

低電圧、高効率 降圧DC/DCコンバータ

特長

- 広範な入力電源電圧範囲：2.5V ~ 6V
- 高効率：最大95%
- 低 $R_{DS(ON)}$ 内部スイッチ：0.32 ($V_{IN} = 4.5V$)
- 優れた入力および負荷過渡応答の電流モード動作
- 短絡保護
- 低ドロップアウト動作：デューティ・サイクル100%
- 内蔵バッテリー電圧低下検知器
- 軽負荷時の低消費電流： $I_Q = 165\mu A$
- シャットダウン電流： $I_Q = 0.5\mu A$
- 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

- 1セルLi-Ion降圧コンバータ
- 3または4セルNiMH降圧コンバータ
- セルラー電話
- 5Vから3.3Vへの変換
- 3.3Vから2.5Vへの変換
- 反転コンバータ
- 携帯用計測器

概要

LTC®1626は、低出力電流でのバースト・モード™動作を特徴とするモノリシックの低電圧降圧電流モードDC/DCコンバータです。

入力電源電圧範囲が2.5V ~ 6Vなので、LTC1626は1個のLi-Ionセルおよび3または4個のNiCd/NiMHセル・アプリケーションに最適です。内蔵0.32 スイッチ ($V_{IN} = 4.5V$)により、最大0.6Aの出力電流まで可能です。

LTC1626は、負荷電流が連続動作が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。無負荷時の消費電流はわずか165 μ Aです。シャットダウン時の消費電流がわずか0.5 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。

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。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。

、LTC、LTはリニアテクノロジー社の登録商標です。
Burst Modeはリニアテクノロジー社の商標です。

標準的応用例

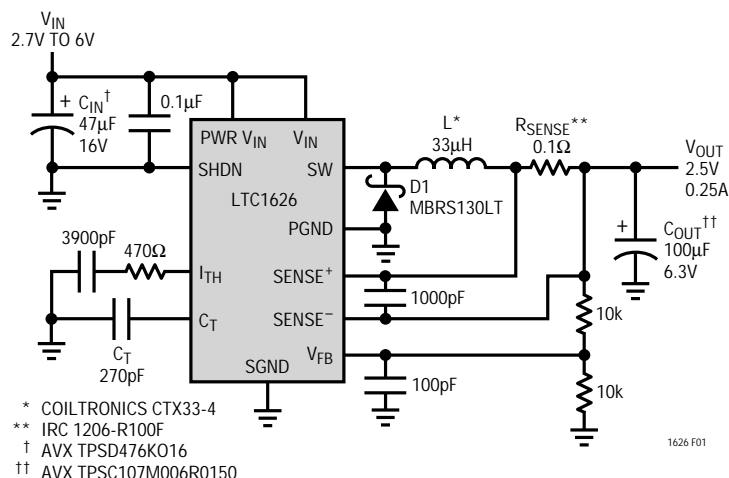
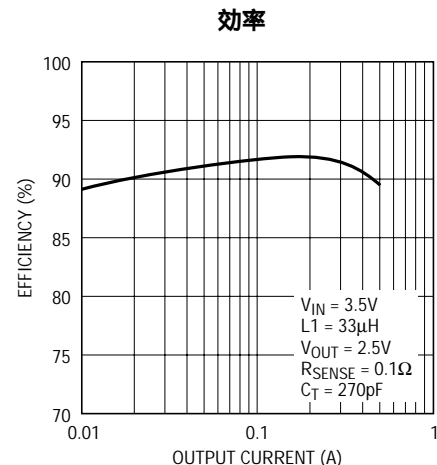


図1. 高効率2.5V降圧コンバータ

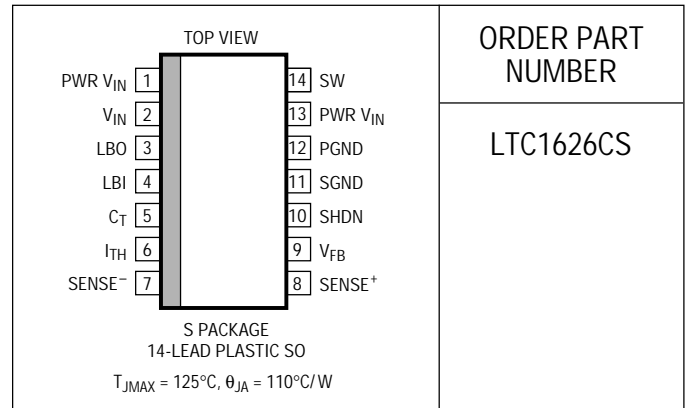


絶対最大定格

(電圧はGNDピンを基準にする)

入力電源電圧 (ピン1、2、13)	- 0.3V ~ 7V
シャットダウン入力電圧 (ピン10)	- 0.3V ~ 7V
Sense ⁻ 、Sense ⁺ (ピン7、8)	- 0.3V ~ (V _{IN} + 0.3V)
LBO、LBI (ピン3、4)	- 0.3V ~ 7V
C _T 、I _{TH} 、V _{FB} (ピン5、6、9)	- 0.3V ~ (V _{IN} + 0.3V)
DCスイッチ電流 (ピン14)	1.2A
ピーク・スイッチ電流 (ピン14)	1.6A
スイッチ電圧 (ピン14)	(V _{IN} - 7.5V) ~ (V _{IN} + 0.3V)
動作温度範囲	0 ~ 70
拡張コマーシャル動作	
温度範囲 (Note 4)	- 40 ~ 85
接合温度 (Note 1)	125
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

ORDER PART
NUMBER

LTC1626CS

インダストリアルおよびミリタリ・グレードに関してはお問い合わせください。

電気的特性 注記がない限り、T_A = 25、V_{IN} = 4.5V、V_{OUT} = 2.5V、V_{SHDN} = 0V。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
I _{FB}	Feedback Pin Current			0.1	1	μA
V _{FB}	Feedback Voltage	0°C to 70°C -40°C to 85°C	● ●	1.22 1.2	1.25 1.3	V V
ΔV _{OUT}	Output Voltage Line Regulation	V _{IN} = 3.5V to 5.5V, I _{LOAD} = 250mA	-40	0	40	mV
	Output Voltage Load Regulation	10mA ≤ I _{LOAD} ≤ 250mA		25	50	mV
	Burst Mode Output Ripple	I _{LOAD} = 0		50		mV _{P-P}
I _Q	Input DC Supply Current (Note 2) Active Mode Sleep Mode Shutdown	V _{SHDN} = V _{IN}	● ●	1.9 165 0.5	3.0 300 5	mA μA μA
V _{LBTRIP}	Low-Battery Trip Point		1.15	1.25	1.35	V
I _{LBI}	Low-Battery Input Bias Current				±0.5	μA
I _{LBO}	Low-Battery Output Sink Current	V _{LBO} = 0.4V	0.4	1.4		mA
V _{SENSE}	Current Sense Threshold Voltage V _{SENSE} ⁺ - V _{SENSE} ⁻	V _{SENSE} ⁻ = 2.5V, V _{FB} = V _{OUT} /2 + 25mV (Forced) V _{SENSE} ⁻ = 2.5V, V _{FB} = V _{OUT} /2 - 25mV (Forced)	130	25 155	180	mV mV
R _{ON}	ON Resistance of Switch			0.32	0.45	Ω
t _{OFF}	Switch Off-Time (Note 3)	C _T = 390pF, I _{LOAD} = 400mA	4	5	6	μs
V _{IHSD}	SHDN Pin High	Minimum Voltage for Device to Be Shut Down	V _{IN} - 0.4			V
V _{ILSD}	SHDN Pin Low	Maximum Voltage for Device to Be Active			0.4	V
I _{INSD}	SHDN Pin Input Current	0V ≤ V _{SHDN} ≤ 7V	●		±1	μA

● は全動作温度範囲の規格値を意味する。

Note 1: T_Jは、次式に基づき周囲温度T_Aと消費電力から計算される。

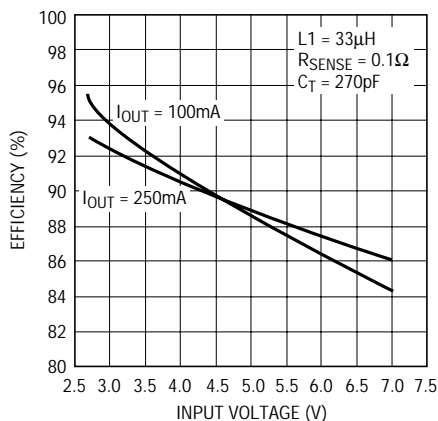
$$T_J = T_A + (PD \cdot 110) / W$$

Note 2: スイッチング周波数で発生するゲート電荷により動作時消費電流は高くなる。

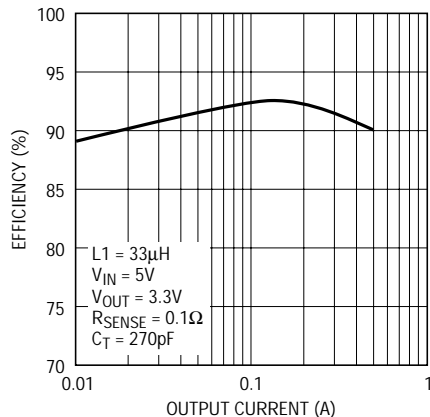
Note 3: R_{SENSE}がグランド電位に置かれているアプリケーションでは、オフタイムが約40%増加する。

Note 4: Cグレード・デバイスの規定値は0 ~ 70 の温度範囲で保証されている。さらに、Cグレード・デバイスの規定値は設計または相関によって、-40 ~ 85 の温度範囲で確認されているが、製造テストは行われていない。

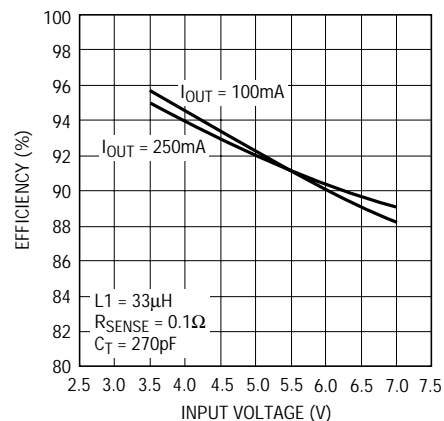
標準的性能特性

効率と入力電圧
($V_{OUT} = 2.5V$)

1626 G01

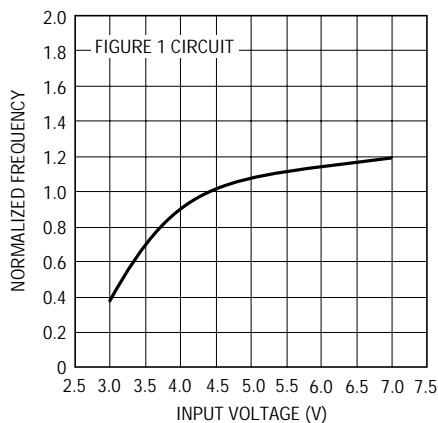
効率と出力電流
($V_{OUT} = 3.3V$)

1626 G02

効率と入力電圧
($V_{OUT} = 3.3V$)

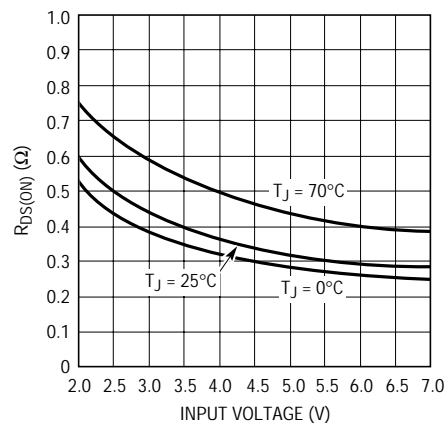
1626 G03

動作周波数



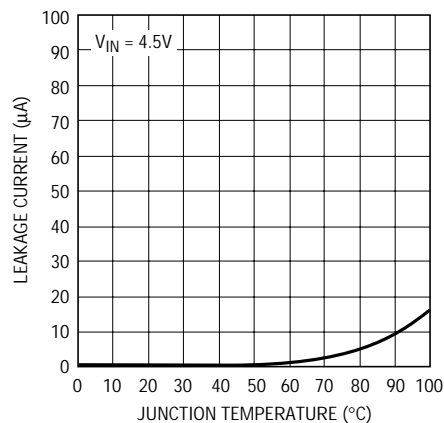
1626 G04

スイッチ抵抗



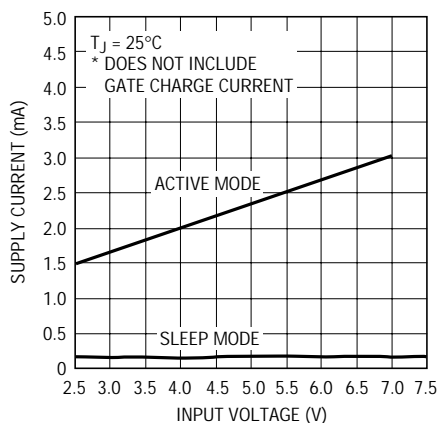
1626 G05

スイッチ・リーク電流



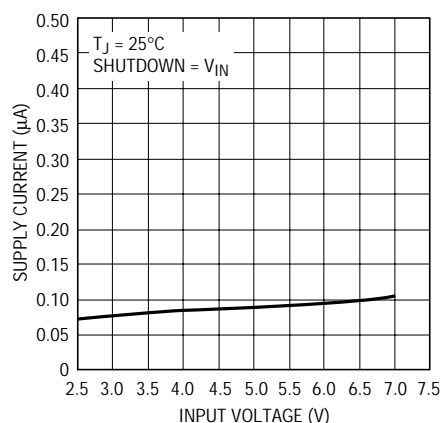
1626 G06

DC電源電流*



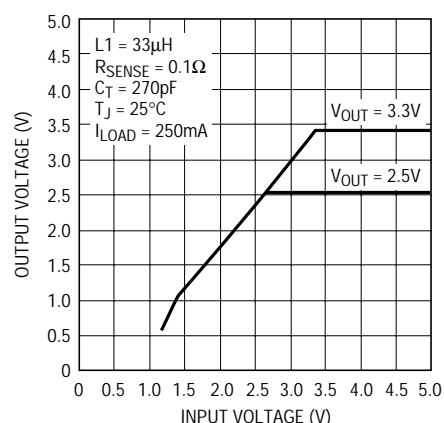
1626 G07

シャットダウン時の電源電流



1626 G08

低電圧動作



1626 G09

ピン機能

PWR V_{IN} (ピン1, 13): パワーMOSFETおよびドライバ用電源。このピンはグラウンドに適切にデカップリングしてください。

V_{IN} (ピン2): LTC1626のすべての制御回路用の主電源。

LBO (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 (LBI) 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 (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ています。使用しない場合は V_{IN} に接続してください。

C_T (ピン5): ピン5からグラウンドに外部コンデンサ C_T を接続して、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⁻ (ピン7): 電流コンパレータの(-)入力に接続します。

SENSE⁺ (ピン8): 電流コンパレータの(+)入力。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。

V_{FB} (ピン9): 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割器からの帰還ピンとして機能します。

SHDN (ピン10): シャットダウン・ピン。このピンを V_{IN} に引き上げると、内部スイッチがオフに保持され、LTC1626はマイクロパワーのシャットダウン動作に入ります。使用しない場合は、SGNDに接続します。

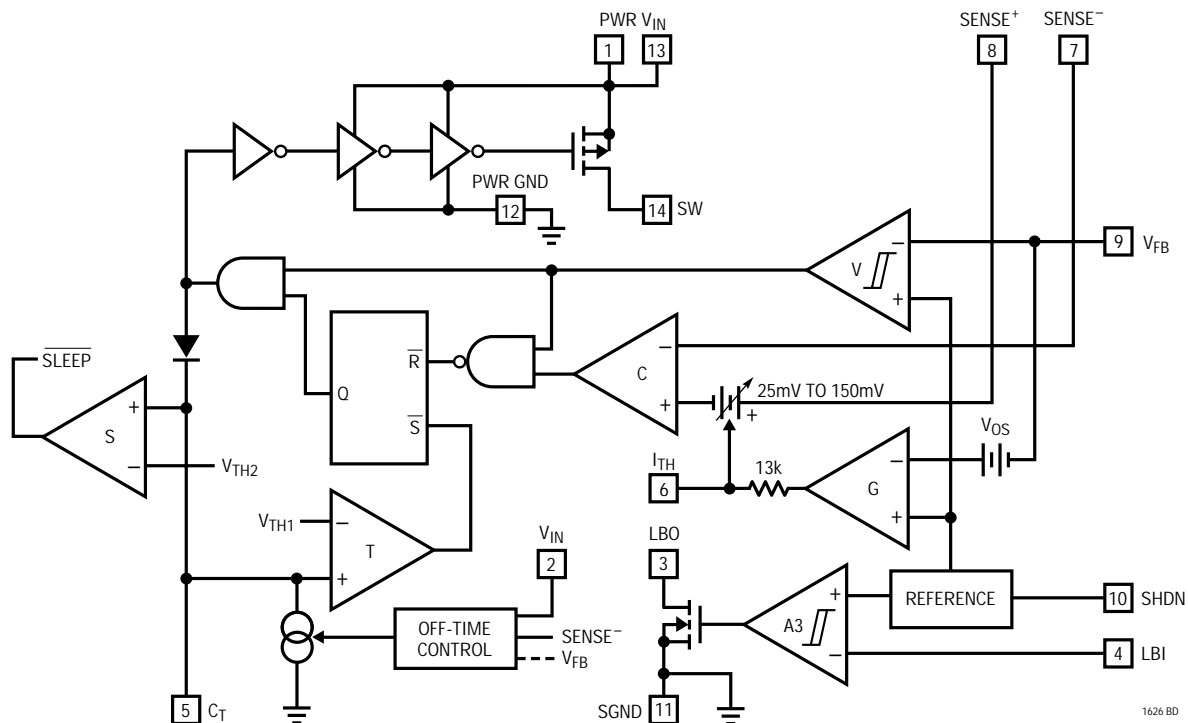
SGND (ピン11): 小信号グラウンド。他のグラウンドとは別に C_{OUT} の(-)端子に配線しなければなりません。

PWR GND (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。

SW (ピン14): Pチャネル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。

4

ブロック図



1626 BD

動作

LTC1626の標準オフタイムは、 C_T ピンとグランドの間に接続された外部タイミング・コンデンサで設定されます。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まります。

出力電圧は V_{FB} ピンにリターンされる外部抵抗分割器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のリファレンス電圧と比較します。

効率を最適化するために、LTC1626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のときには、電圧コンパレータが主な制御要素であり、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、LTC1626は連続動作をしています。スイッチ「オン」時には、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SENSE+ピンおよびSENSE-ピン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ッシュホールド値に達すると、出力信号の状態が変化して、フリップフロップをリセットし、内部PチャネルMOSFETをターンオフします。このとき、 C_T ピン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されます。

タイミング・コンデンサの電圧が放電して 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、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

再度上昇します。ついで、このサイクルが繰り返されます。負荷電流が増加すると、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、LTC1626は自動的にバースト・モード動作に切り替わります。出力電圧が所定の安定化電圧に達すると、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、スイッチをターンオフし、タイミング・コンデンサを放電させます。このコンデンサは、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。 V_{TH2} 以下に低下すると、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、LTC1626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がすべてシャットオフすると、消費電流が1.9mAから165 μ Aに低下します。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、 $25mV/R_{SENSE}$ に設定されます。

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。

ドロップアウト時には、PチャネルMOSFETは連続してターンオンし(デューティ・サイクル100%)、 $V_{OUT} \cong V_{IN}$ 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LTC1626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をもとに行い、まず R_{SENSE} から決めていきます。 R_{SENSE} が分かれば、 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} は必要な出力電流をもとに選択します。 R_{SENSE} 端で発生する電圧をモニタしている電流コンパレータのスレッシュホールドが、ピーク・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 $25mV/R_{SENSE}$ と $150mV/R_{SENSE}$ の間になります。LTC1626の最大出力電流は、以下のとおりです。

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

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、LTC1626はバースト・モードで動作します。このモードでは、ピーク・インダクタ電流は $25mV/R_{SENSE}$ 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

アプリケーション情報

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。

軽負荷状態を計算するために、 $I_{\text{OUT(MAX)}}$ は次式で与えられます。

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

LTC1626および外部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、次式のようになります。

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

LTC1626のスイッチは最大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} の選択と最大出力電流のグラフを図2に示します。

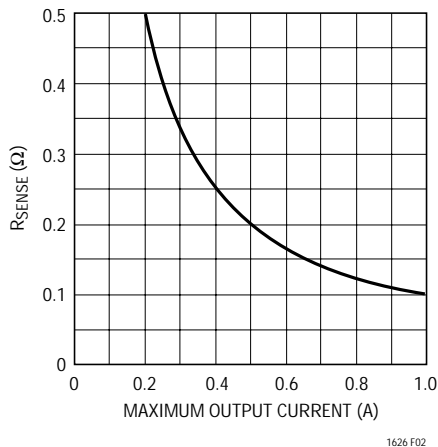


図2. R_{SENSE} の選択

レギュレータ出力がグランドに短絡した場合、ピーク電流は次式によって決まります。

$$I_{\text{SC}} = 150\text{mV}/R_{\text{SENSE}} \quad (\text{A})$$

この状態では、LTC1626は自動的にPチャネルMOSFETスイッチ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、平均電流は約 $I_{\text{OUT(MAX)}}$ になります。

動作周波数の検討事項

LTC1626は大部分のアプリケーションでは、100kHz～300kHzの範囲内で動作させなければなりません。この範囲を最大600kHzまで拡張して、ロープロファイル・タイプのようなサイズや値の小さなインダクタに対応することは可能ですが、ゲート電荷損失が増加するので効率はずかんに低下します。特定の外付け部品および動作条件に対する最適な動作周波数を決定するには、何らかの実験が必要なことがあります。

C_T とLの選択

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。

$$C_T = \frac{(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}})}{(V_{\text{IN}} + V_D)(3300)(V_{\text{IN}} - V_{\text{BE}})(f_O)} \quad (\text{F})$$

ここで、 V_D はショットキ・ダイオードD1の電圧降下で、 V_{BE} はベースエミッタ電圧降下です(0.6V)。

動作周波数に対する完全な式は次のとおりです。

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

ここで、

$$t_{\text{OFF}} = (3300)(C_T)(V_{\text{IN}} - V_{\text{BE}}) \quad (\text{sec})$$

図3は、図1に示す2.5Vレギュレータ回路($C_T = 270\text{pF}$)に対する動作周波数と電源電圧のグラフです。周波数は、電源電圧に対して比較的一定ですが、電源電圧が安定化出力電圧に近づくにつれて低下します。

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 $25\text{mV}/R_{\text{SENSE}}$ 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できるものを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：

$$L \geq (5.2) \left(10^5 \right) (R_{\text{SENSE}})(C_T)(V_{\text{REG}}) \quad (\text{H})$$

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、LTC1626は

アプリケーション情報

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。

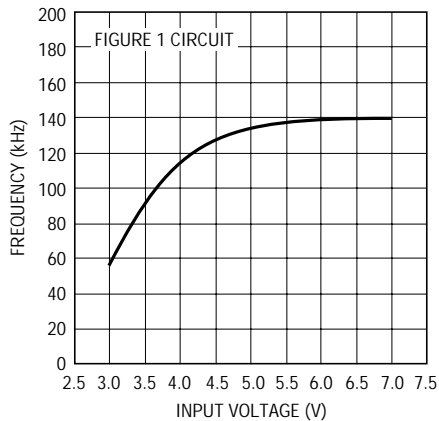


図3. 図1に示す回路の動作周波数と電源電圧

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、コア損失と銅損失の2種類の損失があります。

コア損失はピーク・ツー・ピーク・リップル電流およびコア材料に依存します。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、コア損失が減少します。MolypermalloyやKool Mμ®などのコア損失が少ない材料を利用すれば、銅損失の低減と飽和防止に専念できます。

インダクタンスが大きくなるとコア損失は減少しますが、巻線の巻数を増やす必要があるため銅損失が増加します。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、インダクタの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。 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、レギュレータ出力がグランドに短絡されているときです。

短絡されている状態では、ダイオードは100%に近いデューティ・サイクルで、 $I_{SC(PK)}$ を安全に流す必要があります。ほとんどのLTC1626回路は、MBRM5819またはMBRS130LT3で十分です。 $I_{OUT(MAX)} \leq 500mA$ の場合は、MBR0520LT1が適しています。

入力コンデンサ(C_{IN})の選択

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、低等価直列抵抗(ESR)の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電流を流さ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。

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

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ップル電流定格は、わずか2000時間の寿命時間にもとづい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0.1μF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。

出力コンデンサ(C_{OUT})の選択

C_{OUT} は、LTC1626を適切に動作させるための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} はインダクタのリップル電流です。 I_{RIPPLE} が $25mV/R_{SENSE}$ の場合、 C_{OUT} の所要ESRは次のとおりです：

Kool MμはMagnetics, Inc.の登録商標です。

アプリケーション情報

$$ESR_{C_{OUT}} < 2R_{SENSE}$$

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サイズの実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のRMSリップル電流値は次式で与えられます。

$$I_{RMS} < 150mV/2R_{SENSE} \quad (A_{RMS})$$

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

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ことが必要です。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、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求められます。ケースの高さが2mm～4mmの表面実装タンタル・コンデンサAVX TPSシリーズが最適です。他のコンデンサ・タイプとしては、三洋製のOS-CON、ニチコンPLシリーズ、そしてSprague 595Dシリーズがあります。他の個別の推奨品については、メーカー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、LTC1626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、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

バッテリー電圧低下検出器は、外付け抵抗分割器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(LBI)の(-)入力に接続されており、内部1.25Vリファレンス電圧と比較されます。LBI入力バイアス電流を無視すれば、次式を用いてトリップ電圧スレッシュホールドを設定することができます。

$$V_{LB_TRIP} = 1.25 \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right)$$

LBOはバッテリー電圧がスレッシュホールド電圧以下に低下すると“L”になるNチャネルのオープン・ドレインです。シャットダウン時には、コンパレータはディスエーブルされ、LBOがハイ・インピーダンス状態になります。図4は低バッテリー・コンパレータ接続と動作を詳しく示した回路図です。

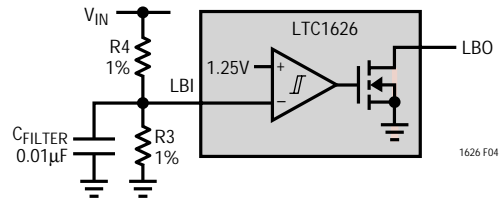


図4. 低バッテリー・コンパレータ

出力電圧の設定

LTC1626は図5に示すように、帰還ピン V_{FB} と信号グラウンド間に1.25Vのリファレンス電圧を発生します。抵抗 R_1 を選択すれば、 R_1 と R_2 を通して一定の電流が流れ、希望の出力電圧が設定されます。安定化された出力電圧は次式から求められます。

$$V_{OUT} = 1.25 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

分割器に十分な電流が流れて精度が保持され、温度が上昇した状態でレギュレータ出力に最小負荷が与えられるよう保証するために、 R_1 は $\leq 10k$ でなければなりません(標準性能特性セクションのスイッチ・リーク電流曲線を参照してください)。

寄生ピックアップを防止するには、LTC1626の近くに配置した R_1 の両端に100pFコンデンサを接続してください。

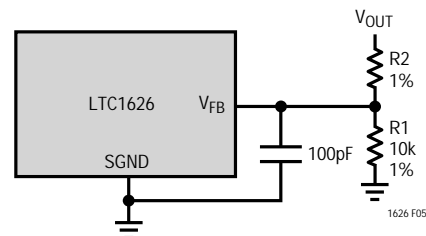


図5. 出力電圧の設定

アプリケーション情報

熱に関する検討事項

大部分のアプリケーションでは、LTC1626は効率が高いため大量の熱は放散しません。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状態となるアプリケーションでは、何らかの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：

$$T_{RISE} = PD \cdot \theta_{JA}$$

P_D 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：

$$T_J = T_{RISE} + T_{AMBIENT}$$

例として、LTC1626が入力電圧3V、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。スイッチ抵抗の標準性能特性グラフから、Pチャネル・スイッチのオン抵抗は0.45 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。

$$P_D = I^2 \cdot R_{DS(ON)} = 113mW$$

SOパッケージの接合部から周囲温度までの熱抵抗 θ_{JA} は
110 /Wです。したがって、レギュレータが周囲温度25

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：

$$T_{\downarrow} = (0.113 \cdot 110) + 25 = 38$$

上記の接合部温度は25℃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場合もあります。ただし、実際の接合部温度が絶対最大接合部温度125℃を超えないことは間違いなく仮定できます。

ボード・レイアウトの検討

PCボードをレイアウトするときには、以下のチェックリストを使用して、LTC1626の適切な動作を保証する必要があります。これらの項目は、図6のレイアウト図にもイラストで示してあります。レイアウトで以下の項目をチェックしてください。

1. 信号グランドとパワー・グランドが分離されているか？ LTC1626の信号グランド(ピン11)は、 C_{OUT} の(-)プレートにリターンしなければなりません。パワー・グランド(ピン12)はショットキ・ダイオードのアンロード、および C_{IN} の(-)プレートにリターンします。
2. C_{IN} の(+)プレートはできる限りパワー- V_{IN} (ピン1、13)の近くで接続されているか？ このコンデンサは内部PチャネルMOSFETとそのドライバにAC電流を供給します。

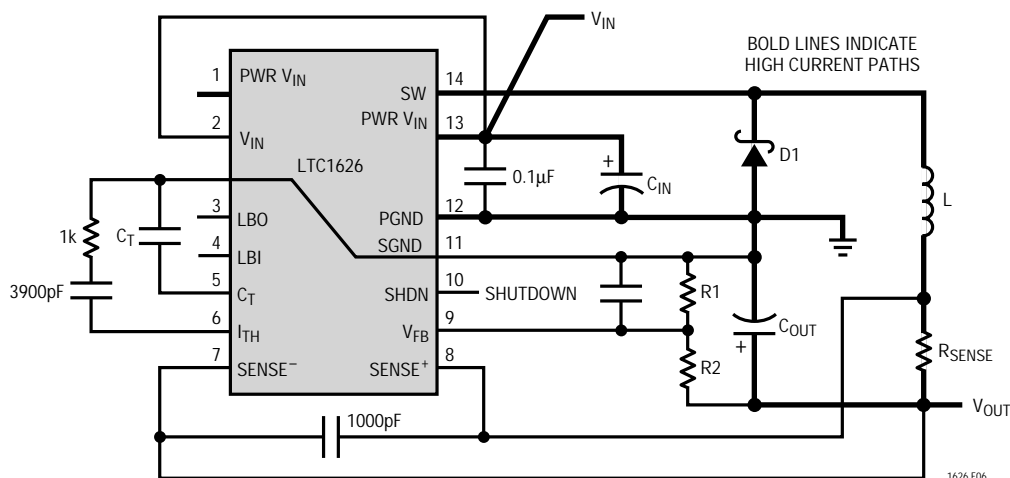


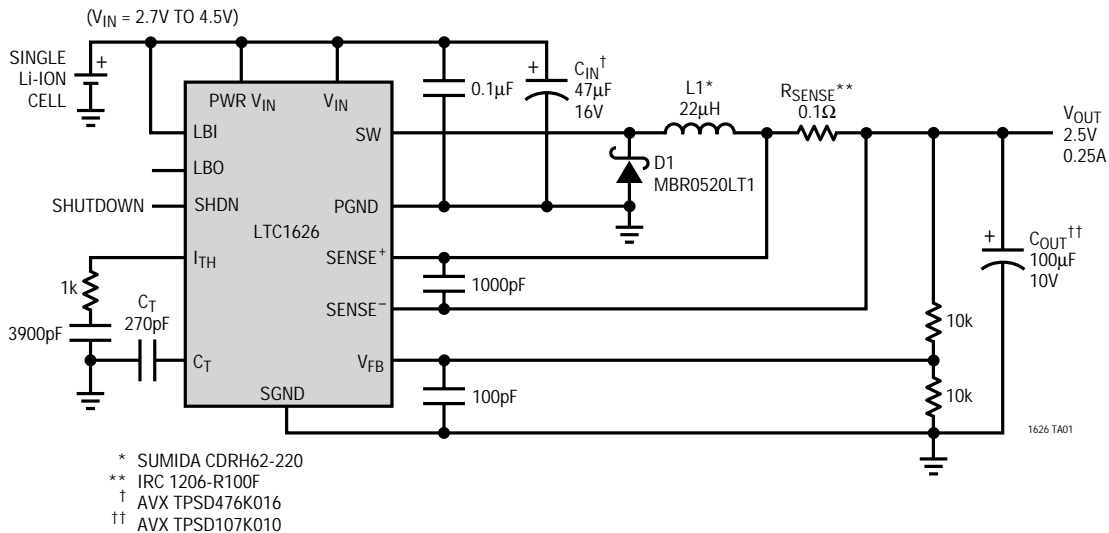
図6. LTC1626レイアウト図(ボード・レイアウト・チェックリストを参照)

アプリケーション情報

3. 入力デカップリング・コンデンサ ($0.1\mu\text{F}$) は、パワー V_{IN} (ピン1、13) とパワー・グランド (ピン12) の間で、ピンに近づけて接続されているか? このコンデンサには高周波ピーク電流が流れます。
4. ショットキ・ダイオードがパワー・グランド (ピン12) とスイッチ出力 (ピン14) の間でピンに近づけて接続されているか?
5. LTC1626の SENSE^- (ピン7) が、 R_{SENSE} および C_{OUT} の (+) プレートに近くに接続されているか? 抵抗分割
6. SENSE^- と SENSE^+ のリードが、最小PCトレース間隔で一緒に配線されているか? ピン7と8の間に接続する 1000pF のコンデンサは、できる限り LTC1626 の近くに配置してください。
7. 通常動作時に SHDN (ピン10) がアクティブにグランドにプルダウンされているか? シャットダウン・ピンは高インピーダンスですので、フロートさせてはなりません。

標準的応用例

1セルのLi-Ionから2.5Vのコンバータ



3~4セルのNiCd/NiMHから2.5Vのコンバータ

