

マイクロパワーNo RSENSE
固定周波数降圧
DC/DCコントローラ

特長

- 電流センス抵抗が不要
- 高出力電流を容易に達成
- ソフトスタート機能により、 V_{OUT} をランプ
- 広い V_{IN} 範囲: 2.75V~9.8V
- 低損失: 100%デューティサイクル
- 550kHzの固定周波数動作
- 軽負荷時の低リップル・パルススキップ動作
- 0.8Vの低い出力電圧
- 電圧リファレンス精度: ±1.5%
- 電流モード動作により、優れた入力および負荷過渡応答を実現
- シャットダウン時の消費電流: わずか8μA
- 高さの低い8ピンSOT-23(1mm)パッケージと(3mm×2mm)DFN(0.75mm)パッケージ

アプリケーション

- 1セルまたは2セル・リチウムイオンバッテリ駆動アプリケーション
- ワイヤレス機器
- 携帯コンピュータ
- 配電システム

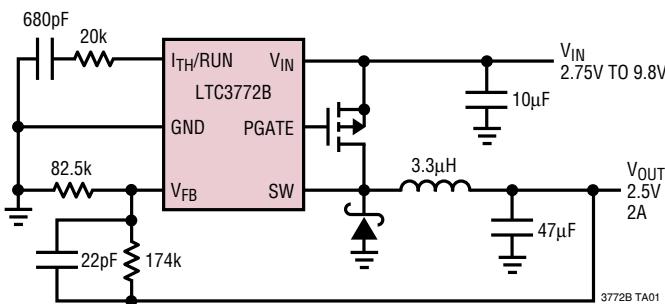
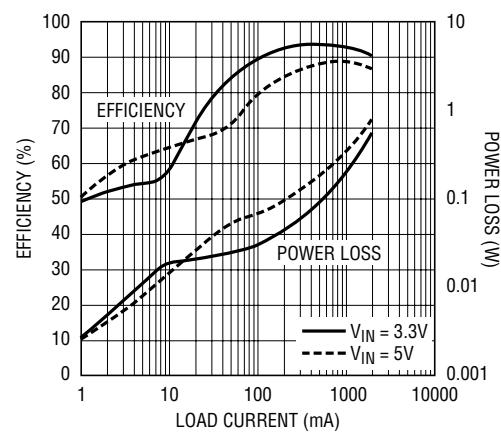
概要

LTC[®]3772Bは高さの低い8ピンSOT-23(ThinSOT[™])パッケージと3mm×2mm DFNパッケージで供給される、固定周波数電流モード降圧DC/DCコントローラです。No RSENSE[™]アーキテクチャによって電流センス抵抗が不要なので、効率が向上し、ボードスペースを削減できます。

LTC3772Bは軽負荷で自動的にパルスのスキップ動作へスイッチします。無負荷状態において消費電流はわずかに200μAです。

LTC3772Bは、入力電圧が2Vを下回る場合にデバイスをシャットダウンする低電圧ロックアウト機能を搭載しています。ドロップアウト時に外付けPチャネルMOSFETを連続的にオンにすることにより(100%デューティサイクル)、バッテリソースでの動作時間を最大限に延長できます。550kHzの高いスイッチング周波数により、小型のインダクタやコンデンサを使用できます。また、内蔵のソフトスタート機能により、出力電圧はゼロから安定化ポイントまで徐々に上昇します。

LT、LT、LTC、LTMはリニアテクノロジー社の登録商標です。
ThinSOT、No RSENSEはリニアテクノロジー社の商標です。
その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。5731694、6127815を含む米国特許によって保護されています。

標準的応用例
550kHzマイクロパワー降圧DC/DCコンバータ

**効率および電力損失と負荷電流
(図5の回路)**


3772bfa

LTC3772B

絶対最大定格 (Note 1)

入力電源電圧 (V_{IN})	-0.3V ~ 10V	動作温度範囲 (Note 2)	-40°C ~ 85°C
I _{PRG} 電圧	-0.3V ~ (V_{IN} + 0.3V)	接合部温度 (Note 3)	125°C
V_{FB} 、I _{TH/RUN} 電圧	-0.3V ~ 2.4V	保存温度範囲	-65°C ~ 125°C
SW 電圧	-2V ~ (V_{IN} + 1V) あるいは最大 10V	リード温度 (半田付け、10 秒)	
PGATE ピーク出力電流 (< 10μS)	1A	TSOT-23	300°C

パッケージ/発注情報

 TOP VIEW DDB PACKAGE 8-LEAD (3mm × 2mm) PLASTIC DFN $T_{JMAX} = 125^\circ\text{C}$, $\theta_{JA} = 76^\circ\text{C}/\text{W}$ EXPOSED PAD (PIN 9) IS GND, MUST BE SOLDERED TO PCB	 TOP VIEW TS8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC TSOT-23 $T_{JMAX} = 125^\circ\text{C}$, $\theta_{JA} = 230^\circ\text{C}/\text{W}$
ORDER PART NUMBER	DDB PART MARKING
LTC3772BEDDB	LBWP
Order Options Tape and Reel: Add #TR Lead Free: Add #PBF Lead Free Tape and Reel: Add #TRPBF Lead Free Part Marking: http://www.linear.com/leadfree/	

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、弊社に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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記のない限り $V_{IN} = 4.2\text{V}$ 。(Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Input Voltage Range		●	2.75	9.8	V	
Input DC Supply Current	(Note 4) $V_{FB} = 0.83\text{V}$					
No Load	$V_{FB} = 0.83\text{V}$	200	325		μA	
Shutdown	$V_{TH/RUN} = 0\text{V}$	8	20		μA	
UVLO	$V_{IN} < \text{UVLO Threshold} - 100\text{mV}$	1	5		μA	
Undervoltage Lockout (UVLO) Threshold	V_{IN} Rising V_{IN} Falling	● ●	2.0 1.85	2.75 2.60	V	
Start-Up Current Source	$V_{TH/RUN} = 0\text{V}$		0.7	1.2	1.7	μA
Shutdown Threshold (at I _{TH/RUN})	$V_{TH/RUN}$ Rising	●	0.3	0.6	0.95	V
Regulated Feedback Voltage	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$ (Note 5) $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$ (Note 5)	●	0.788 0.780	0.800 0.800	0.812 0.812	V
Feedback Voltage Line Regulation	$2.75\text{V} \leq V_{IN} \leq 9\text{V}$ (Note 5)			0.08	0.2	mV/V
Feedback Voltage Load Regulation	$I_{TH/RUN} = 1.6\text{V}$ (Note 5) $I_{TH/RUN} = 1\text{V}$ (Note 5)			0.5 -0.5	0.2 -0.2	%

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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記のない限り $V_{IN} = 4.2\text{V}$ 。(Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{FB} Input Current	(Note 5)	-10	2	10	nA
Overshoot Protect Threshold	Measured at V_{FB}	0.850	0.880	0.910	V
Overshoot Protect Hysteresis			40		mV
Oscillator Frequency					
Normal Operation	$V_{FB} = 0.8\text{V}$	500	550	650	kHz
Output Short Circuit	$V_{FB} = 0\text{V}$		200		kHz
Gate Drive Rise Time	$C_{LOAD} = 3000\text{pF}$		40		ns
Gate Drive Fall Time	$C_{LOAD} = 3000\text{pF}$		40		ns
Peak Current Sense Voltage	$I_{PRG} = \text{GND}$ (Note 6)	● 55	70	85	mV
	$I_{PRG} = \text{Floating}$	● 120	138	155	mV
	$I_{PRG} = V_{IN}$	● 190	208	225	mV
Default Soft-Start Time	Time for V_{FB} to Ramp from 0.05V to 0.75V		0.8		ms

Note 1: 絶対最大定格の欄に示す値を超えるストレスがかかる場合は、デバイスが回復不能な損傷を受ける恐れがある。また、長期にわたって絶対最大定格条件にさらすと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える可能性がある。

Note 2: LTC3772BETS8/LTC3772BEDDBは 0°C ~ 70°C の範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 -40°C ~ 85°C 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。

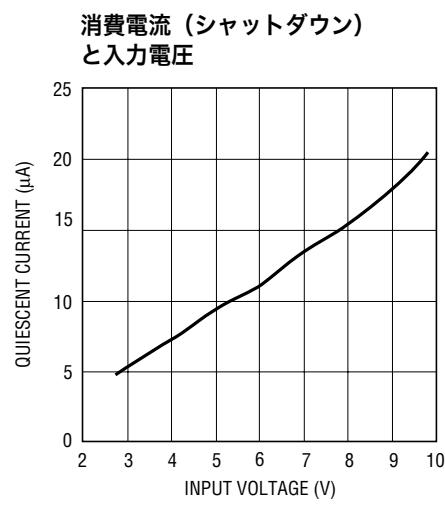
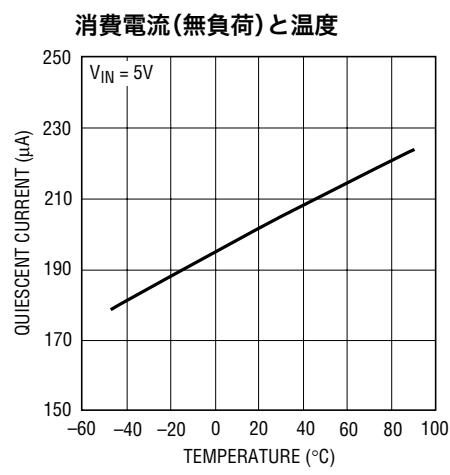
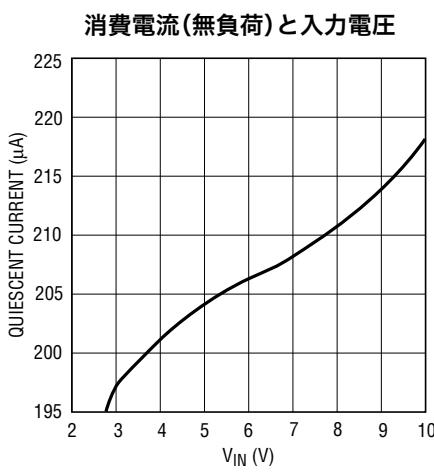
Note 3: T_J は、周囲温度 T_A および電力損失 P_D から次式にしたがって計算される。
 $T_J = T_A + (P_D \cdot 0.1\text{A}^\circ\text{C}/\text{W})$

Note 4: ゲート電荷がスイッチング周波数で発生することで、ダイナミック電源電流は高くなる。

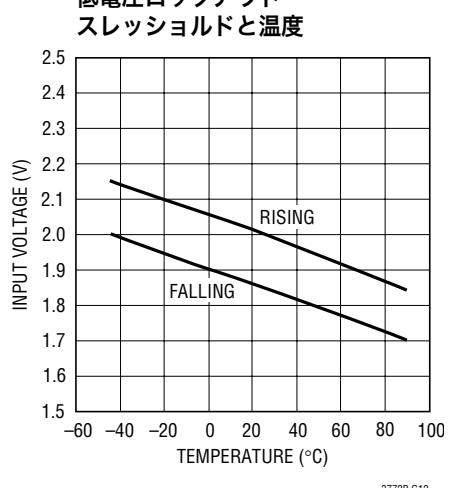
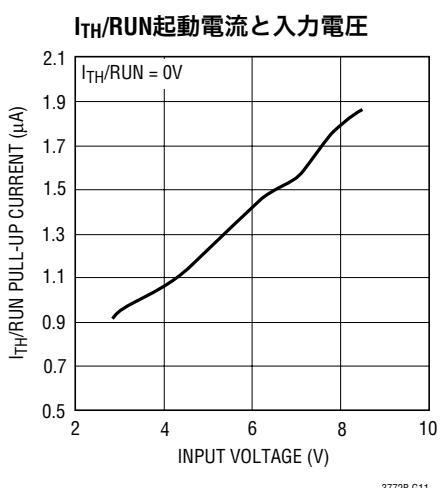
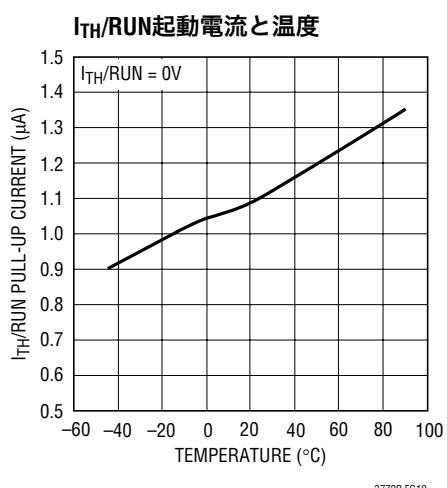
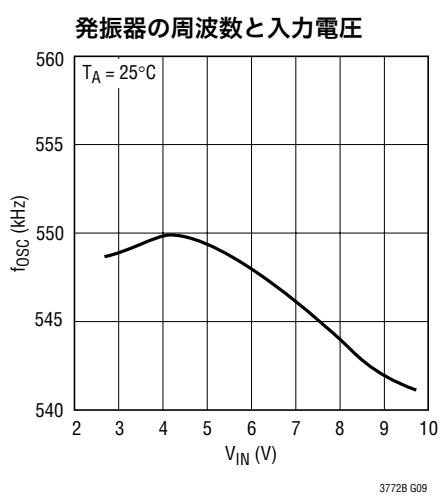
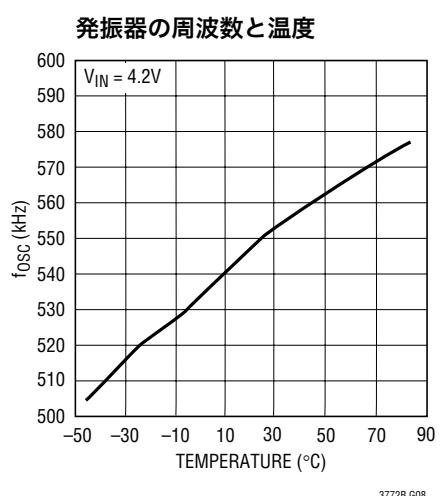
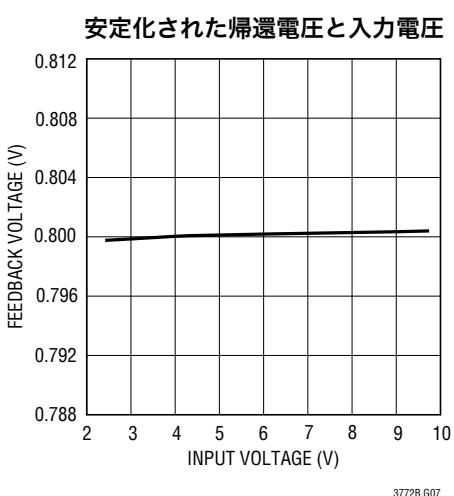
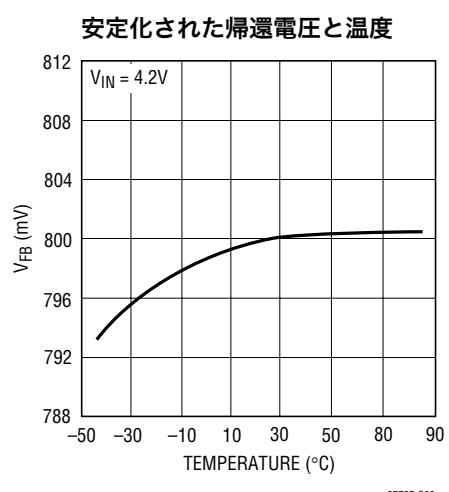
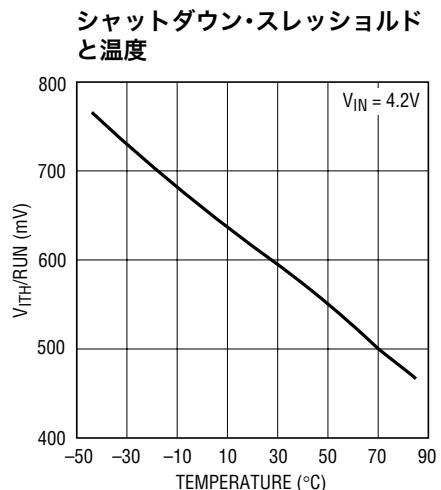
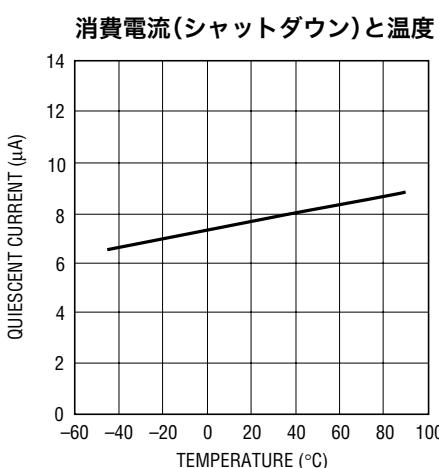
Note 5: LTC3772Bは、 I_{TH}/RUN を電流制限値の中間点に保った状態で、 V_{FB} を誤差アンプの出力と等しくなるようにサーボ制御する帰還ループでテストされている。

Note 6: ピーク電流センス電圧は図1に示す通りデューティサイクルによって増減する。

標準的性能特性

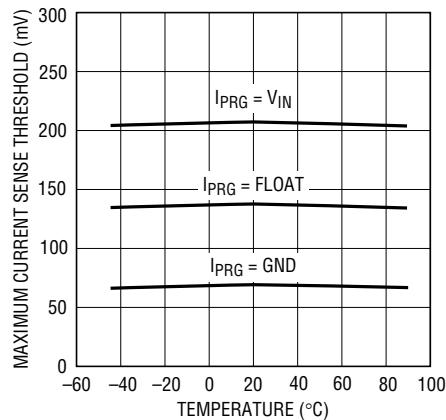


標準的性能特性



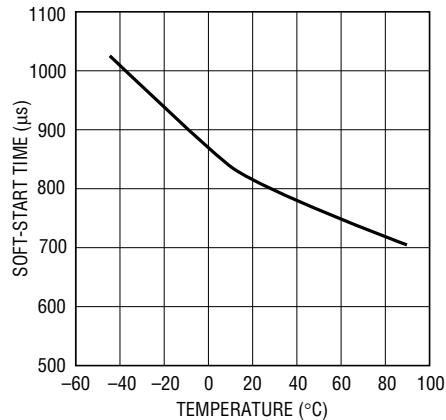
標準的性能特性

最大電流センス・スレッショルドと温度



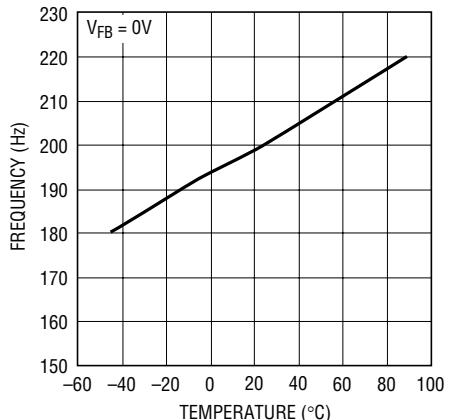
3772B G13

ソフトスタート時間と温度



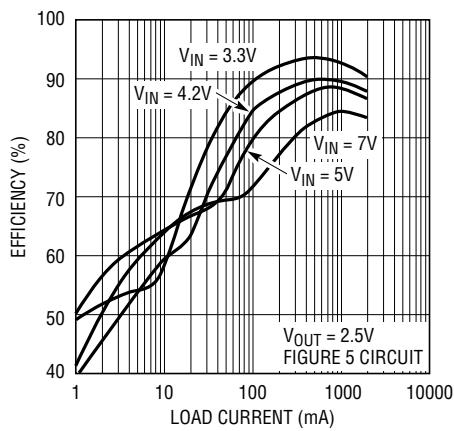
3772B G14

フォールドバック周波数と温度



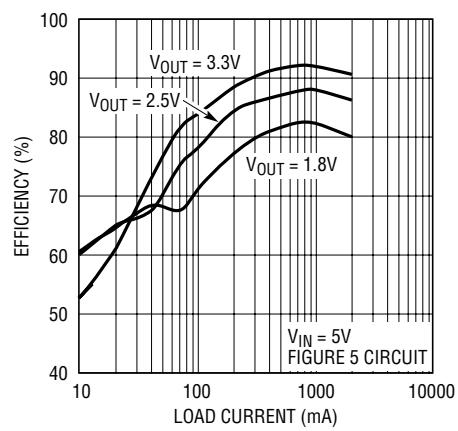
3772B G15

効率と負荷電流



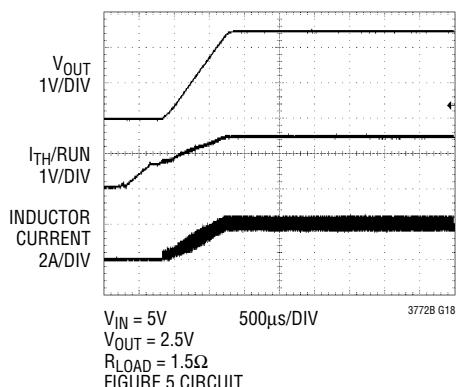
3772B G16

効率と負荷電流



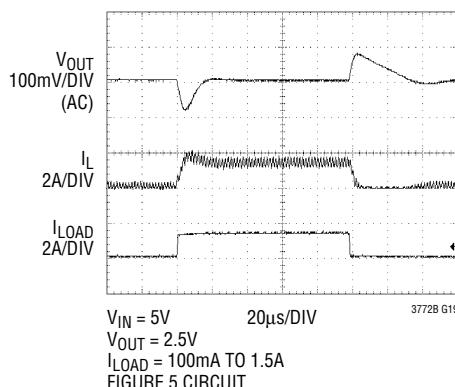
3772B G17

起動



$V_{IN} = 5V$
 $V_{OUT} = 2.5V$
 $R_{LOAD} = 1.5\Omega$
 FIGURE 5 CIRCUIT

負荷ステップ



$V_{IN} = 5V$
 $V_{OUT} = 2.5V$
 $I_{LOAD} = 100mA TO 1.5A$
 FIGURE 5 CIRCUIT

3772bfa

ピン機能 (DDB/TS8)

GND(ピン1/ピン4): グランド・ピン。

V_{FB}(ピン2/ピン3): 出力上に配置された外付け抵抗分割器から帰還電圧を受け取ります。

I_{TH/RUN}(ピン3/ピン2): このピンには機能が2つあります。1つは誤差アンプの補償点、もう1つは動作制御入力です。公称電圧範囲は0.7V～1.9Vです。このピンへの電圧が0.6Vを下回るとデバイスはシャットダウンされます。シャットダウン時にはデバイスの全機能が停止し、PGATEピンが“H”に固定されます。

I_{PRG}(ピン4/ピン1): 電流センス制限ピン。このピンの3つの状態によって最大ピークセンス電圧のスレッショルドが選ばれます。このピンで外付けPチャネルMOSFETの最大電圧降下が選択されます。V_{IN}に接続すると208mV、GNDに接続すると70mV、フロートさせると138mVとなります。

NC(ピン5/ピン8): 接続の必要はありません。

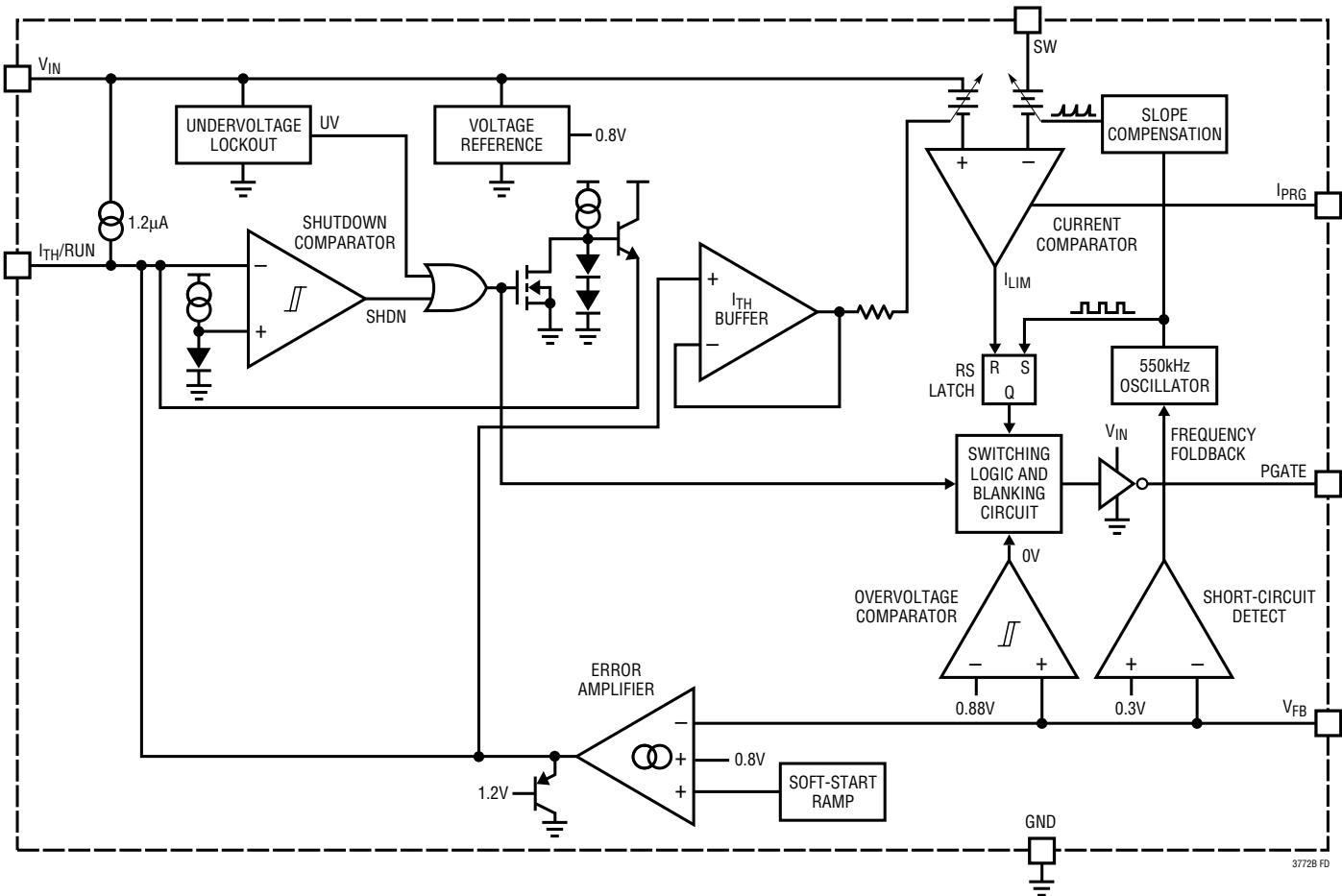
SW(ピン6/ピン7): イングクタおよび電流センス入力ピンへのスイッチ・ノード接続。通常は外付けPチャネルMOSFETのドレインをこのピンに接続します。

V_{IN}(ピン7/ピン6): 電源および電流センス入力ピン。このピンの近くでGND(ピン4)にデカップリングする必要があります。通常は外付けPチャネルMOSFETのソースをこのピンに接続します。

PGATE(ピン8/ピン5): 外付けPチャネルMOSFETのゲート・ドライバ。0V～V_{IN}電圧値の間で変動します。

露出パッド (ピン9、DDBのみ): 露出パッドはグランドで、最適な熱性能を得るためにPCBへ半田付けする必要があります。

機能図



3772bfa

動作 (機能図を参照)

主制御ループ(通常動作)

LTC3772Bは定周波数型電流モード降圧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ラッチをセットする度に外付けPチャネルMOSFETがオンになり、電流コンパレータがRSラッチをリセットする度にオフになります。電流コンパレータがトリップするピーク・インダクタ電流は誤差アンプの出力である I_{TH}/RUN ピンにかかる電圧で制御されます。誤差コンパレータの負入力は出力の帰還電圧 V_{FB} で、 V_{OUT} とグランドの間に接続された外付け抵抗分割器から発生します。負荷電流が増大すると、基準電圧0.8Vに関連して V_{FB} が若干減少し、そのため次には平均インダクタ電流が新しい負荷電流に一致するまで I_{TH}/RUN の電圧が上がります。

I_{TH}/RUN ピンをグランドに引き下げる主制御ループはシャットダウンします。 I_{TH}/RUN ピンを解放すると内部の1μA電流源から外部補償ネットワークが充電されます。 I_{TH}/RUN ピンの電圧が0.6V近辺に達すると主制御ループがイネーブルになり、 I_{TH}/RUN の電圧はクランプによってそのゼロ電流レベルであるおよそダイオード1個分の電圧降下(0.7V)まで上がります。外部補償ネットワークの充電が続く間、対応するピーク・インダクタ電流レベルも上がっていき、通常動作が可能になります。到達可能な最大ピーク・インダクタ電流は I_{TH}/RUN ピンのクランプによってゼロ電流レベルの1.2V上まで(約1.9V)です。

ドロップアウト動作

入力電源電圧が低下して出力電圧に近づくと、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。この低下の意味するところは、入出力の差の値によっては、インダクタ電流が誤差アンプによって設定されたスレッショルドまでランプアップしないため、外付けPチャネルMOSFETが1発振サイクル(オフのサイクルを飛ばし始める)よりも長くオン状態にとどまるということです。入力電源電圧がさらに低下すると、最終的には外付けPチャネ

ルMOSFETが100%オン、つまり直流になります。出力電圧は入力電圧からセンス抵抗とMOSFETとインダクタ間の電圧降下値を引いた値になります。

低電圧ロックアウト保護

ゲート駆動が不十分な状態で外付けPチャネルMOSFETが動作するのを防ぐため、LTC3772Bには低電圧ロックアウト回路が組み込まれています。入力電源電圧が約2Vを下回ると、PチャネルMOSFETと、低電圧ブロック以外の内部回路が遮断され、オフになります。低電圧時の入力電源電流は約1μAです。

短絡保護

出力がグランドに短絡した場合、発振器の周波数は550kHzから約200kHzにフォールドバックされますが、最小オン時間は周波数550kHzのときのまま保たれます。周波数を下げることでインダクタ電流が安全に放電するので、電流暴走が防げます。短絡が除去されると、 V_{FB} が0.3Vから0.8Vに戻るのに合わせて、発振器の周波数は徐々に550kHzへ戻ります。

過電圧保護

何らかの理由で V_{FB} がレギュレーション・ポイントである0.8Vを10%以上超えると、過電圧コンパレータが外付けPチャネルMOSFETをオフに保ちます。このコンパレータの標準ヒステリシスは40mVです。

ピーク電流センス電圧の選定とスロープ補償 (IPRGピン)

コントローラがデューティサイクルの20%を下回る周波数で動作している場合、外付けPチャネルMOSFETで許容される最大センス電圧はIPRGピンの3つの状態によって、138mV、70mV、208mVのいずれかとなります。

動作 (機能図を参照)

ただし、コントローラのデューティサイクルが20%を超えると、スロープ補償が始まり、ピークセンス電圧が図1の曲線で示された量で事実上低下していきます。

ピーク・インダクタ電流はピークセンス電圧と外付けPチャネルMOSFETのオン抵抗によって決まります。

$$I_{PEAK} = \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)}}{R_{DS(ON)}}$$

ソフトスタート

V_{OUT} の起動はLTC3772Bの内部ソフトスタートで制御されます。ソフトスタート時に誤差アンプはフィードバック信号 V_{FB} を(0.8Vの基準電圧ではなく)0Vから0.6ms以内に直線的に0.8Vまで上昇する内部ソフトスタート・ランプと比較します。これによりインダクタ電流を制御し

た状態で出力電圧が0Vから最終値まで滑らかに上昇するようになります。ソフトスタートは、タイムアウト後、デバイスが再びシャットダウン状態になるか、入力電源が循環するまでディスエーブルになります。

軽負荷電流の動作

負荷電流が非常に軽い状況では、 I_{TH}/RUN ピンの電圧はゼロ電流レベルの0.85Vに極めて近くなります。負荷電流がさらに小さくなると、電流コンパレータの入力の内部補正值から、電流コンパレータがトリップ状態のまま(負荷電流がゼロでも)で、制御を続けるためにレギュレータはサイクルを飛ばし始めます。この動作によってレギュレータは軽負荷になども一定の周波数を保つので、出力リップルが小さくなり、音声の雑音も小さくなり、RF干渉も低くなり、軽負荷での効率も高くなります。

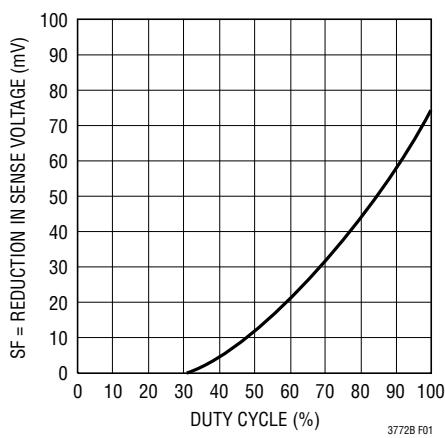


図1. スロープ補償によるセンス電圧の低下とデューティサイクル

アプリケーション情報

LTC3772Bの基本的な応用回路は本データシートの表紙に掲載されています。外部構成部品は負荷要件をもとに選定し、パワーMOSFET、インダクタおよび出力ダイオード、入力バイパス・コンデンサC_{IN}、出力バイパス・コンデンサC_{OUT}を選定します。

パワーMOSFETの選定

LTC3772Bと組み合わせて使うために、外付けPチャネル・パワーMOSFETを1個必ず選定します。パワーMOSFETの選定基準はスレッショルド電圧V_{GS(TH)}と「オン」抵抗R_{DS(ON)}と逆伝達容量C_{RSS}と合計ゲート電荷です。

LTC3772Bは低入力電圧で動作するように設計されているため、この電圧近くで動作するアプリケーションでは、(R_{DS(ON)}がV_{GS} = 2.5Vで保証される)サブロジック・レベル・スレッショルドのMOSFETが必要です。これらのMOSFETを使用する際は、LTC3772Bへの入力電源がV_{GS}の絶対最大定格を超えないようにしてください。

PチャネルMOSFETのオン抵抗は、要求される負荷電流から選択します。最大平均出力負荷電流I_{OUT(MAX)}は、ピーク・インダクタ電流からピーク・ツー・ピーク・リップル電流I_{RIPPLE}の1/2を引いた値と等しくなります。LTC3772Bの電流コンパレータはPチャネルMOSFETのドレン・ソース間電圧V_{DS}を監視します。この電圧はV_{IN}ピンとSWピンの間で検知されます。ピーク・インダクタ電流は電流コンパレータのI_{TH}ピンの電圧によって決まる電流のスレッショルドに制限されます。I_{TH}ピンの電圧は内部でクランプされ、I_{PRG}をフロートさせると最大電流センス・スレッショルドΔV_{SENSE(MAX)}を約138mVに制限します(I_{PRG}が“L”に固定されている場合は70mV、“H”に固定されている場合は208mV)。

LTC3772Bが供給できる出力電流は次の式で与えられます。

$$I_{OUT(MAX)} = \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)}}{R_{DS(ON)}} - \frac{I_{RIPPLE}}{2}$$

まずはリップル電流I_{RIPPLE}をI_{OUT(MAX)}の40%に仮定して計算するとよいでしょう。それで上の式を配列し直すとデューティサイクル<20%の場合次のようにになります。

$$R_{DS(ON)(MAX)} = \frac{5}{6} \cdot \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)}}{I_{OUT(MAX)}}$$

しかし、デューティサイクルの20%を上回る動作の場合、スロープ補償を考慮して適切なR_{DS(ON)}の値を選択し、要求される負荷電流を与えるようにしなければなりません。

$$R_{DS(ON)(MAX)} = \frac{5}{6} \cdot \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)} - SF}{I_{OUT(MAX)}}$$

ここで、SFは図1の曲線から導かれる倍率です。

これらの値はオン抵抗の温度による大きなばらつきを考慮してディレーティングする必要があります。次の式は25°C(メーカーの仕様)において要求されるR_{DS(ON)MAX}を決定する際、LTC3772Bと外部構成部品の値についてある程度マージンを設定できるので便利です。

$$R_{DS(ON)(MAX)} = \frac{5}{6} \cdot 0.9 \cdot \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)} - SF}{I_{OUT(MAX)} \cdot \rho_T}$$

ρ_Tはオン抵抗の温度変化を表す正規化項で、図2に示す通り、一般的に0.4%/°Cです。接合部 - ケース間温度T_{JC}はほとんどのアプリケーションで10°C前後です。最大周囲温度が70°Cの場合、上式ではρ_{80°C} ≈ 1.3を与えるのが合理的です。

MOSFETの要求されるR_{DS(ON)}の最小値も許容電力損失に依存します。ドロップアウト動作、すなわち100%デューティサイクルでLTC3772Bを動作させる可能性

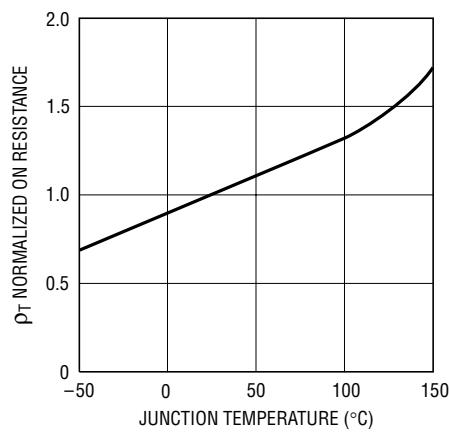


図2. R_{DS(ON)}と温度

アプリケーション情報

のあるアプリケーションでは、最悪条件で要求される $R_{DS(ON)}$ は次式で与えられます。

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

P_P は許容電力損失、 δ_P は $R_{DS(ON)}$ の温度依存を表します。通常、 $(1 + \delta_P)$ は正規化された MOSFET の $R_{DS(ON)}$ と温度の関数曲線の形で表されますが、低電圧 MOSFET では $\delta_P = 0.005^\circ\text{C}$ も近似値として使えます。

最大デューティサイクルが 100% 未満で、かつ LTC3772B を連続モードで使用する場合、 $R_{DS(ON)}$ は次式で決まります。

$$R_{DS(ON)} \cong \frac{P_P}{(DC) I_{OUT}^2 (1 + \delta_P)}$$

ここで、DC は LTC3772B の最大動作デューティサイクルです。

インダクタの値の計算

動作周波数とインダクタの選定は相関があり、インダクタのリップル電流が同じで動作周波数が高くなるとインダクタの寸法を小さくすることができます。ただし、この場合 MOSFET ゲートの電荷損失が大きくなり、効率が悪くなります。

インダクタンスの値もリップル電流に直接影響を与えます。通常動作時には、リップル電流 I_{RIPPLE} はインダクタンスもしくは周波数が高くなるに従って減少し、 V_{IN} が大きくなるか、または V_{OUT} が V_{IN} の 1/2 に近づくと増加します。コイルのピーク・ツー・ピーク・リップル電流は次式で与えられます。

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

f は動作周波数です。 V_D はキャッチ・ダイオードの順方向電圧降下で、標準的に 0.5V です。より大きな I_{RIPPLE} の値を受け入れることで、低インダクタンスを利用するることはできますが、出力電圧リップルとコア損失が大きくなります。リップル電流の開始点としては、 $I_{RIPPLE} = 0.4(I_{OUT(MAX)})$ が適切です。 I_{RIPPLE} の最大値は入力電圧が最大の時に得られます。

インダクタコアの選定

インダクタンスの値を決定したら、次にインダクタの種類を決めます。実際のコア損失はインダクタの値が一定ならばコアのサイズとは関係ありませんが、選択したインダクタンスに大きく依存します。インダクタンスが大きくなると、コア損失は小さくなります。インダクタンスを大きくするにはワイヤの巻数を多くする必要があるので、銅の損失が大きくなります。

フェライト設計ではコア損失が非常に小さく、スイッチング周波数が高い場合には向いていますので、設計の目標を銅線の損失と飽和を防ぐことに集中できます。フェライト・コアの材料は極度に飽和するため、ピーク設計電流を超えると突然インダクタンスが急激に消滅します。そのため、インダクタのリップル電流とともに、出力電圧のリップルも突然上昇します。コアを飽和させないようにしてください。

コアの材質と形状によって、インダクタのサイズ/電流の相関や価格/電流の相関が変わります。フェライトやパーマロイを材料にしたトロイダルコアやシールド付き壺型コアのものは小型でエネルギー放射も少ないので、同性能の鉄粉コアのインダクタに比べて高価です。どの種類のインダクタを使用するかは主に価格対サイズ要件とフィールド/電磁妨害放射の要件に左右されます。新しい表面実装型インダクタはコイルトロニクス、コイルクラフト、東光、スマダが販売しています。

出力ダイオードの選定

キャッチ・ダイオードはオフ時間中、負荷電流を保持します。ダイオードの平均電流は P チャネルスイッチのデューティサイクルによって変動します。入力電力が高い場合ダイオードはほとんどの時間導通します。 V_{IN} が V_{OUT} に近づくと、ごくわずかの時間しか導通しなくなります。ダイオードにとってもっともストレスの大きい条件は、出力が短絡した場合です。この状態ではダイオードはほぼ 100% のデューティサイクルで I_{PEAK} を安全に扱わなければなりません。そのため、ダイオードの定格を超えないようにダイオードのピーク電流と平均電力損失を適切に規定することが大切です。

アプリケーション情報

通常の負荷条件では、ダイオードを流れる電流の平均値は次式で与えられます。

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

ダイオードの許容順方向電圧降下は最大短絡電流から算出されます。

$$V_F \approx \frac{P_D}{I_{PEAK}}$$

P_D は許容電力損失で、効率や熱の要件から決まります。

効率を最適化するには高速なスイッチング・ダイオードが必要です。ショットキー・ダイオードは順方向電圧降下が低く、スイッチング時間が短いので適しています。リングを回避して損失を小さくするために、リード長は短くして、適切なグランドが必要です。

無負荷時消費電流を小さくすることが不可欠なアプリケーションでは、もう1つ考慮することとして、安定化された出力電圧におけるダイオードの逆方向リーク電流があります。リーク電流が数マイクロアンペア以上発生しているとすると、全入力電流のかなりの割合をリーク電流が占めていることになります。

C_{IN} と C_{OUT} の選定

入力コンデンサ C_{IN} はトップMOSFETソースの台形波電流をフィルタするのに必要です。リップル電圧の増大を防ぐために、ESRの低い入力コンデンサで、最大RMS電流が得られるサイズのコンデンサを選択するようにします。RMS電流は次式で与えられます。

$$I_{RMS} = I_{OUT(MAX)} \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \sqrt{\frac{V_{IN}}{V_{OUT}}} - 1$$

上式は $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ かつ $V_{IN} = 2V_{OUT}$ のときに最大となります。この単純な最悪条件から大きく逸脱していてもそれほど数値の改善にはならないので、この条件が設計では広く使われています。コンデンサメーカーのリップル電流の定格は寿命を2000時間とした場合の数値であることが多いので、実際に使う場合はコンデンサの許容を軽減するか、要求よりも高い温度定格を有するコンデンサを使うようにしてください。設計におけるサイズや高さの要件を満たすために複数のコンデンサを並列に配置することもできます。

出力フィルタリング・コンデンサ C はインダクタから負荷への電流を平滑化できるので、一時的に負荷が変化したときでも出力電圧を一定に保つことができるとともに、出力電圧リップルを下げることもできます。コンデンサを選定する場合、電圧リップルと負荷ステップの過渡応答をできるだけ小さくするためにESRが十分低いものを、制御ループの安定性を取るために容量の十分大きなものを選ぶようにします。

出力リップル ΔV_{OUT} は次式で与えられます。

$$\Delta V_{OUT} \leq \Delta I_L \left(ESR + \frac{1}{8fC_{OUT}} \right)$$

ΔI_L は入力電圧の上昇に合わせてとともに大きくなるため、出力リップルは入力電圧が最大のときに最高になります。所望のESRとRMS電流の処理能力を得るために複数のコンデンサを並列に配置しなければならない場合があります。表面実装パッケージで利用できるコンデンサとしては、固体タンタル・コンデンサ、特殊ポリマー・コンデンサ、アルミ電解コンデンサ、セラミック・コンデンサなどがあります。特殊ポリマー・コンデンサはESRが非常に低いですが、他のタイプより容量密度が低くなっています。タンタル・コンデンサは容量密度がもっとも高いですが、電源のスイッチングで使えるよう、サージ試験を経ている製品だけを採用することが重要です。アルミ電解コンデンサはESRが非常に高いものの、リップル電流の定格と長期的安定性が確保できるなら、価格が重視される分野で利用できます。セラミック・コンデンサは優れたESR特性を有していますが、電圧係数が高いことがあります。圧電効果から可聴音が発生することがあります。寄生インダクタンスのあるセラミック・コンデンサはQが高いため、場合によっては大きなリングを誘発します。

セラミック・コンデンサを入出力コンデンサに使用する

最近では容量が大きく、かつ安いセラミック・コンデンサが入手できるようになりました。パッケージ寸法も小さくなっています。リップル電流が大きく、電圧定格が高く、ESRが低いので、スイッチング制御には最適です。ただし、これらのコンデンサを入出力部に使用するときは注意が必要です。入力部にセラミック・コンデンサを使い、電源を電源アダプタから長い配線を介して供給する場合、出力部の負荷ステップから入力 V_{IN} にリングが誘発されることがあります。この場合少なくともリングが出力に結合してループが不安定であると判断されがちです。最悪の場合、長い配線から電流が突然流入して V_{IN} の電圧が急上昇し、デバイスを損傷する可能性があります。

アプリケーション情報

セラミック・コンデンサについてはX7RとX5Rのタイプを使用し、Y5Vは使わないでください。メーカーにはAVX、Kemet、村田製作所、太陽誘電、TDKを含みます。

出力電圧の設定

LTC3772Bの各出力電圧は、図3のように、出力部に配置された外付けフィードバック抵抗分割器で設定されます。安定化された出力電圧は次式で与えられます。

$$V_{OUT} = 0.8V \cdot \left(1 + \frac{R_B}{R_A} \right)$$

周波数応答性を高めるために、フィードフォワード・コンデンサ C_{FF} を使用しても構いません。 V_{FB} の配線をインダクタやSWの配線などの雑音源から離すよう、注意してください。

効率についての検討事項

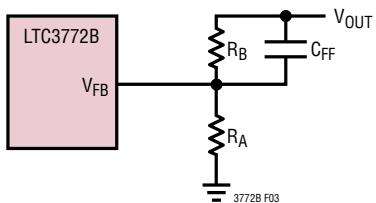


図3. 出力電圧の設定

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% で表すことができます。個々の損失を分析することで、効率を下げている部分はどこか、およびどこを変えるべきもとも向上するか、能率的に判断できます。効率は次式のように表すことができます。

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

η_1, η_2, \dots は個々の損失で、入力電力のパーセンテージで表します。

回路内にある、電力を消費するすべての部品で損失が発生しますが、LTC3772Bの回路での損失は、主に5つの要因、つまり 1) LTC3772BのDCバイアス電流、2) MOSFETのゲート電荷電流、3) I^2R の損失、4) 出力ダイオードの電圧降下、5) 外付けMOSFETの遷移損失によるものです。

1. V_{IN} の電流はDC電源の電流で、電気的特性にも表されており、MOSFET ドライバ電流と制御電流は除きます。 V_{IN} 電流による損失は軽微ですが、 V_{IN} が大きくなる程損失も大きくなります。

2. MOSFETゲートの電荷電流はパワーMOSFETのゲート容量のスイッチングから発生します。MOSFETゲートが“L”から“H”へ、“H”から“L”へとスイッチするごとに、電荷 dQ が V_{IN} からグランドへ移動します。その結果発生する dQ/dt が V_{IN} から出力される電流となり、これはDC電源電流よりもかなり大きいのが標準的です。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = (f)(dQ)$ です。

3. I^2R の損失はMOSFETのDC抵抗、インダクタおよび電流シャントから予測できます。連続モードでは平均的な出力電流が L を流れますが、(R_{SENSE} と直列)PチャネルMOSFETと出力ダイオードの間で「切断」されます。MOSFETの $R_{DS(ON)}$ に R_{SENSE} を加えた値にデューティサイクルを乗じた数値が L と R_{SENSE} の抵抗値の合計となり、 I^2R の損失が得られます。

4. 出力ダイオードは高電流においては大きな電力損失源で、入力電圧が高くなると損失も増大します。出力ダイオードの損失は順方向電圧にデューティサイクルと負荷電流の積をかけることで導出できます。例えば、デューティサイクルを 50%、ショットキー・ダイオードの順方向電圧降下を 0.4V と仮定すると、負荷電流が 0.5A から 2A へ上昇するに従って損失は 0.5% から 8% へと上昇します。

5. 遷移損失は外付けMOSFETから発生し、これは動作周波数と入力電圧が上がると大きくなります。遷移損失は次式から見積もることができます。

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

その他、 C_{IN} と C_{OUT} のESR損失、インダクタコアの損失などがありますが、損失量は一般的に付加損失全体の 2% 以下です。

フォールドバック電流の制限

出力ダイオードの選定のところで述べましたが、最悪条件の消費電力はダイオードが電流の上限値をほぼ連続的に導通する、出力の短絡状態で発生します。

アプリケーション情報

ダイオードの過熱を避けるために、フォールドバック電流に制限をかけて、フォールトの程度に応じて電流を低減するようにします。

フォールドバック電流の制限は図4のようにダイオード D_{FB1}とD_{FB2}を出力とI_{TH/RUN}ピンの間に挿入することで実現できます。完全な短絡(V_{OUT} = 0V)の場合、電流は最大出力電流の約50%に低下します。

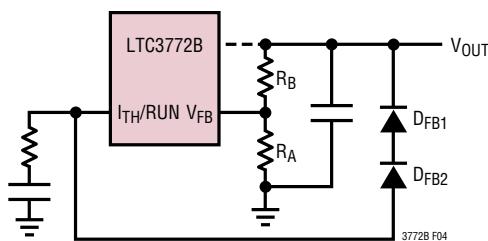


図4. フォールドバック電流の制限

過渡応答のチェック

レギュレータのループ応答は負荷の過渡応答を監視することでチェックできます。スイッチング・レギュレータは負荷電流のステップに応答するのに数サイクルかかります。負荷ステップが始まると、V_{OUT}はすぐに(ΔI_{LOAD})(ESR)に等しい数値だけシフトします。ESRはC_{OUT}の等価直列抵抗です。 ΔI_{LOAD} はC_{OUT}への充電または放電を始めますが、それが帰還誤差信号源になります。そしてレギュレータのループはV_{OUT}を定常状態時の値に戻します。この復帰時間の間、V_{OUT}のオーバーシュートやリンギングを監視できます。OPTI-LOOP補償を利用すれば、広範囲の出力容量とESR値にわたって過渡応答を最適化することが可能です。

I_{TH}の直列R_C-C_Cフィルタ(機能図を参照)で、主要な極零点ループ補償が設定されます。ほとんどの応用分野については、図5の回路に示されているI_{TH}の外部構成部品から検討を始めるとよいでしょう。PCの最終レイアウトが完了して特定の出力コンデンサの種類と数値が決まってから数値を若干調整して(推奨値の0.2~5倍)過渡応答を最適化することができます。出力コンデンサを確定しなければならないのは、さまざまな種類や数値によって

ループ帰還率の利得と位相が決まるからです。負荷電流の20~100%の電流で立ち上がり時間1μs~10μsの出力電流パルスならば、全体的にループに安定性をもたらす出力電圧とI_{TH}ピンの波形を作り出すことができます。ループの利得はR_Cを大きくすることで、ループの帯域幅はC_Cを小さくすることでそれぞれ増やすことができます。出力電圧の安定化は閉ループ機構の安定性と相関があり、電源の実性能を示すものとなります。制御ループ理論の詳細を含めて補償用部品の最適化については、アプリケーションノート76をご参照ください。

大きな(>1μF)電源バイパス・コンデンサをともなう負荷をスイッチすると、もっと大きな過渡応答が発生します。放電状態のバイパス・コンデンサが事実上C_{OUT}と並列に配置されるため、V_{OUT}が急激に降下します。負荷のスイッチング抵抗が小さく短時間に駆動される場合、このような事態を回避するのに十分な電流を供給できるレギュレータはありません。唯一の解決策はスイッチの駆動の立ち上がり時間に制約を与えて負荷の立ち上がり時間が約25(C_{LOAD})以下に抑えられるようにすることです。そのため、10μFのコンデンサでは立ち上がり時間は250μs必要で、充電電流は200mAに制限されます。

最小オン時間についての検討事項

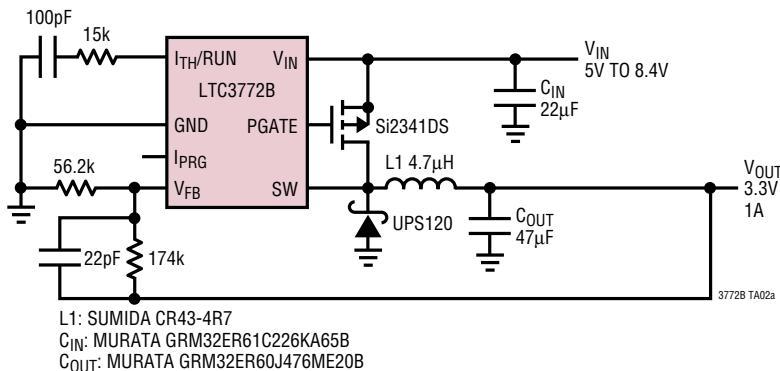
最小オン時間t_{ON(MIN)}はLTC3772BがトップMOSFETをオンにしてから再びオフにするまでに最低限かかる時間です。これは内部のタイミング遅延とトップMOSFETをオンにするのに必要なゲート電荷から決まります。LTC3772Bの最小オン時間は約250nsです。デューティサイクルが短く周波数の高いアプリケーションではこの最小オン時間の限界値に近づくため、次式が成り立つよう注意する必要があります。

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

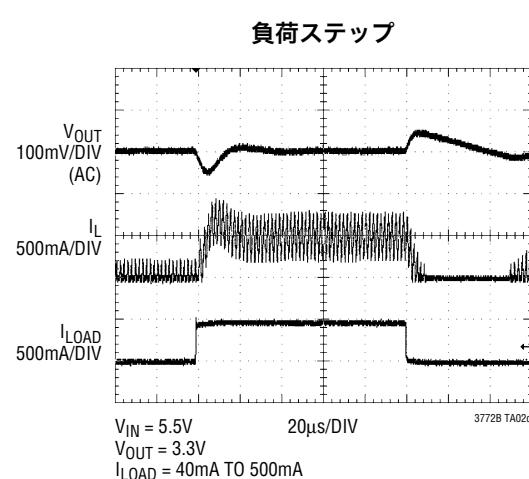
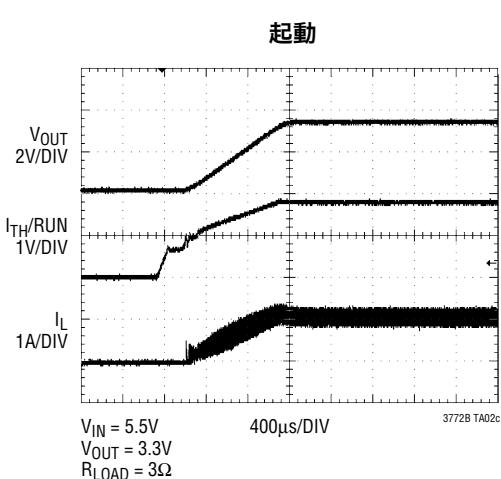
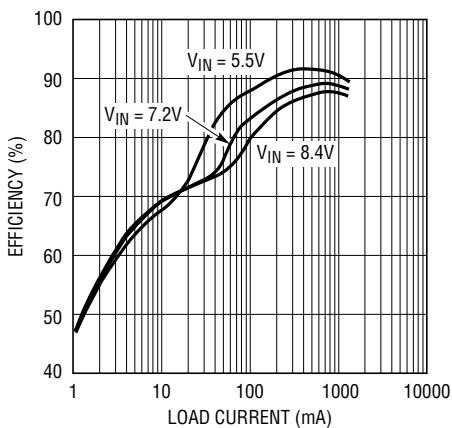
デューティサイクルが最小オン時間に含まれる時間より短くなると、LTC3772Bはサイクルを飛ばし始めます。出力電圧の調整は継続しますが、リップル電流とリップル電圧が増加します。

標準的応用例

550kHzマイクロパワー1A、2セル・リチウムイオンから3.3V_{OUT}の
降圧DC/DCコンバータ



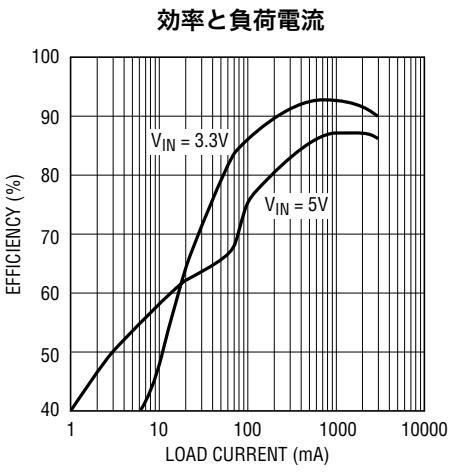
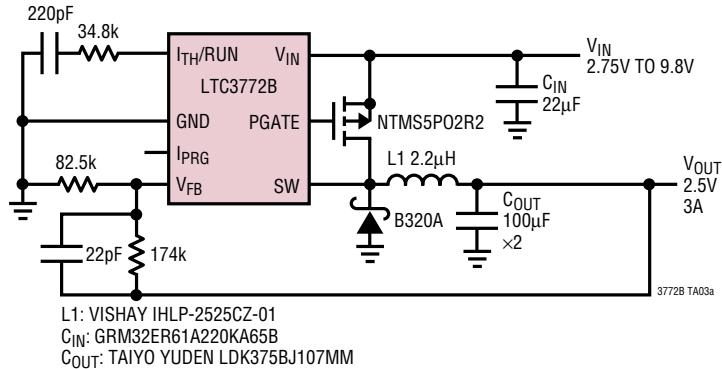
効率と負荷電流



LTC3772B

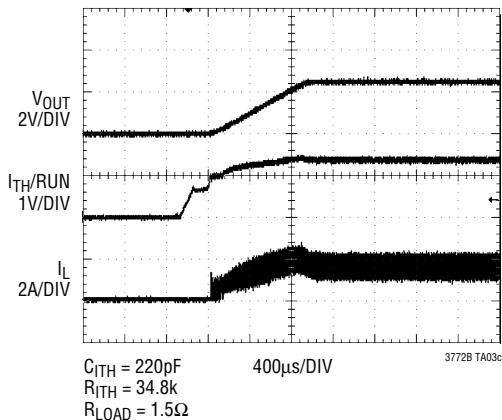
標準的応用例

550kHzマイクロパワー、3A降圧DC/DCコンバータ



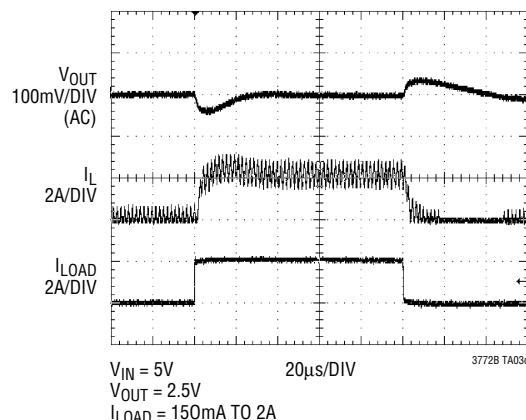
3772B TA03b

起動



C_{ITH} = 220pF
R_{ITH} = 34.8k
R_{LOAD} = 1.5Ω

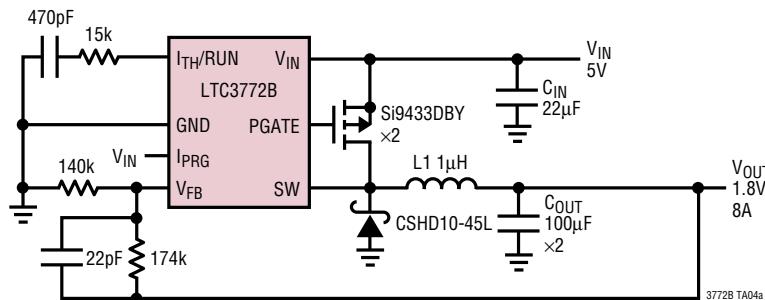
負荷ステップ



V_{OUT} 100mV/DIV (AC)
I_L 2A/DIV
I_{LOAD} 2A/DIV
V_{IN} = 5V
V_{OUT} = 2.5V
I_{LOAD} = 150mA TO 2A

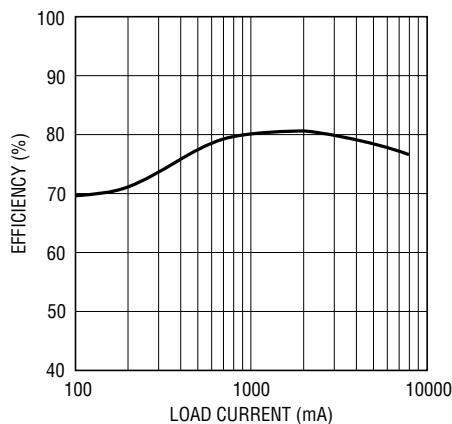
3772bfa

標準的応用例

550kHzマイクロパワー、5V_{IN}から1.8V_{OUT} / 8AのDC/DCコンバータ

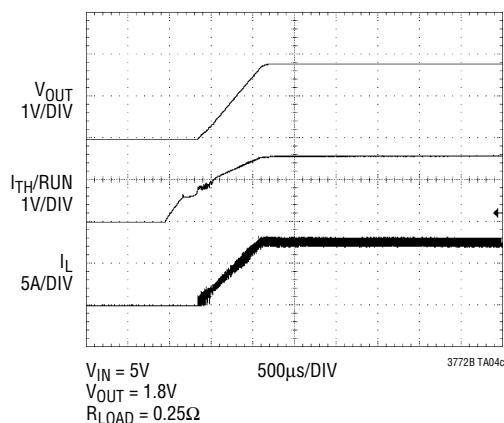
L1: TOKO FDV0630-1R0
 C_{IN}: MURATA GRM32ER61C226K
 C_{OUT}: MURATA GRM32ER60J107K

効率と負荷電流

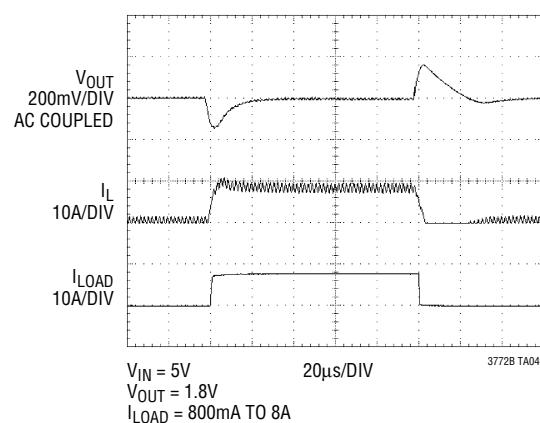


3772B TA04b

起動



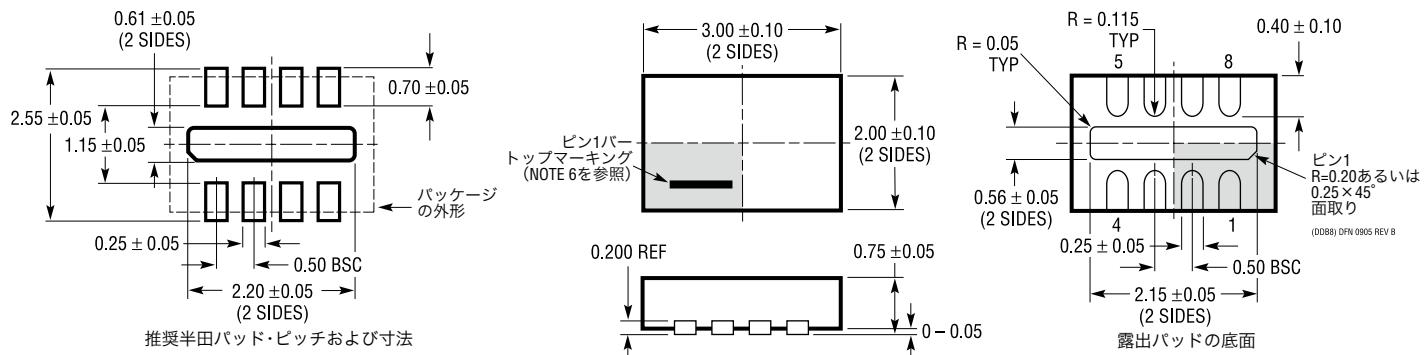
負荷ステップ



3772bfa

パッケージ寸法

**DDBパッケージ
8ピン・プラスチックDFN(3mm×2mm)**
(Reference LTC DWG # 05-08-1702)

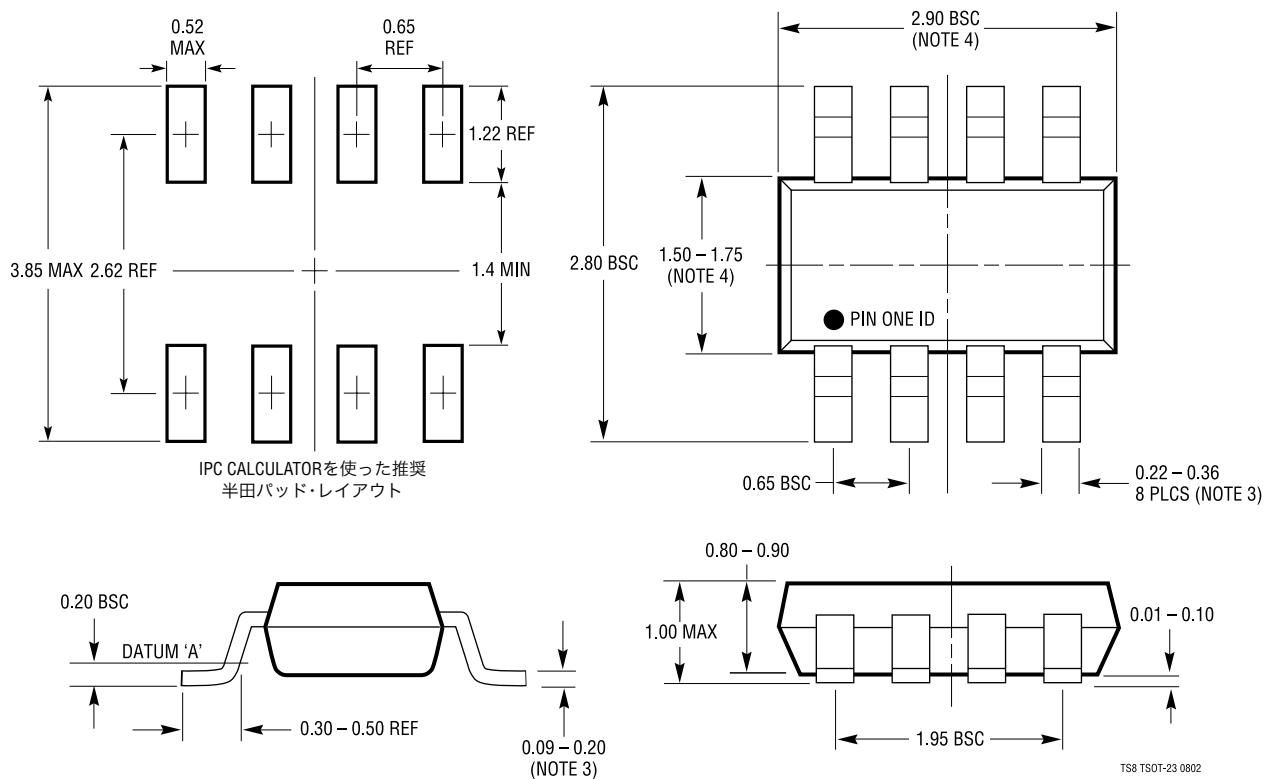


NOTE:

1. 図はJEDECパッケージ外形M0-229バリエーションWECD-1に適合
2. 図は実寸とは異なる
3. すべての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで0.15mmを超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン1の位置の参考に過ぎない

パッケージ寸法

**DS8パッケージ
8ピン・プラスチックTSOT-23**
(Reference LTC DWG # 05-08-1637)



NOTE:

- 寸法はミリメートル
- 図は実寸とは異なる
- 寸法には半田を含む
- 寸法にはモールドのバリやメタルのバリを含まない
- モールドのバリは0.254mmを超えないこと
- JEDECパッケージはMO-193を参照

LTC3772B

標準的応用例

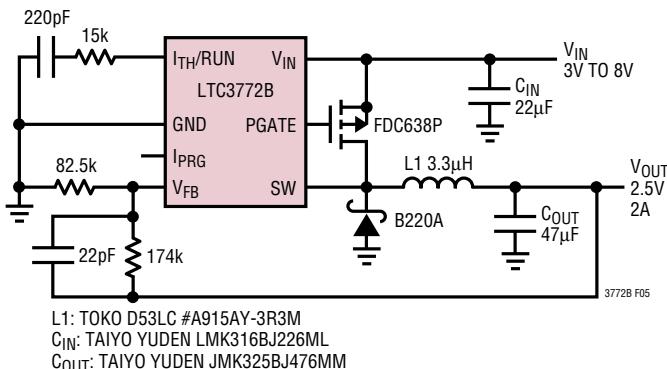


図5. 550kHzマイクロパワー降圧DC/DCコンバータ

関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC1624	高効率SO-8、Nチャネル・スイッチングレギュレータ・コントローラ	Nチャネル・ドライブ、3.5V ≤ V _{IN} ≤ 36V
LTC1625	No RSENSE™同期式降圧レギュレータ	効率97%、センス抵抗不要
LTC1772/LTC1772B	550kHz ThinSOT降圧DC/DCコントローラ	2.5V ≤ V _{IN} ≤ 9.8V、V _{OUT} ≥ 0.8V、I _{OUT} ≤ 6A
LTC1778/LTC1778-1	No RSENSE電流モード同期整流式降圧コントローラ	4V ≤ V _{IN} ≤ 36V、0.8V ≤ V _{OUT} ≤ (0.9)(V _{IN})、I _{OUT} ≤ 20A
LTC1872/LTC1872B	550kHz ThinSOT昇圧DC/DCコントローラ	2.5V ≤ V _{IN} ≤ 9.8V、効率90%
LTC3411/LTC3412	1.25/2.5A、4MHzモノリシック同期整流式降圧コンバータ	効率95%、2.5V ≤ V _{IN} ≤ 5.5V、V _{OUT} ≥ 0.8V、露出パッド付き16ピンTSSOPパッケージ
LTC3414	4A、4MHzモノリシック同期整流式降圧コンバータ	効率95%、2.5V ≤ V _{IN} ≤ 5.5V、V _{OUT} ≤ 0.8V、露出パッド付き20ピンTSSOPパッケージ
LTC3418	8A、4MHzモノリシック同期整流式降圧コンバータ	効率95%、2.5V ≤ V _{IN} ≤ 5.5V、V _{OUT} ≤ 0.8V、露出パッド付き20ピンTSSOPパッケージ
LTC3440	600mA (I _{OUT})、2MHz同期整流式昇降圧DC/DC	2.5V ≤ V _{IN} ≤ 5.5V、1インダクタ
LTC3736/LTC3736-2	デュアル、2フェーズ、No RSENSE同期整流式コントローラ、出力トラッキング付き	V _{IN} : 2.75V～9.8V、I _{OUT} 最大5A、4mm × 4mm QFNパッケージ
LTC3736-1	デュアル、2フェーズ、No RSENSE同期整流式コントローラ、スペクトル拡散付き	V _{IN} : 2.75V～9.8V、スペクトル拡散動作、出力電圧トラッキング、4mm × 4mm QFNパッケージ
LTC3737	デュアル、2フェーズ、No RSENSEコントローラ、出力トラッキング付き	V _{IN} : 2.75V～9.8V、I _{OUT} 最大5A、4mm × 4mm QFNパッケージ
LTC3772	マイクロパワーNo RSENSE定周波数型コントローラ	V _{IN} : 2.75V～9.8V、I _{OUT} 最大5A、ThinSOT、3mm × 2mm DFNパッケージ
LTC3776	デュアル、2フェーズ、No RSENSE同期整流式コントローラ、DDR/QDRメモリ終端用	1つのICでV _{DDQ} とV _{TT} を供給、2.75V ≤ V _{IN} ≤ 9.8V、最大850kHzのPLL同期が可能な可変固定周波数動作、スペクトル拡散動作、4mm × 4mm QFN、16ピンSSOPパッケージ
LTC3808	No RSENSE、低EMI、同期整流式降圧コントローラ、出力トラッキング付き	2.75V ≤ V _{IN} ≤ 9.8V、スペクトル拡散動作、3mm × 4mm DFN、16ピンSSOPパッケージ
LTC3809/TC3809-1	No RSENSE同期整流式降圧コントローラ	2.75V ≤ V _{IN} ≤ 9.8V、3mm × 4mm DFNまたは10ピンMSOPパッケージ

3772bfa