

SOT-23の定周波数 電流モード降圧 DC/DCコントローラ

1999年9月

特長

- 高効率：最大94%
- 高出力電流を容易に達成可能
- 広い V_{IN} 範囲：2.5V~9.8V
- 550kHz定周波数動作
- 軽負荷でバースト・モード™動作
- 低損失：100%デューティ・サイクル
- 0.8Vリファレンスにより低出力電圧が可能
- 電流モード動作による優れた入力および負荷過渡応答
- 低消費電流：270 μ A
- シャットダウン・モードでの消費電流はわずか8 μ A
- リファレンス精度： $\pm 2.5\%$
- 小型6ピンSOT-23パッケージ

アプリケーション

- 1個または2個のリチウムイオン電池駆動アプリケーション
- セルラー電話
- ワイヤレス・モデム
- ポータブル・コンピュータ
- 3.3V、2.5V、または1.8Vの電力分配システム
- スキャナ

概要

LTC®1772は、優れたACおよびDCロード・レギュレーションおよびライン・レギュレーションを提供する定周波数電流モード降圧DC/DCコントローラです。LTC1772は高精度の低電圧ロックアウト機能を内蔵し、入力電圧が2.0V以下になるとシャットダウンします。

LTC1772は $\pm 2.5\%$ の出力電圧精度を誇り、消費電流はわずか270 μ Aです。効率が重要なアプリケーションの場合、LTC1772をバースト・モード動作に構成することにより低出力電流時に効率を向上させることができます。

バッテリー電源の寿命を延長するために、ドロップアウト時(100%デューティ・サイクル)には外付けPチャネルMOSFETが連続してターンオンします。シャットダウン時には、わずか8 μ Aしか流れません。550kHzの高い定周波数動作により小型の外付けインダクタを使用することができます。

LTC1772は実装面積の小さい6ピンSOT-23で供給されます。

LT, 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

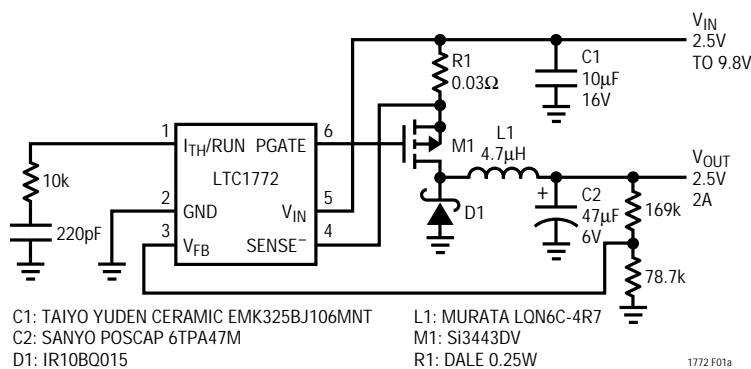
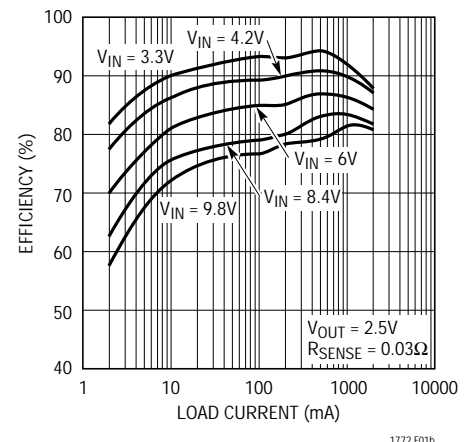


図1. 高効率降圧コンバータ

効率と負荷電流



絶対最大定格

(Note 1)

入力電源電圧 (V_{IN})	- 0.3V ~ 10V
SENSE ⁻ 、PGATE電圧	- 0.3V ~ ($V_{IN} + 0.3V$)
V_{FB} 、 I_{TH}/RUN 電圧	- 0.3V ~ 2.4V
PGATEピーク出力電流 (< 10 μ s)	1A
保存周囲温度範囲	- 65 ~ 150
動作温度範囲 (Note 2)	0 ~ 70
接合部温度 (Note 3)	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
	LTC1772CS6
	S6 PART MARKING
	LTIL

インダストリアルおよびミリタリ・グレードは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、 $V_{IN} = 4.2V$ 。(Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Input DC Supply Current	Typicals at $V_{IN} = 4.2V$ (Note 4)					
	Normal Operation		270	420	μA	
	Sleep Mode		230	370	μA	
	Shutdown		8	22	μA	
UVLO	$V_{IN} < UVLO$ Threshold		6	10	μA	
Undervoltage Lockout Threshold	V_{IN} Falling	●	1.6	2.0	2.3	V
	V_{IN} Rising		1.85	2.3	2.5	V
Shutdown Threshold (at I_{TH}/RUN)		●	0.2	0.35	0.5	V
Start-Up Current Source	$V_{ITH}/RUN = 0V$		0.25	0.5	0.85	μA
Regulated Feedback Voltage	(Note 5)	●	0.780	0.800	0.820	V
Output Voltage Line Regulation	$2.4V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ (Note 5)			0.05	mV/V	
Output Voltage Load Regulation	I_{TH}/RUN Sinking 5 μA (Note 5)			2.5	mV/ μA	
	I_{TH}/RUN Sourcing 5 μA (Note 5)			2.5	mV/ μA	
V_{FB} Input Current	(Note 5)			10	nA	
Overvoltage Protect Threshold	Measured at V_{FB}		0.820	0.860	0.895	V
Overvoltage Protect Hysteresis				20	mV	
Oscillator Frequency	$V_{FB} = 0.8V$		500	550	650	kHz
	$V_{FB} = 0V$			120		kHz
Gate Drive Rise Time	$C_{LOAD} = 3000pF$			40	ns	
Gate Drive Fall Time	$C_{LOAD} = 3000pF$			40	ns	
Maximum Current Sense Voltage				120	mV	

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: LTC1772は0 ~ 70 の温度範囲で仕様性能に適合することが保証されている。

Note 3: T_J は周囲温度 T_A と消費電力 P_D から、次の式で計算される。

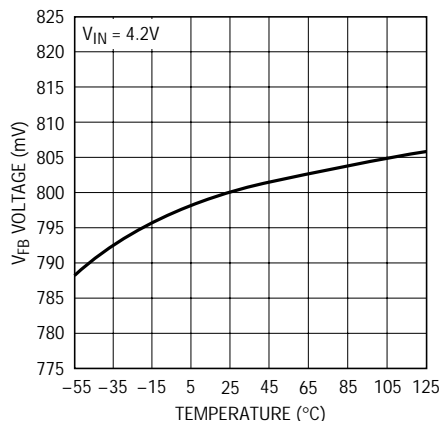
$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_J) / W$$

Note 4: 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大きくなる。

Note 5: LTC1772は V_{FB} から誤差アンプの出力にサーボ制御する帰還ループでテストされている。

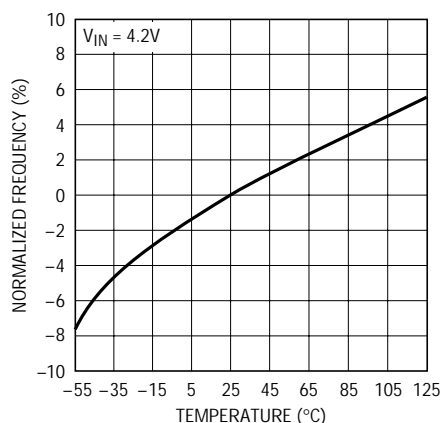
標準的性能特性

リファレンス電圧と温度



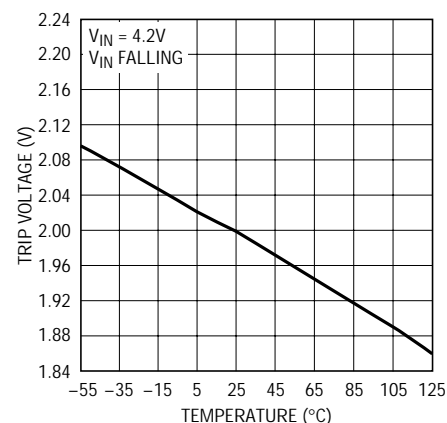
1772 G01

正規化発振器周波数と温度

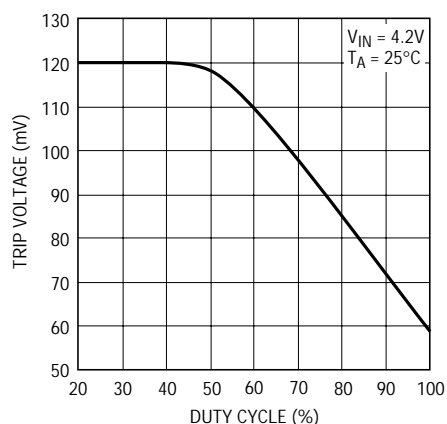


1772 G02

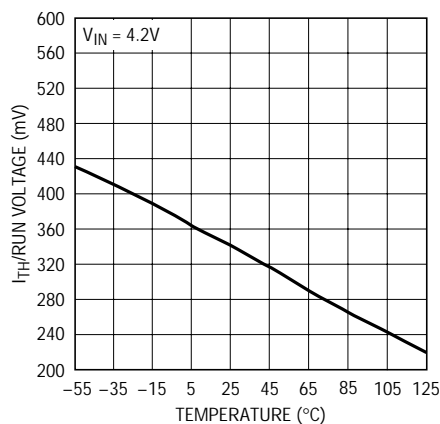
低電圧ロックアウト・トリップ電圧と温度



1772 G03

最大($V_{IN} - SENSE^{-}$)電圧と
デューティ・サイクル

1772 G04

シャットダウン・スレッシュホールド
と温度

1772 G05

ピン機能

I_{TH}/RUN (ピン1): このピンには2つの機能があります。誤差アンプ補償点およびラン・コントロール入力として働きます。電流コンパレータのスレッシュホールドは、この制御電圧に応じて上昇します。このピンの公称電圧範囲は0.7V ~ 1.9Vです。このピンを0.35V以下にすると、デバイスはシャットダウンされます。シャットダウン時はすべての機能がディスエーブルされ、PGATEピンは“H”に保持されます。

GND (ピン2): グランド・ピン。

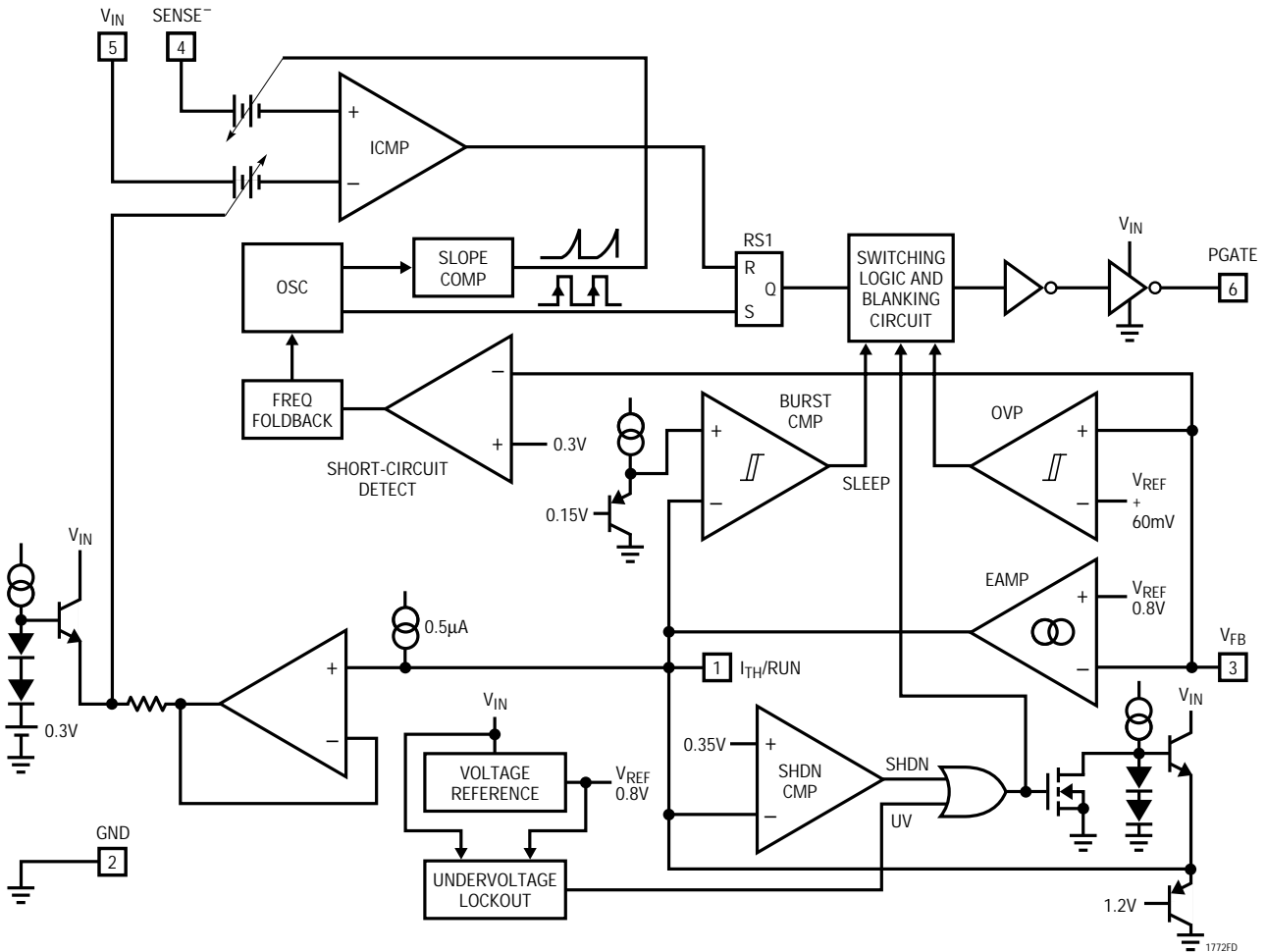
V_{FB} (ピン3): 出力間の外部抵抗分割器から帰還電圧を受け取ります。

SENSE $^{-}$ (ピン4): 電流コンパレータの負入力。

V_{IN} (ピン5): 電源ピン。GNDピン2に近接してデカップリングしなければなりません。

PGATE (ピン6): 外部PチャネルMOSFETのゲート・ドライブ。このピンは0Vから V_{IN} まで振れます。

機能図



動作 (機能図を参照)

メイン制御ループ

LTC1772は定周波数電流モード・スイッチング・レギュレータです。通常動作中は、発振器がRSラッチ (RS1) をセットすると各サイクルごとに外部Pチャンネル・パワーMOSFETがターンオンし、電流コンパレータ (ICMP) がこのラッチをリセットするとターンオフします。ICMPがRSラッチをリセットするピーク・インダクタ電流は、誤差アンプEAMPの出力である I_{TH}/RUN ピンの電圧によって制御されます。EAMPは V_{OUT} とグラウンド間に接続された外部抵抗分割器から出力帰還電圧 V_{FB} を受け取

ることができます。負荷電流が増加すると、0.8Vリファレンスに対して V_{FB} がわずかに減少し、それによって平均インダクタ電流が新たな負荷電流と一致するまで I_{TH}/RUN 電圧が上昇します。

メイン制御ループは、 I_{TH}/RUN ピンを“L”にするとシャット・ダウンされます。 I_{TH}/RUN を解放すると、内部0.5μA電流源が外部補償ネットワークを充電します。 I_{TH}/RUN ピンが0.35Vに達すると、メイン制御ループは I_{TH}/RUN 電圧でイネーブルされ、約0.7Vのゼロ電流レベ

動作 (機能図を参照)

ルに引き上げられます。外部補償回路ネットワークが充電を続けると、対応する出力電流トリップ・レベルがそれに追従し、通常動作が可能となります。

コンパレータOVPIは7.5%を超える過渡オーバーシュートに対して外部Pチャンネル・パワーMOSFETをオフにし、フォールトがなくなるまでオフ状態を維持することによりデバイスを保護します。

バースト・モード動作

LTC1772は低負荷電流時にバースト・モード動作に入ります。このモードでは、 I_{TH}/RUN ピンの電圧が低い値であっても、インダクタ電流のピークは $V_{ITH}/RUN = 1V$ (低デューティ・サイクル)の場合と同じ値に設定されます。インダクタの平均電流が負荷の要求値より大きい場合、 I_{TH}/RUN ピンの電圧は低下します。 I_{TH}/RUN 電圧が0.85V以下になると、スリープ信号が“H”になり、外部MOSFETをターンオフします。 I_{TH}/RUN 電圧が0.925Vを超えるとスリープ信号は“L”になり、LTC1772は通常動作を再開します。次の発振器サイクルで外部MOSFETがターンオンし、スイッチング・サイクルを繰り返します。

ドロップアウト動作

入力電源電圧が出力電圧に向かって低下すると、オン・サイクル中のインダクタ電流の変化率が低下します。この低下は、インダクタ電流がEAMPで設定されているスレッシュホールドまで上昇していないため、PチャンネルMOSFETは1発振器サイクル以上オンになったままであることを意味します。入力電源電圧がさらに低下すると、最終的にPチャンネルMOSFETが100%ターンオンし、DCになります。このときの出力電圧は、(入力電圧) - (MOSFET、センス抵抗、およびインダクタの電圧降下)になります。

低電圧ロックアウト

PチャンネルMOSFETが安全な入力電圧レベル以下で動作しないようにするために、LTC1772は低電圧ロックアウトを内蔵しています。入力電源電圧が2.0Vに低下すると、PチャンネルMOSFETと、低電圧ブロックを除く全回路がターンオフされ、電流は数 μA しか流れません。

短絡保護

出力がグラウンドに短絡すると、発振器の周波数は約120kHzまで減少します。周波数が低下するとインダクタ電流は安全に放電され、電流暴走が回避されます。帰還電圧が再び0.8Vに近づくと、発振器の周波数は設計値まで徐々に増加します。

過電圧保護

さらなる保護として、帰還電圧が0.8Vのリファレンス電圧より7.5%高くなると、LTC1772の過電圧コンパレータは外部MOSFETをターンオフします。このコンパレータの標準ヒステリシスは20mVです。

スロープ補償とインダクタのピーク電流

インダクタのピーク電流は次式によって決まります。

$$I_{PK} = \frac{V_{ITH}}{10(R_{SENSE})}$$

これはLTC1772が40%未満のデューティ・サイクルで動作している場合です。ただし、デューティ・サイクルが40%を超えた場合はスロープ補償が開始し、ピーク・インダクタ電流を効果的に低減します。図2にその減少量を曲線で示します。

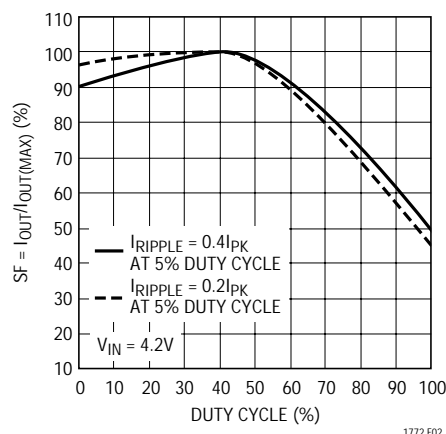


図2. 最大出力電流とデューティ・サイクル

アプリケーション情報

基本的なLTC1772のアプリケーション回路を図1に示します。1. 外付け部品の選択は負荷の要求条件に基づいて行われ、L1およびR_{SENSE}(=R1)の選択から始まります。次に、パワー-MOSFETと出力ダイオードD1、続いてC_{IN}(=C1)とC_{OUT}(=C2)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}に生じ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ルドによって、インダクタのピーク電流が決まります。LTC1772が供給できる出力電流は、次式で与えられます。

$$I_{OUT} = \frac{0.1}{R_{SENSE}} - \frac{I_{RIPPLE}}{2}$$

ここで、I_{RIPPLE}はインダクタのピーク・ツー・ピーク・リップル電流です(「インダクタ値の計算」セクションを参照)。

リップル電流を設定するための妥当なスタート・ポイントは、I_{RIPPLE}=(0.4×I_{OUT})です。上記の式を整理すると、次のようになります。

$$R_{SENSE} = \frac{1}{(12)(I_{OUT})} \text{ デューティ・サイクルが40%未満の場合}$$

ただし、デューティ・サイクルが40%以上の動作ではスロー補償効果を考慮し、必要な電流を提供するため適切な値を選択しなければなりません。図2を使って、R_{SENSE}の値を次式から求めます。

$$R_{SENSE} = \frac{SF}{(12)(I_{OUT})(100)}$$

インダクタ値の計算

動作周波数とインダクタの選択には相関関係があるため、インダクタ・リップル電流が同じ場合、高い動作周波数ではより小さなインダクタ値を使用できます。ただし、この場合はMOSFETゲートの電荷損失が増加するため効率が犠牲になります。

インダクタンスの値もリップル電流に直接影響します。リップル電流I_{RIPPLE}は、インダクタンスまたは周波数が高いほど減少し、V_{IN}またはV_{OUT}が高いほど増加します。インダクタのピーク・ツー・ピーク・リップル電流は次式から求めることができます。

$$I_{RIPPLE} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f(L)} \left(\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_D} \right)$$

ここで、fは動作周波数です。大きなI_{RIPPLE}の値が許容できれば低いインダクタンスを使用できますが、出力電圧リップルが高くなりコア損失も大きくなってしまいます。リップル電流を設定するための妥当なスタート・ポイントは、I_{RIPPLE}=0.4(I_{OUT(MAX)})です。入力電圧が最大のときにI_{RIPPLE}が最大になることを忘れないでください。

LTC1772のバースト・モード動作では、リップル電流は通常、バースト期間中にインダクタ電流が連続して流れるように設定されます。したがって、ピーク・ツー・ピーク・リップル電流が以下の値を超えてはなりません。

$$I_{RIPPLE} \leq \frac{0.0288}{R_{SENSE}}$$

これは、最小インダクタンスが以下になることを意味します。

$$L_{MIN} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f \left(\frac{0.0288}{R_{SENSE}} \right)} \left(\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_D} \right)$$

(V_{IN(MAX)}=V_{IN}を使用)

この回路ではL_{MIN}より低い値を使用することができません。ただし、インダクタ電流はバースト期間中には連続して流れません。

インダクタ・コアの選択

Lの値が分かったら、次にインダクタのタイプを選択しなければなりません。高効率コンバータは、一般に低コストの鉄粉コアで生じるコア損失では最適な性能が得られないため、より高価なフェライト、Molypermalloy、

アプリケーション情報

またはKool Mu[®]コアを使用しなければなりません。インダクタ値が同じ場合、実際のコア損失はコア・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失が増加します。フェライト設計ではコア損失がきわめて低く、高スイッチング周波数では好まれるため、設計目標を銅損失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・コアの材質は極度に飽和します。すなわち、最大設計ピーク電流を超えると、インダクタンスが急激に消滅します。その結果、インダクタのリプル電流が急増し、出力電圧リプルが増加します。コアは絶対に飽和させないでください。

Molypermalloy (Magnetics, Inc.製)は、トロイドに最適な低損失コア材料ですが、フェライトよりも高価です。Magnetics, Inc.製で経済的なものがKool Muです。トロイドは特に多層巻線が使用できるときに、空間効率が非常に高くなります。一般に、これらに適したボビンが少なく実装もさらに困難です。ただし、表面実装用の新製品が入手可能で、高さもそれほどではありません。

パワーMOSFETの選択

LTC1772に使用する外部Pチャンネル・パワーMOSFETを選択しなければなりません。パワーMOSFETの主な選択基準は、スレッショルド電圧 $V_{GS(TH)}$ と“オン”抵抗 $R_{DS(ON)}$ 、逆伝達容量 C_{RSS} 、および全ゲート電荷です。

LTC1772は低入力電圧でも動作するように設計されているため、これに近い電圧で動作するアプリケーションにはサブロジック・レベル・スレッショルドMOSFET ($V_{GS} = 2.5V$ の $R_{DS(ON)}$ が保証されている)が必要です。これらのMOSFETを使用するときは、LTC1772への入力電源が絶対最大 V_{GS} 定格、標準8Vより低いことを確認してください。

MOSFETの必要な最小 $R_{DS(ON)}$ は、許容消費電力で決まります。LTC1772をドロップアウト(つまり、100%デューティ・サイクル)で動作させるアプリケーションの場合、ワースト・ケースで要求される $R_{DS(ON)}$ は次式で与えられます。

$$R_{DS(ON)DC=100\%} = \frac{P_p}{(I_{OUT(MAX)})^2(1+\delta p)}$$

ここで、 P_p は許容消費電力、 p は $R_{DS(ON)}$ の温度係数です。あるMOSFETに対する $(1+p)$ は、一般に正規化 $R_{DS(ON)}$ と温度の曲線から得られますが、低電圧MOSFETに対する近似値として $p = 0.005/^\circ C$ を使用することができます。

最大デューティ・サイクルが100%より小さく、LTC1772が連続モードのアプリケーションでは、 $R_{DS(ON)}$ は次式から求まります。

$$R_{DS(ON)} \cong \frac{P_p}{(DC)I_{OUT}^2(1+\delta p)}$$

ここで、DCはLTC1772の最大動作デューティ・サイクルです。

出力ダイオードの選択

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。 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_{PEAK} を安全にカバーする必要があります。したがって、ダイオードの定格を超えないよう、ダイオードのピーク電流と平均消費電力を適切に規定することが重要です。

通常の負荷条件で、ダイオードの平均導通電流は次式から求められます。

$$I_D = \left(\frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN} + V_D} \right) I_{OUT}$$

ダイオードの許容順方向電圧降下は、最大短絡電流から次式のとおり算出されます。

$$V_F \approx \frac{P_D}{I_{SC(MAX)}}$$

ここで、 P_D は許容消費電力で、効率や温度条件によって決まります。

Kool MuはMagnetics, Inc.の登録商標です。

アプリケーション情報

効率を最適化するために、高速スイッチング・ダイオードを使用しなければなりません。順方向電圧降下が低く、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。リングングや消費電力の増加を防止するために、リード長を短くして適切な接地を行ってください(「ボード・レイアウト・チェックリスト」を参照)。

C_{IN}およびC_{OUT}の選択

連続モードでは、PチャネルMOSFETのソース電流はデューティ・サイクルが(V_{OUT} + V_D) / (V_{IN} + V_D)の方形波になります。大きな過渡電圧を防止するには、最大RMS電流に対応できる低ESR入力コンデンサを使用する必要があります。最大RMSコンデンサ電流は次式で得られます。

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

この式はV_{IN} = 2V_{OUT}のときに最大値になります。ここで、I_{RMS} = I_{OUT}/2です。大きく変化させてもそれほど状況が改善されないため、一般にはこの単純なワーストケース条件が設計に使用されます。多くの場合、コンデンサ製造業者のリプル電流定格は、2000時間の寿命時間に基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。設計でのサイズまたは高さの条件に適合させるため、複数のコンデンサを並列にすることができます。LTC1772の動作周波数が高いため、C_{IN}にセラミック・コンデンサを使用することもできます。疑問点については、必ずメーカーに問い合わせてください。

C_{OUT}は要求される等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。一般に、ESR要求条件が満たされると、その容量はフィルタリングに対し十分です。出力リップル(V_{OUT})は、ほぼ次式のようにになります：

$$\Delta V_{OUT} \approx I_{RIPPLE} \left(ESR + \frac{1}{4fC_{OUT}} \right)$$

ここで、fは動作周波数、C_{OUT}は出力容量、I_{RIPPLE}はインダクタのリプル電流です。I_Lは入力電圧に応じて増加するため、出力リップルは入力電圧が最大のときに最も高くなります。

ニチコン、United Chemicon、三洋電機などのメーカーから高性能なスルーホール・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、アルミニウム電解コンデンサの中で(ESR・サイズ)の積が最も低いものですが、やや高価です。C_{OUT}のESR条件を満足すれば、一般に実効電流定格はI_{RIPPLE(P-P)}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、アプリケーションの要求のESRまたは実効電流に適合させる必要があります。表面実装構成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から4mmの表面実装タンタル・コンデンサ、AVX TPS、AVX TPSV、およびKEMET T510シリーズが最適です。他のコンデンサ・タイプとしては、三洋のOS-CON、ニチコンのPLシリーズ、そしてパナソニックのSPがあります。

低電源動作

LTC1772はV_{IN}が2.0Vまで下がっても動作可能ですが、3V以下になると最大許容出力電流が低減されます。図3は電源を2Vまで低下させたときの变化量を示します。また、図3にV_{IN}が2.3V以下のときにV_{IN}がV_{REF}に与える影響を示します。

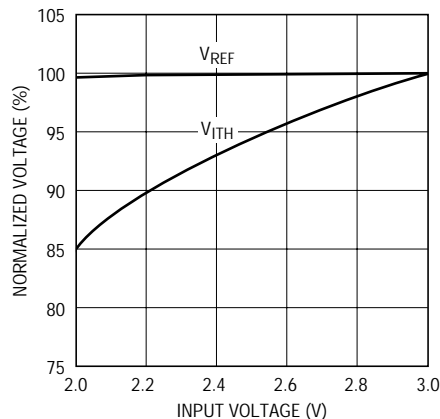


図3. V_{REF}とV_{ITH}のライン・レギュレーション

アプリケーション情報

出力電圧の設定

LTC1772は帰還(ピン3)端子とグランド間に0.8Vのリファレンス電圧を発生します(図4参照)。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。安定化された出力電圧は次式から求められます。

$$V_{OUT} = 0.8 \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

ほとんどのアプリケーションでは、R1には80kの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には、LTC1772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。

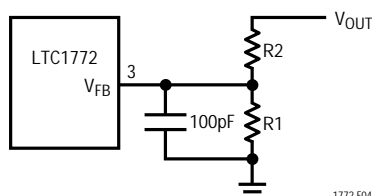


図4. 出力電圧の設定

効率の検討

スイッチング・レギュレータの効率は、出力電力÷入力電力×100%で表されます。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。効率は次式で表すことができます。

$$\text{効率} = 100\% - (\eta_1 + \eta_2 + \eta_3 + \dots)$$

ここで、 η_1 、 η_2 などは個々の損失を入力電力に対するパーセントで表したものです。

回路にある電力を消費するすべての部品で損失が発生しますが、LTC1772回路での損失の大半は、一般に次の4つの主要な要因によるものです。すなわち、1) LTC1772 DCバイアス電流、2) MOSFETゲート充電電流、3) I^2R 損失、および4) 出力ダイオードの電圧降下です。

1. V_{IN} 電流は電気的特性に記載したDC電源電流であり、MOSFETドライバと制御回路の電流は含まれません。 V_{IN} 電流によって小さな損失が発生し、この損失は V_{IN} に従って増加します。
2. パワーMOSFETのゲート容量をスイッチングすると、MOSFETゲート充電電流が流れます。MOSFETゲートが“L”から“H”、そして再び“L”に切り替わるたびに、 V_{IN} からグランドに微小電荷 dQ が移動します。したがって、 dQ/dt は V_{IN} から流出する電流であり、一般にDC電源電流よりはるかに大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f(Qp)$ となります。
3. I^2R 損失はMOSFET、インダクタ、および電流シャントのDC抵抗から推定されます。連続モードでは、平均出力電流が L を流れますが、 R_{SENSE} と直列に接続されたPチャネルMOSFETと出力ダイオード間で「チョップ」されます。(MOSFET $R_{DS(ON)} + R_{SENSE}$) × デューティ・サイクルを、 L および R_{SENSE} の抵抗値と加算して I^2R 損失を求めます。
4. 出力ダイオードは高電流時の電力損失の主要な要因で、高い入力電圧で悪化します。ダイオードの損失は、順方向電圧降下にダイオードのデューティ・サイクルと負荷電流の積を乗算して算出されます。たとえば、デューティ・サイクルが50%で、ショットキ・ダイオードの順方向電圧降下が0.4Vと仮定すると、負荷電流が0.5Aから2Aに上昇すると、損失は0.5%から8%に増加します。
5. 遷移損失は外部MOSFETで生じ、動作周波数および入力電圧が高くなると増加します。遷移損失は次式から推定できます。

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

C_{IN} や C_{OUT} のESR消費損失やインダクタのコア損失などその他の損失は全付加損失の2%以下に過ぎません。

アプリケーション情報

フォールドバック電流制限

出力ダイオードの選択のセクションで説明したとおり、ワーストケースの消費電力は、ダイオードがほとんど連続して電流制限値で導通する出力短絡状態で発生します。ダイオードの過熱を防止するために、フォールドバック電流制限を追加し、フォルトの程度に応じて電流を低減することができます。

フォールドバック電流制限は、図5に示すとおり、出力とI_{TH}/RUNピンの間にダイオードD_{FB1}とD_{FB2}を追加して行われます。ハード短絡(V_{OUT} = 0V)の場合、電流は最大出力電流の約50%に低減されます。

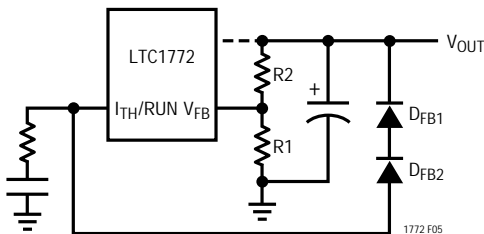


図5. フォールドバック電流制限

設計例

LTC1772を、リチウムイオン・バッテリー1個で駆動するセルラー電話アプリケーションに使用するものと仮定します。V_{IN}は最大4.2Vから最小2.7Vの範囲で動作します。負荷電流条件は最大1.5Aですが、ほとんどの時間はスタンバイ・モードになっており、2mAしか必要としません。低負荷電流時と高負荷電流時の両方での効率が重要です。出力電圧は2.5Vです。

$$\text{最大デューティ・サイクル} = \frac{V_{\text{OUT}} + V_{\text{D}}}{V_{\text{IN(MIN)}} + V_{\text{D}}} = 93\%$$

図2から、SF = 57%。

$$R_{\text{SENSE}} = \frac{\text{SF}}{(12)(I_{\text{OUT}})(100)} = \frac{0.57}{(12)(1.5)} = 0.0317\Omega$$

このアプリケーションでは、R_{SENSE}に0.03 抵抗を使用します。インダクタに必要な値は次式から求められます。

$$L_{\text{MIN}} = \frac{4.2 - 2.5}{550\text{kHz} \left(\frac{0.0288}{0.03} \right)} \left(\frac{2.5 + 0.3}{4.2 + 0.3} \right) = 2.00\mu\text{H}$$

このアプリケーションでは、リップル電流を低減するために5.6μHのインダクタを使用します。

外部MOSFETを選択する場合、LTC1772は最小2.7Vで動作しなければならないため、R_{DS(ON)}は2.5Vで保証されていなければなりません。MOSFETの消費電力がP_p = 250mWに制限され、熱抵抗が50 /Wであると仮定します。したがって、T_A = 25 での接合部温度は37.5 、 ρ = 0.005(37.5 - 25) = 0.0625となります。必要なR_{DS(ON)}は次式で与えられます。

$$R_{\text{DS(ON)}} \cong \frac{P_{\text{p}}}{\text{DC}(I_{\text{OUT}})^2 (1 + \delta\rho)} = 0.11\Omega$$

PチャネルMOSFETの要求条件は、Si6433DQで満たすことができます。

ショットキ・ダイオードの要求条件は、V_{OUT} = 0Vすなわち短絡のとき最も厳しくなります。0.03 のR_{SENSE}抵抗を使用した場合、ショットキを流れる短絡電流は0.1/0.03 = 3.3Aです。ショットキ・ダイオードMBRS340T3を選択します。3.3Aが流れると、ダイオード順方向電圧は0.4Vになります。したがって、ダイオードのワーストケース消費電力は1.32Wです。D_{FB1}とD_{FB2}を追加することにより(図5)、ダイオードの消費電力は約0.66Wに低減されます。

入力コンデンサは全動作温度で最低0.75AのRMS電流定格が必要で、最高の効率を実現するにはC_{OUT}には0.1のESRが必要です。

アプリケーション情報

PCボード・レイアウト・チェックリスト

PCボードをレイアウトするときには、LTC1772の正しい動作を確保するために以下のチェックリストを使用してください。これらの項目は、図6のレイアウト図に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. ショットキ・ダイオードが、グランド(ピン2)と外部MOSFETのドレインに近接して接続されているか？
2. C_{IN} の(+)プレートは、センス抵抗にできる限り接近して接続されているか？ このコンデンサはMOSFETにAC電流を供給します。
3. 入力デカップリング・コンデンサ($0.1\mu\text{F}$)は、 V_{IN} (ピン5)とグランド(ピン2)間に近接して接続されているか？
4. R_{SENSE} の一端を可能な限り V_{IN} (ピン5)に近接して接続してください。 V_{IN} ピンは電流コンパレータの $SENSE^+$ です。
5. $SENSE^-$ (ピン4)からセンス抵抗までのトレースは短くなっているか？ そのトレースは R_{SENSE} に近接して接続されているか？
6. スwitching・ノードPGATEを敏感な小信号ノードから離してください。
7. V_{FB} ピンが帰還抵抗に直結されているか？ 抵抗分割器R1およびR2は、 C_{OUT} の(+)プレートと信号グランドの間に接続しなければなりません。LTC1772に可能な限り近づけて 100pF のコンデンサを接続してください。

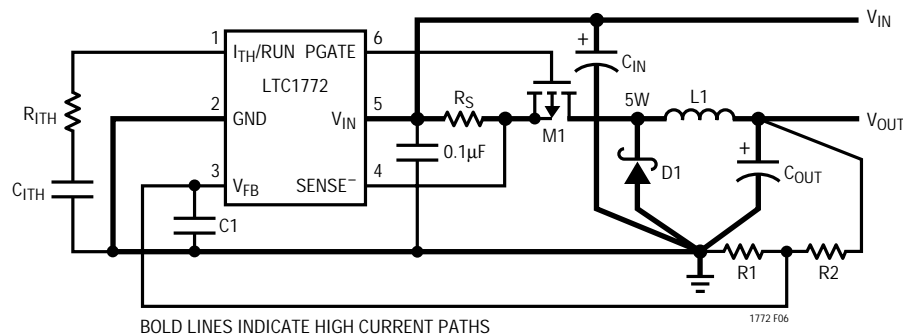
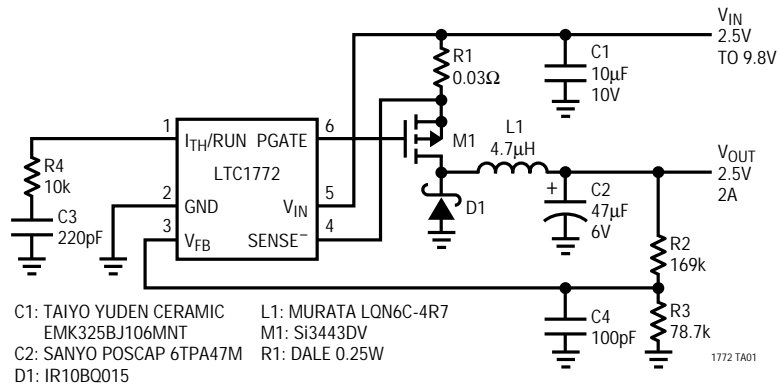


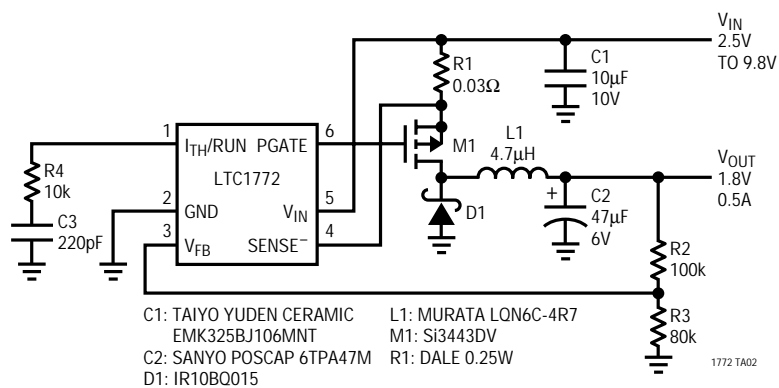
図6. LTC1772レイアウト図(PCボード・レイアウト・チェックリストを参照)

標準的応用例

LTC1772高効率、高出力電流2.5V/2Aレギュレータ

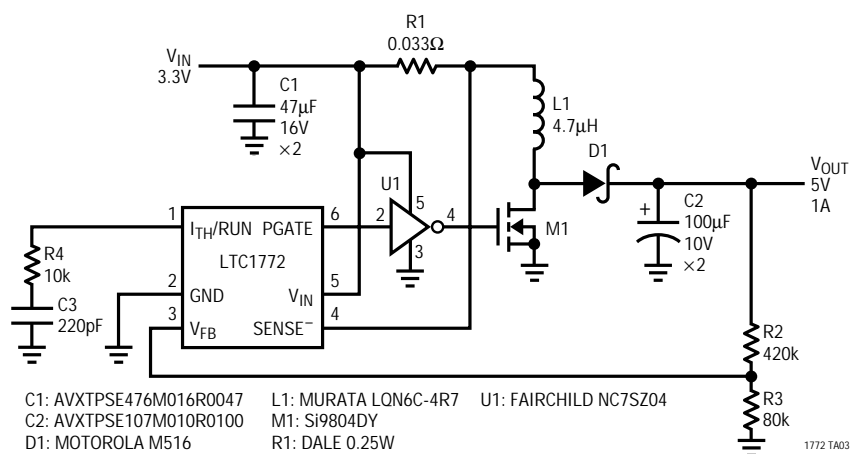


LTC1772高効率、小実装面積1.8V/0.5Aレギュレータ



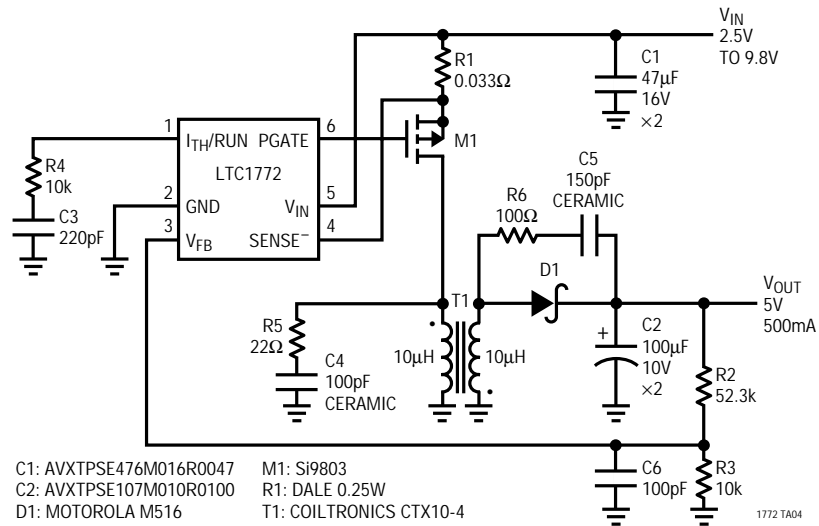
標準的応用例

LTC1772 3.3Vから5V/1Aの昇圧レギュレータ



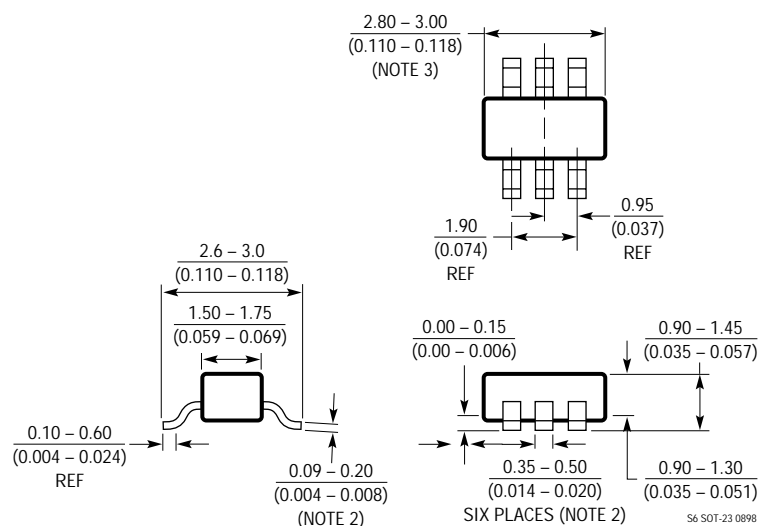
標準的応用例

LTC1772 5V/500mAフライバック・レギュレータ



パッケージ 注記がない限り寸法はインチ(ミリメートル)

S6パッケージ
6ピン・プラスチックSOT-23
(LTC DWG # 05-08-16XX)



NOTE:

1. DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
2. DIMENSIONS ARE INCLUSIVE OF PLATING
3. DIMENSIONS ARE EXCLUSIVE OF MOLD FLASH AND METAL BURR
4. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.254mm
5. PACKAGE EIAJ REFERENCE IS SC-74 (EIAJ)

関連部品

製品番号	説明	注釈
LTC1147シリーズ	高効率降圧スイッチング・レギュレータ・コントローラ	100%デューティ・サイクル、 $3.5V \leq V_{IN} \leq 16V$
LT1375/LT1376	1.5A、500kHz、降圧スイッチング・レギュレータ	高周波数、小型インダクタ、高効率
LTC1436/LTC1436-PLL	高効率、低ノイズ、同期整流型降圧コンバータ	24ピン細型SSOP、 $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1438/LTC1439	デュアル、低ノイズ、同期整流型降圧コンバータ	多出力、 $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1622	低入力電圧、電流モード降圧DC/DCコントローラ	$V_{IN} 2V \sim 10V$ 、 I_{OUT} 最大4.5A、 バースト・モード動作 (オプション) 8ピンMSOP
LTC1624	高効率SO-8 Nチャンネル・スイッチング・レギュレータ・コントローラ	8ピンNチャンネル・ドライブ、 $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1625	No R_{SENSE} TM 電流モード同期整流式降圧レギュレータ	高効率、センス抵抗不要
LTC1626	低電圧、高効率降圧DC/DCコンバータ	モノリシック、定オフタイム、低電源電圧範囲： 2.5V ~ 6V
LTC1627	低電圧、モノリシック同期整流型降圧レギュレータ	低電源電圧範囲：2.65V ~ 8V、 $I_{OUT} = 0.5A$
LTC1735	シングル、高効率、低ノイズ、同期整流型スイッチング・コントローラ	5Vから3.3Vへの高効率変換、最大15A

No R_{SENSE} はリニアテクノロジー社の商標です。