準電圧と比較されます。ピン4のバイアス電流を無視すれば、次式を用いてトリップ限界を設定することができます。

$$V_{LB_TRIP} = 1.25 \left(1 + \frac{R4}{R3} \right)$$

出力(ピン3)は、バッテリー電圧がR3とR4で設定されるス

アプリケーション情報

レシヨルド以下のときに“L”になるNチャネルのオープン・ドレインです。シャットダウン時は、このコンパレータはディスエーブルされ、ピン3がハイ・インピーダンス状態になります。

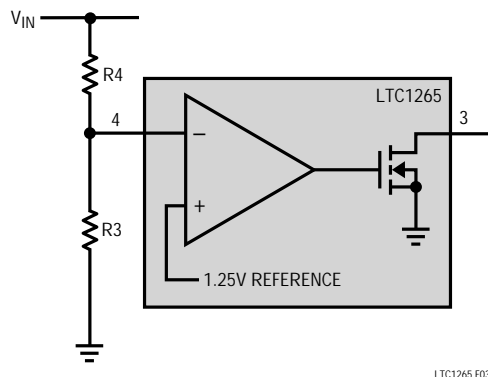


Figure 3. Low-Battery Comparator

TC1265可変電圧アプリケーション

LTC1265は、帰還端子(ピン9)と信号グランド間に1.25Vの基準電圧を発生します(図4を参照)。抵抗R1を選択すれば、R1とR2を通して一定の電流が流れ、全体の出力電圧が設定されます。レギュレートされた出力電圧は次式から求められます。

$$V_{OUT} = 1.25 \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

ほとんどのアプリケーションでは、R1には30k 抵抗を使用することをお勧めします。寄生ピックアップを防止するために、LTC1265の近くに配置したR1の両端に100pFコンデンサを接続してください。

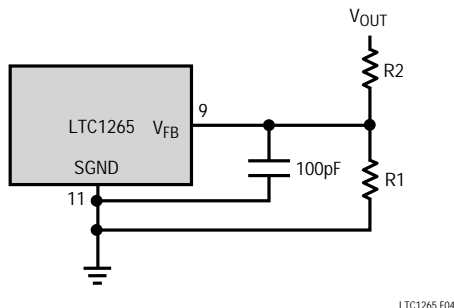


Figure 4. LTC1265 Adjustable Configuration

熱に関する考察

大部分のアプリケーションでは、LTC1265は効率が高いため大量の熱を放散しません。しかし、スイッチング・レギュレータが高いデューティ・サイクルで動作したり、スイッチを連続してオン状態(DC)にしてデバイスがドロップアウトするアプリケーションでは、ユーザは熱解析を行う必要があります。熱解析の目標は、レギュレータが放散する電力がデバイスの最大接合部温度を超えるかどうかを決定することです。温度上昇は次式のとおりです：

$$T_R = P \times \theta_{JA}$$

Pはレギュレータが消費する電力、 θ_{JA} はダイの接合部から周囲温度までの熱抵抗です。

接合部温度は、次式のとおりです：

$$T_J = T_R + T_A$$

例として、LTC1265が入力電圧4V、負荷電流0.5Aでドロップアウト状態にあると仮定しましょう。スイッチ抵抗の代表的性能特性グラフから、Pチャネルのオン抵抗は0.55 Ωです。したがって、デバイスの消費電力は次のようになります。

$$P = I^2 \times R_{DS(ON)} = 0.1375 \text{ W}$$

SOパッケージの場合、 θ_{JA} は110 °C/Wです。

したがって、レギュレータが周囲温度25 °Cで動作しているレギュレータの接合部温度は、次のとおりです：

$$T_J = 0.1375 \times 110 + 25 = 40.1$$

上記の接合部温度は25 °Cでの $R_{DS(ON)}$ から得たものであり、また $R_{DS(ON)}$ は温度が上昇すると増加することを念頭に置いて、より高い $R_{DS(ON)}$ に基づいて接合部温度を再計算する必要があります。ただし、実際の接合部温度が絶対最大接合部温度125 °Cを超えないことは間違いなく仮定できます。

ここで、 $V_{IN} = 4\text{V}$ および $T_A = 65$ °Cでの1Aレギュレータのケースについて考えてみましょう。まず、 $R_{DS(ON)}$ については同じく0.55 Ωと仮定すると、 T_J の計算は125 °Cになります。しかし、グラフからは $R_{DS(ON)}$ が0.76 Ωに増加することになるため、上記の計算に使用すると、実際には $T_J > 148$ °Cになります。したがって、LTC1265は4V入力、 $T_A = 65$ °Cで動作する1A出力レギュレータには不適当といえます。

アプリケーション情報

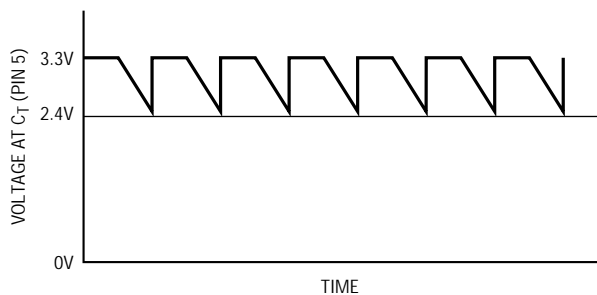
トラブルシューティング・ヒント

LTC1265アプリケーションでは効率が重要ですので、回路が連続モードおよびバースト・モード動作で正しく機能しているかどうか確認することが大切です。LTC1265は多少レイアウトに不備があっても機能し、出力電圧がレギュレートされます。したがって、出力電圧をモニタしただけでは、レイアウトの善し悪しを判断することはできません。タイミング・コンデンサ(ピン5)の電圧波形をモニタします。

連続モードでは、 C_T ピンの電圧は振幅が約 $0.9V_{P-P}$ のノコギリ波です。この電圧は図6aに示すように、2Vより低下してはなりません。

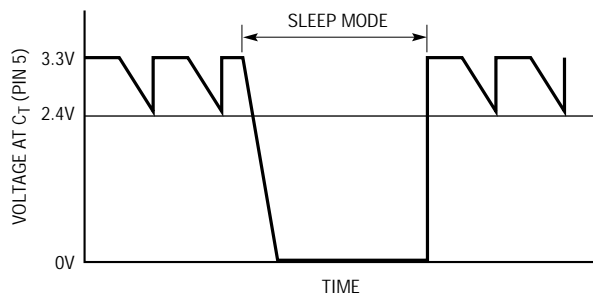
負荷電流が低い($I_{LOAD} < I_{BURST}$)ときにバースト・モード動作が実行され、 C_T ピンの電圧は、図6bに示す期間だけグランドに低下します。この期間に、LTC1265はスリープ・モードになっており、静止電力は $160\mu A$ に低減されます。

インダクタ電流もモニタする必要があります。回路のデカップリングが不十分な場合は、図7aに示すように、ピーク・インダクタ電流が乱れます。十分にデカップリングされた場合は、図7bに示すように、クリーンなインダクタ電流になります。



(a) CONTINUOUS MODE OPERATION

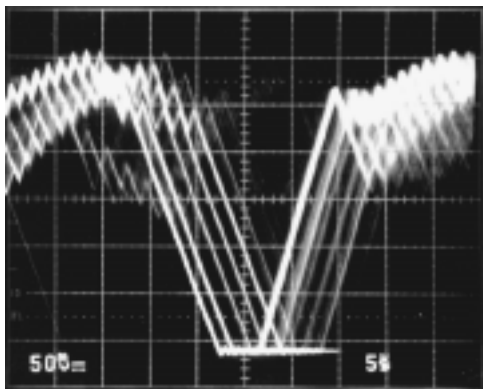
LTC1265 F07



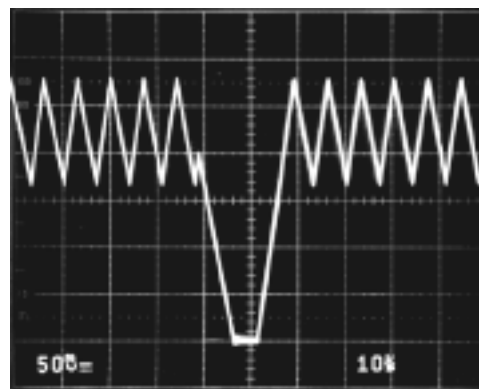
(b) Burst Mode OPERATION

LTC1265 F08

Figure 6. C_T Waveforms



(a) POORLY DECOUPLED LTC1265



(b) WELL DECOUPLED LTC1265

Figure 7. Inductor Waveforms

アプリケーション情報

設計例

設計例として、 $V_{IN} = 5V$ 、 $V_{OUT} = 3.3V$ 、 $I_{MAX} = 0.8A$ 、そして $f = 250\text{ kHz}$ と仮定します。この情報で、すべての重要な部品を簡単に計算することができます。

(1)から

$$R_{SENSE} = 100\text{mV}/0.8 = 0.125$$

(2)と $V_D = 0.4V$ と仮定すれば、

$$C_T \cong 100\text{pF}$$

(3)を使用すれば、インダクタの値は次のようになります。

$$L \geq 5.2 \times 10^5 \times 0.125 \times 100\text{pF} \times 3.3V = 22\mu\text{H}$$

キャッチ・ダイオードには、このアプリケーションの場合は、MBRS130LT3または1N5818で十分です。

C_{IN} は全動作温度で最低0.4AのRMS電流定格が必要であり、 C_{OUT} には(5から)次のESRが必要になります。

$$ESR_{COUT} < 0.25$$

インダクタ・リップル電流は次式で与られます：

$$I_{RIPPLE} = \left(\frac{V_{OUT} + V_D}{L} \right) t_{OFF} = 0.22A$$

軽負荷には、ピーク・インダクタ電流は次のようになります：

$$I_{PEAK} = 25\text{mV}/0.125 = 0.2A$$

したがって、負荷電流が0.1A以下の場合、LTC1265はバースト・モード動作を実行します。図8に完全な回路を示し、図9には上で計算した部品値での効率曲線を示します。

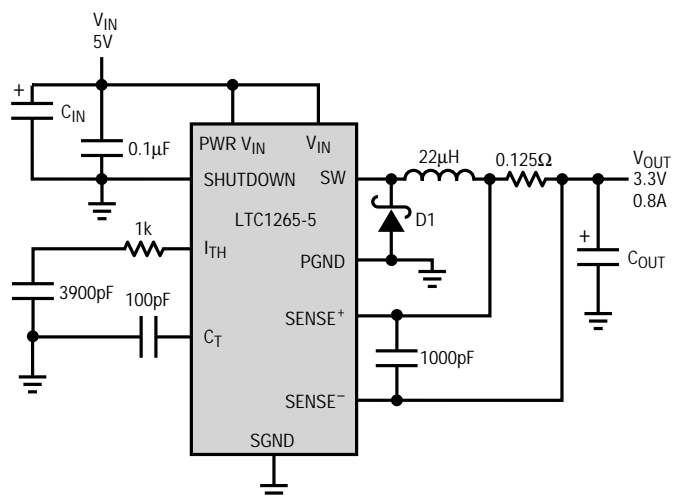


Figure 8. Design Example Circuit

LTC1265-F06

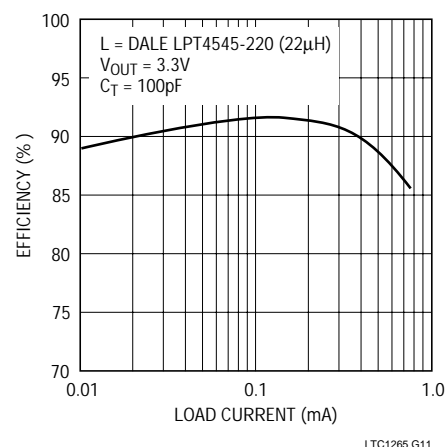
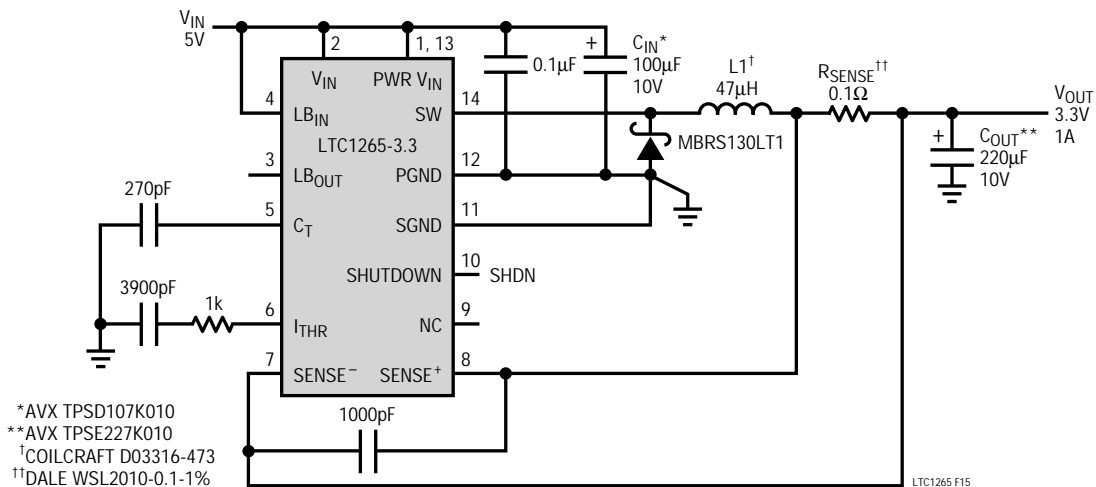


Figure 9. Design Example Efficiency Curve

LTC1265 G11

TYPICAL APPLICATIONS

High Efficiency 5V to 3.3V Converter



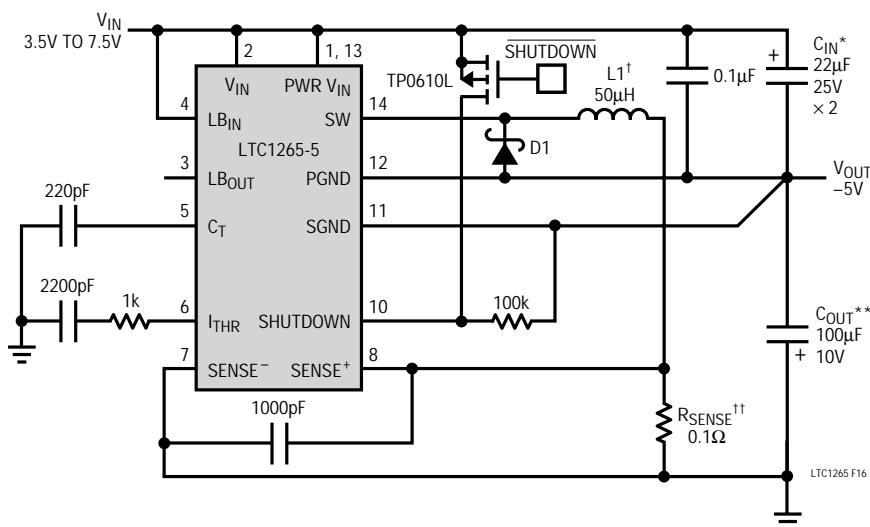
Positive-to-Negative (-5V) Converter

*AVX TPSD226K025
 **AVX TPSD107K010
 †L1 SELECTION

MANUFACTURER	PART NO.
COILCRAFT	D03316-473
COILTRONICS	CTX50-4
DALE	LPT4545-500LA
SUMIDA	CD74-470

††IRC LRC2010-01-R100-J
 D1= MBRS130LT3

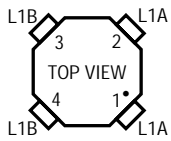
V _{IN} (V)	I _{OUT} (MAX) (mA)
3.5	360
4.0	430
5.0	540
6.0	630
7.0	720
7.5	740



TYPICAL APPLICATIONS

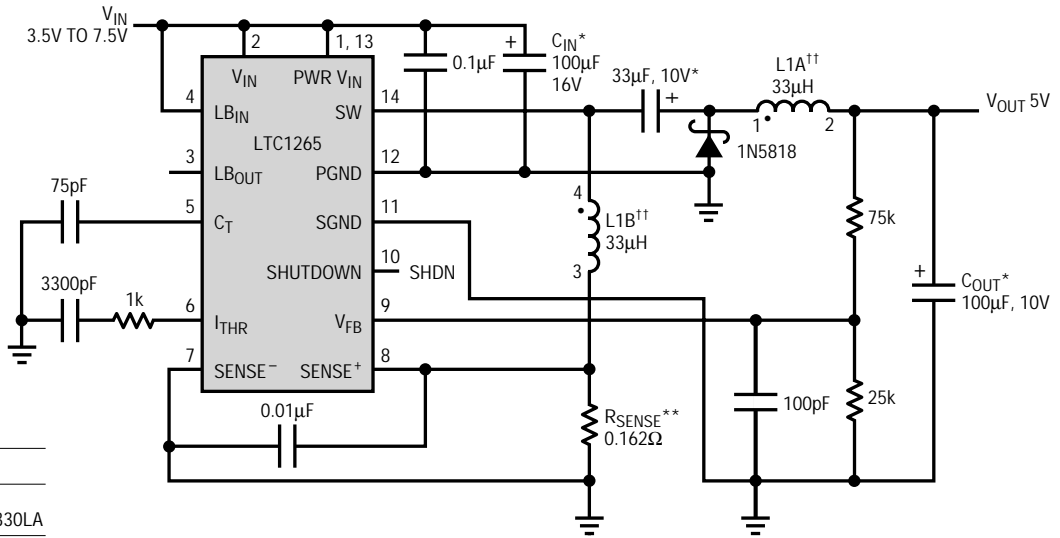
5V Buck-Boost Converter

V _{IN} (V)	I _{OUT(MAX)} (mA)
3.5	240
4.0	275
5.0	365
6.0	490
7.0	610
7.5	665



*SANYO OS-CON CAPACITOR
 **IRC LRC2010-01-R162-J
 †L1A, L2A SELECTION

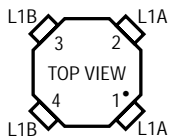
MANUFACTURER	PART NO.
COILTRONICS	CTX33-4
DALE	LPT4545-330LA



LTC1265 F09

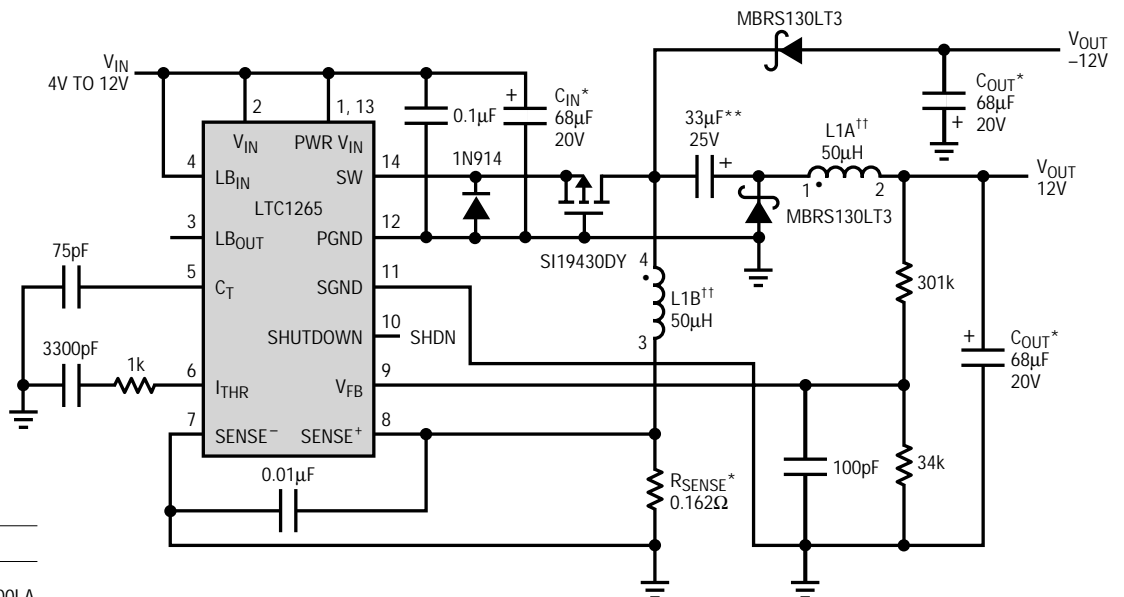
9V to 12V and -12V Outputs

V _{IN} (V)	I _{OUT(MAX)} (mA)
4.0	40
5.0	60
6.0	80
7.0	100
8.0	115
9.0	130
10.0	150
11.0	165
12.0	180



*AVX TPSE686K020
 **AVX TPSE336K025
 †IRC LRC2010-01-R162-J
 ††L1A, L2A SELECTION

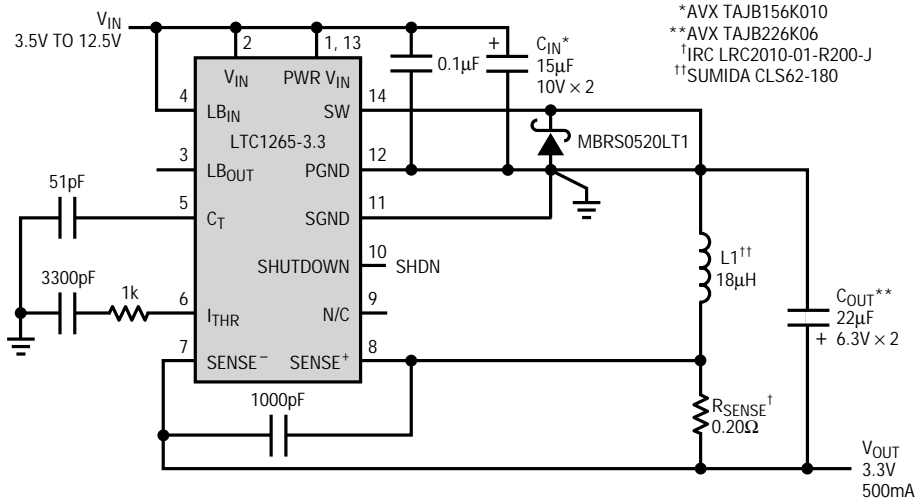
MANUFACTURER	PART NO.
COILTRONICS	CTX50-4
DALE	LPT4545-500LA



LTC1265 F10

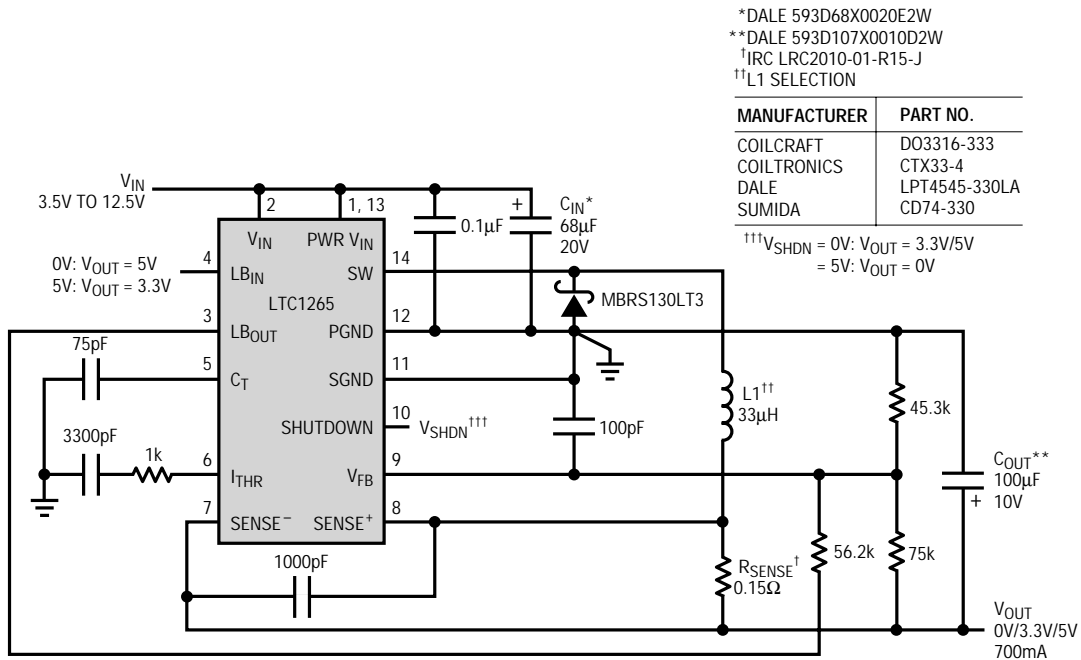
TYPICAL APPLICATIONS

2.5mm Max Height 5V-to-3.3V (500mA)



LTC1265 F12

Logic Selectable 0V/3.3V/5V 700mA Regulator



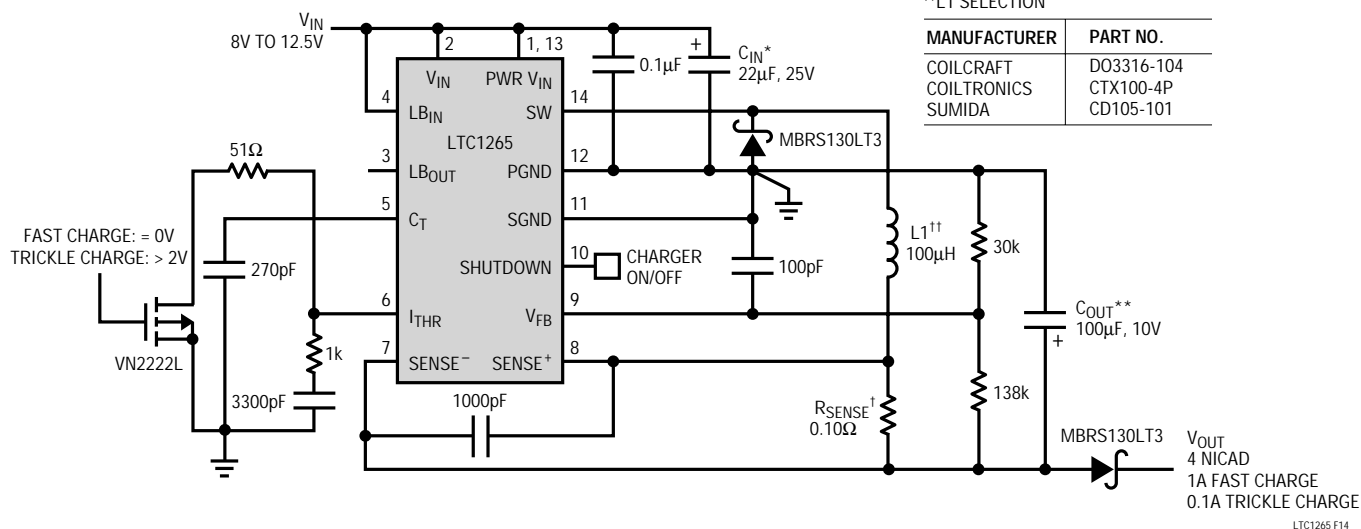
LTC1265 F13

TYPICAL APPLICATIONS

4-NiCad Battery Charger

*DALE 593D226X0025D2W
 **DALE 593D107X0016E2W
 †DALE WSL2010-0.10-1%
 ††L1 SELECTION

MANUFACTURER	PART NO.
COILCRAFT	DO3316-104
COILTRONICS	CTX100-4P
SUMIDA	CD105-101



RELATED PARTS

PART NUMBER	DESCRIPTION	COMMENTS
LTC1142	Dual Step-Down Switching Regulator Controller	Dual Version of LTC1148
LTC1143	Dual Step-Down Switching Regulator Controller	Dual Version of LTC1147
LTC1147	Step-Down Switching Regulator Controller	Nonsynchronous, 8-Pin, V _{IN} ≤ 16V
LTC1148	Step-Down Switching Regulator Controller	Synchronous, V _{IN} ≤ 20V
LTC1149	Step-Down Switching Regulator Controller	Synchronous, V _{IN} ≤ 48V, for Standard Threshold FETs
LTC1159	Step-Down Switching Regulator Controller	Synchronous, V _{IN} ≤ 40V, for Logic Level FETs
LTC1174	Step-Down Switching Regulator with Internal 0.5A Switch	V _{IN} ≤ 18.5V, Comparator/Low Battery Detector
LTC1266	Step-Up/Down Switching Regulator Controller	Synchronous N- or P-Channel FETs, Comparator/Low Battery Detector
LTC1574	Step-Down Switching Regulator with Internal 0.5A Switch and Schottky Diode	V _{IN} ≤ 18.5V, Comparator