

高効率モノリシック同期整流式 降圧レギュレータ

特長

- 高効率:最大95%
- 非常に少ない消費電流:動作時わずか10 μ A
- $V_{IN} = 5V$ での出力電流:600mA
- 入力電圧範囲:2.65V~10V
- 固定周波数動作:550kHz
- ショットキー・ダイオードが不要
- 低損失動作:100%デューティ・サイクル
- 400kHzから700kHzまで同期可能
- Burst Mode[®]動作またはパルス・スキップ・モードを選択可能
- 0.8Vリファレンスにより低出力電圧が可能
- シャットダウン・モード時の消費電流:1 μ A未満
- $\pm 2\%$ の出力電圧精度
- 電流モード制御により、優れた入力および負荷過渡応答を実現
- 過電流および過温度保護
- 8ピンMSOPパッケージで供給

アプリケーション

- セルラー電話
- ワイヤレス・モデム
- 個人情報機器
- 携帯計測器
- 配電システム
- バッテリー駆動機器

概要

LTC[®]1877は、固定周波数、電流モード・アーキテクチャを採用した高効率モノリシック同期整流降圧レギュレータです。動作時の消費電流はわずか10 μ Aで、シャットダウン時には1 μ A未満に減少します。LTC1877は入力電圧範囲が2.65V~10Vであり、1セルまたは2セル・リチウムイオン・バッテリー駆動アプリケーションに最適です。100%デューティ・サイクルの低損失動作によって、携帯システムのバッテリー寿命を延ばすことができます。

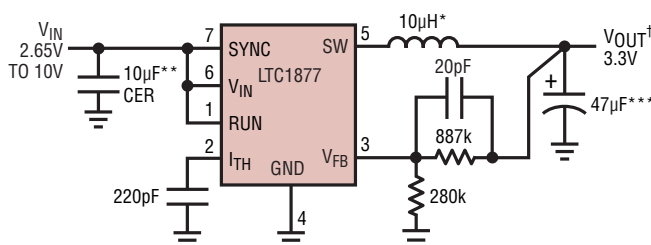
スイッチング周波数は、内部で550kHzに設定されるため、小型表面実装インダクタおよびコンデンサを使用できます。ノイズに敏感なアプリケーションに対しては、400kHzから700kHzまで外部同期が可能です。Burst Mode動作は、同期中またはSYNC/MODEピンが“L”になっているときは、低周波リップルがオーディオ回路に干渉を与えるのを防止するために禁止されます。

内部同期スイッチによって効率が向上し、外付けショットキー・ダイオードは不要です。低出力電圧は0.8Vの帰還リファレンス電圧で容易にサポートされます。LTC1877は省スペース8ピンMSOPパッケージで供給されます。より低い入力電圧アプリケーション(絶対最大定格7V未満)については、LTC1878のデータシートを参照してください。

LT, LTC, LTM, Linear Technology, LinearのロゴおよびBurst Modeはリニアテクノロジー社の登録商標です。他の全ての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。

標準的性能特性

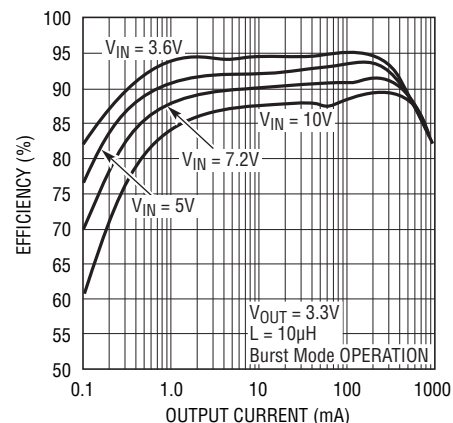
高効率降圧コンバータ



*TOKO D62CB A920CY-100M
 **TAIYO-YUDEN CERAMIC LMK325BJ106MM
 ***SANYO POSCAP 6TPA47M
 †V_{OUT} CONNECTED TO V_{IN} FOR 2.65V < V_{IN} < 3.3V

1877 TA01

効率と出力電流



1877 TA02

1877fb

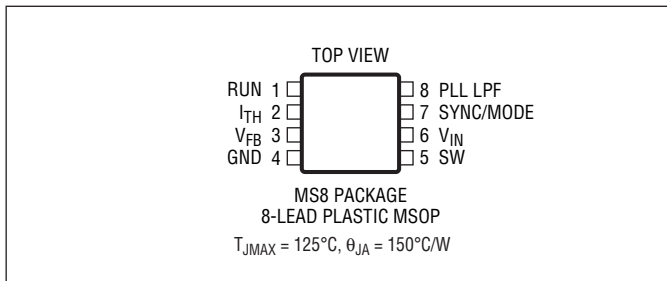
LTC1877

絶対最大定格

(Note 1)

| | |
|-----------------------|-------------------------|
| 入力電源電圧 (V_{IN}) | -0.3V~11V |
| I_{TH} 、PLL LPF電圧 | -0.3V~2.7V |
| RUN、 V_{FB} 電圧 | -0.3V~ V_{IN} |
| SYNC/MODE電圧 | -0.3V~ V_{IN} |
| SW電圧 | -0.3V~($V_{IN}+0.3V$) |
| PチャンネルMOSFETソース電流(DC) | 800mA |
| NチャンネルMOSFETシンク電流(DC) | 800mA |
| ピークSWシンク電流およびソース電流 | 1.5A |
| 動作温度範囲 (Note 2) | -40°C~85°C |
| 接合部温度 (Note 3) | 125°C |
| 保存温度範囲 | -65°C~150°C |
| リード温度 (半田付け、10秒) | 300°C |

ピン配置



発注情報

| 鉛フリー仕様 | テープアンドリール | 製品マーキング | パッケージ | 温度範囲 |
|-----------------|-------------------|---------|---------------------|---------------|
| LTC1877EMS8#PBF | LTC1877EMS8#TRPBF | LTLU | 8-Lead Plastic MSOP | -40°C to 85°C |
| LTC1877IMS8#PBF | LTC1877IMS8#TRPBF | LTLV | 8-Lead Plastic MSOP | -40°C to 85°C |

さらに広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。
非標準の鉛ベース仕様の製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

鉛フリー仕様の製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。
テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandreeel/> をご覧ください。

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。注記がない限り、 $V_{IN} = 5V$ 。

| SYMBOL | PARAMETER | CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|------------------|-----------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------|------------------|-------------|---------------|
| I_{VFB} | Feedback Current | (Note 4) | ● | 4 | 30 | nA |
| V_{FB} | Regulated Output Voltage | (Note 4) $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$ (Note 4) $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$ | ● | 0.784 0.74 | 0.8 0.84 | V V |
| ΔV_{OVL} | Output Overvoltage Lockout | $\Delta V_{OVL} = V_{OVL} - V_{FB}$ | ● | 20 | 50 110 | mV |
| ΔV_{FB} | Reference Voltage Line Regulation | $V_{IN} = 2.65V$ to $10V$ (Note 4) | | 0.05 | 0.15 | %/V |
| $V_{LOADREG}$ | Output Voltage Load Regulation | Measured in Servo Loop; $V_{ITH} = 0.9V$ to $1.2V$ Measured in Servo Loop; $V_{ITH} = 1.6V$ to $1.2V$ | ● ● | 0.1 -0.1 | 0.5 -0.5 | % % |
| V_{IN} | Input Voltage Range | | ● | 2.65 | 10 | V |
| I_Q | Input DC Bias Current | (Note 5) | | | | |
| | Pulse-Skipping Mode | $2.65V < V_{IN} < 10V$, $V_{SYNC/MODE} = 0V$, $I_{OUT} = 0A$ | | 230 | 350 | μA |
| | Burst Mode Operation | $V_{SYNC/MODE} = V_{IN}$, $I_{OUT} = 0A$ | | 10 | 15 | μA |
| | Shutdown | $V_{RUN} = 0V$, $V_{IN} = 10V$ | | 0 | 1 | μA |
| f_{OSC} | Oscillator Frequency | $V_{FB} = 0.8V$ $V_{FB} = 0V$ | | 495 550 80 | 605 | kHz kHz |
| f_{SYNC} | SYNC Capture Range | | | 400 | 700 | kHz |

電气的特性

●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。注記がない限り、 $V_{IN} = 5\text{V}$ 。

| SYMBOL | PARAMETER | CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|-----------------|----------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------|-------|------------|---------|---------------|
| $I_{PLL\ LPF}$ | Phase Detector Output Current Sinking Capability Sourcing Capability | $f_{PLLIN} < f_{OSC}$ | ● 3 | 10 | 20 | μA |
| | | $f_{PLLIN} > f_{OSC}$ | ● -3 | -10 | -20 | μA |
| R_{PFET} | $R_{DS(ON)}$ of P-Channel MOSFET | $I_{SW} = 100\text{mA}$ | | 0.65 | 0.85 | Ω |
| R_{NFET} | $R_{DS(ON)}$ of N-Channel MOSFET | $I_{SW} = -100\text{mA}$ | | 0.75 | 0.95 | Ω |
| I_{PK} | Peak Inductor Current | $V_{FB} = 0.7\text{V}$, Duty Cycle < 35% | | 0.8 | 1.25 | A |
| I_{LSW} | SW Leakage | $V_{RUN} = 0\text{V}$, $V_{SW} = 0\text{V}$ or 8.5V , $V_{IN} = 8.5\text{V}$ | | ± 0.01 | ± 1 | μA |
| $V_{SYNC/MODE}$ | SYNC/MODE Threshold | | ● 0.3 | 1.0 | 1.5 | V |
| $I_{SYNC/MODE}$ | SYNC/MODE Leakage Current | | | ± 0.01 | ± 1 | μA |
| V_{RUN} | RUN Threshold | | ● 0.3 | 0.7 | 1.5 | V |
| I_{RUN} | RUN Input Current | | | ± 0.01 | ± 1 | μA |

Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、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: LTC1877Eは $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ 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。 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作温度範囲での仕様は、設計、特性評価および統計的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC1877Iは $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の全温度範囲で保証されている。

Note 3: T_J は、次式に基づき周囲温度 T_A と電力損失 P_D から計算される。

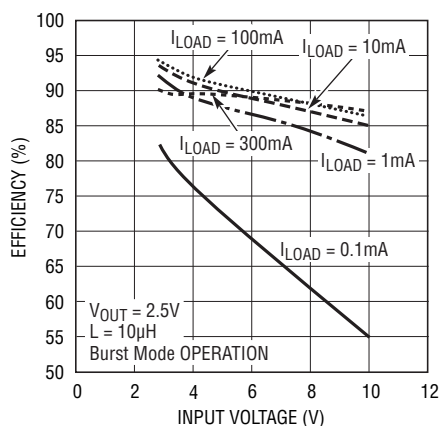
$$LTC1877EMS8: T_J = T_A + (P_D) (150^\circ\text{C}/\text{W})$$

Note 4: LTC1877は V_{FB} をエラーアンプの平衡点($V_{TH} = 1.2\text{V}$)にサーボ制御する帰還ループでテストされている。

Note 5: 動作時消費電流は、スイッチング周波数で供給されるゲート電荷によって増加する。

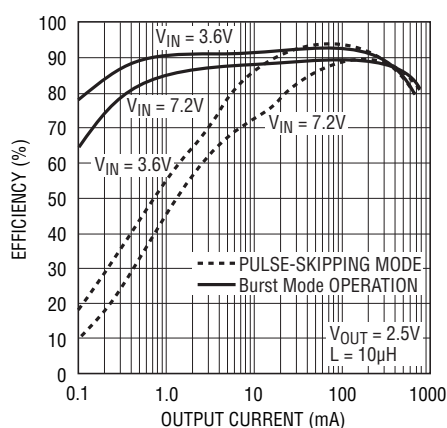
標準的的性能特性

効率と入力電圧



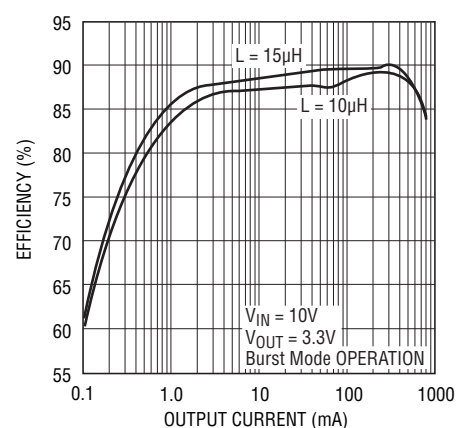
1877 G01

効率と出力電流



1877 G02

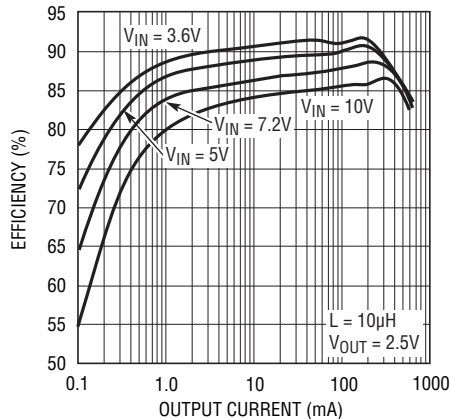
効率と出力電流



1877 G03

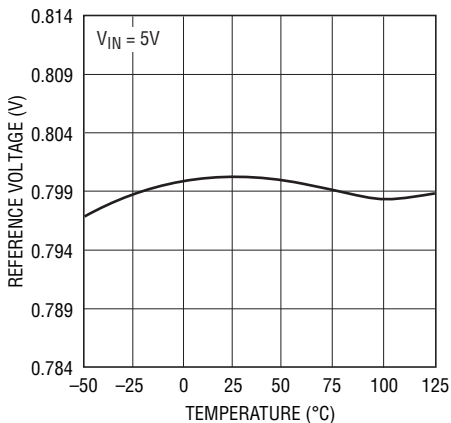
標準的性能特性

効率と出力電流



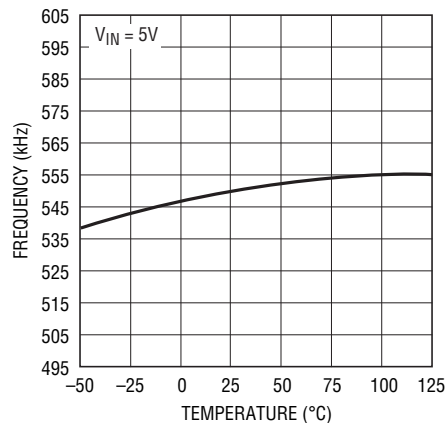
1877 G04

リファレンス電圧と温度



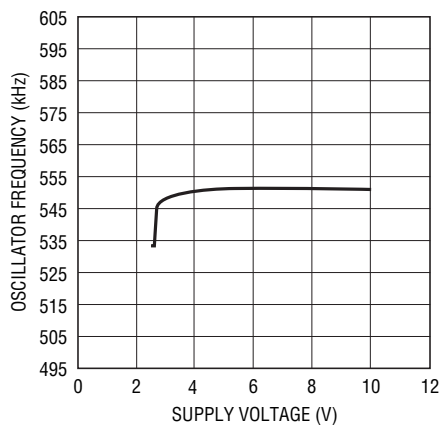
1877 G05

発振周波数と温度



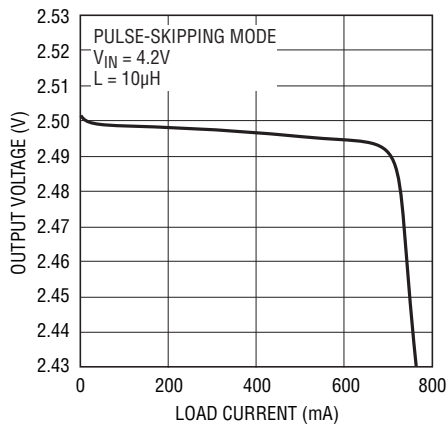
1877 G06

発振周波数と電源電圧



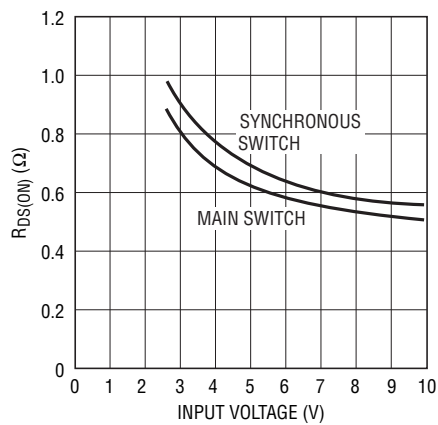
1877 G07

出力電圧と負荷電流



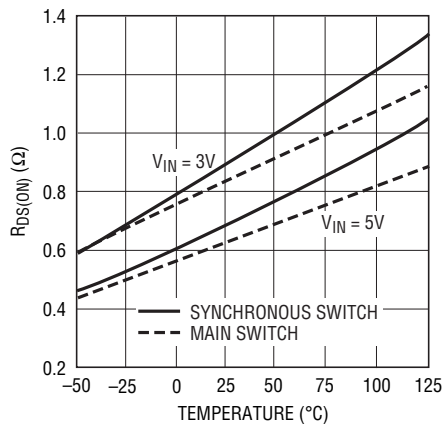
1877 G08

RDS(ON)と入力電圧



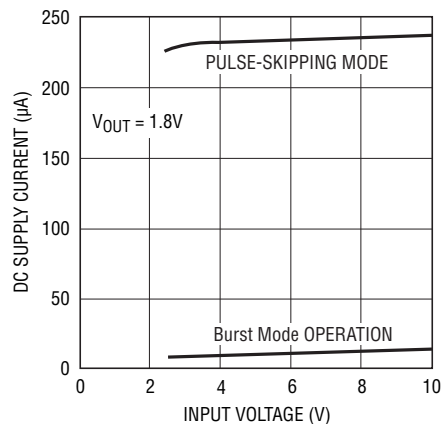
1877 G09

RDS(ON)と温度



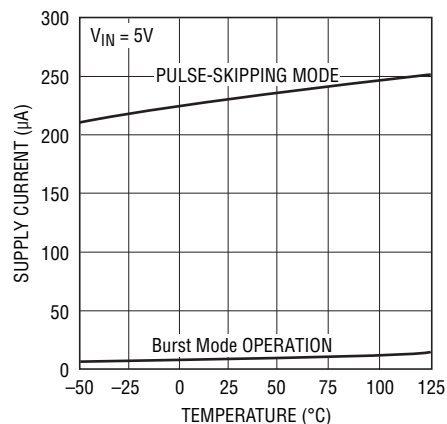
1877 G10

DC電源電流と入力電圧



1877 G11

DC電源電流と温度

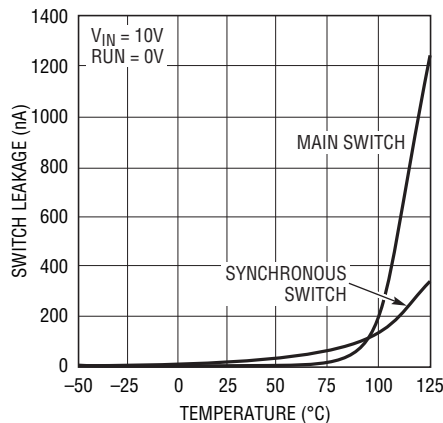


1877 G11b

1877fb

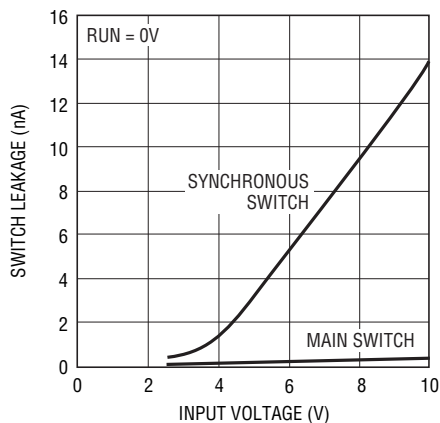
標準的性能特性

スイッチ・リーク電流と温度



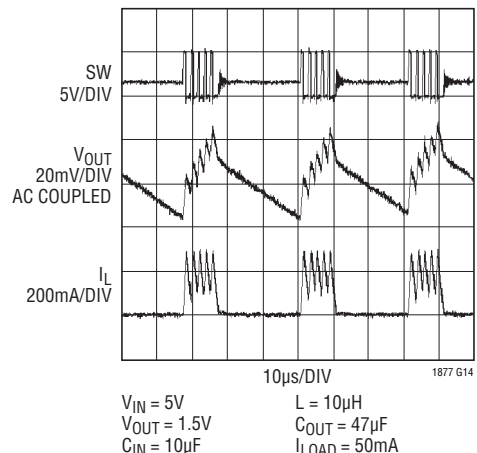
1877 G12

スイッチ・リーク電流と入力電圧



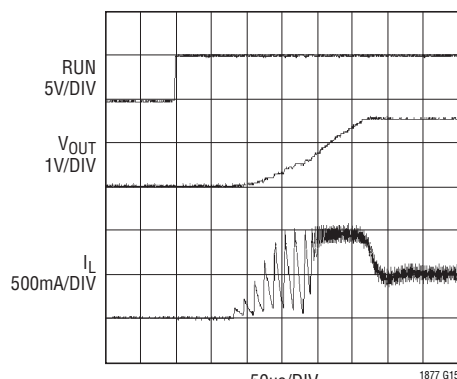
1877 G13

Burst Mode動作



1877 G14

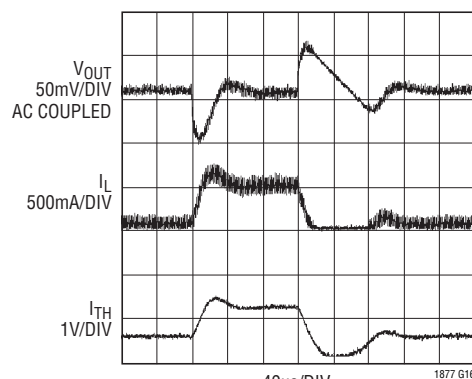
シャットダウンからの起動



1877 G15

$V_{IN} = 5V$
 $V_{OUT} = 1.5V$
 $L = 10\mu H$
 $C_{IN} = 10\mu F$
 $C_{OUT} = 47\mu F$
 $I_{LOAD} = 500mA$

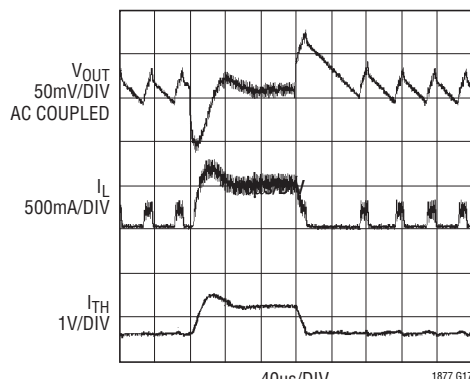
負荷ステップ応答



1877 G16

$V_{IN} = 5V$
 $V_{OUT} = 1.5V$
 $L = 10\mu H$
 $C_{IN} = 10\mu F$
 $C_{OUT} = 47\mu F$
 $I_{LOAD} = 50mA \text{ TO } 500mA$
PULSE-SKIPPING MODE

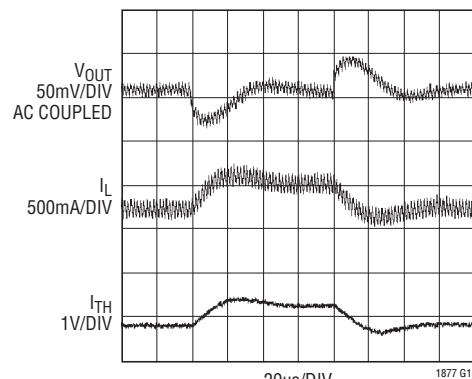
負荷ステップ応答



1877 G17

$V_{IN} = 5V$
 $V_{OUT} = 1.5V$
 $L = 10\mu H$
 $C_{IN} = 10\mu F$
 $C_{OUT} = 47\mu F$
 $I_{LOAD} = 50mA \text{ TO } 500mA$
Burst Mode OPERATION

負荷ステップ応答



1877 G18

$V_{IN} = 5V$
 $V_{OUT} = 1.5V$
 $L = 10\mu H$
 $C_{IN} = 10\mu F$
 $C_{OUT} = 47\mu F$
 $I_{LOAD} = 200mA \text{ TO } 500mA$
PULSE-SKIPPING MODE

LTC1877

ピン機能

RUN (ピン1): 実行制御入力。このピンを0.4Vより低い電圧にすると、LTC1877がシャットダウンします。シャットダウン時には、すべての機能がデイスエーブルされ、消費電流は1 μ Aを下回ります。このピンを1.2Vより高い電圧にすると、LTC1877がイネーブルされます。RUNピンをフロート状態のままにしないでください。

I_{TH} (ピン2): エラーアンプの補償点。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0.5V~1.9Vです。

V_{FB} (ピン3): 帰還ピン。出力へ接続された外付け抵抗分割器からの帰還電圧を受け取ります。

GND (ピン4): グランド・ピン。

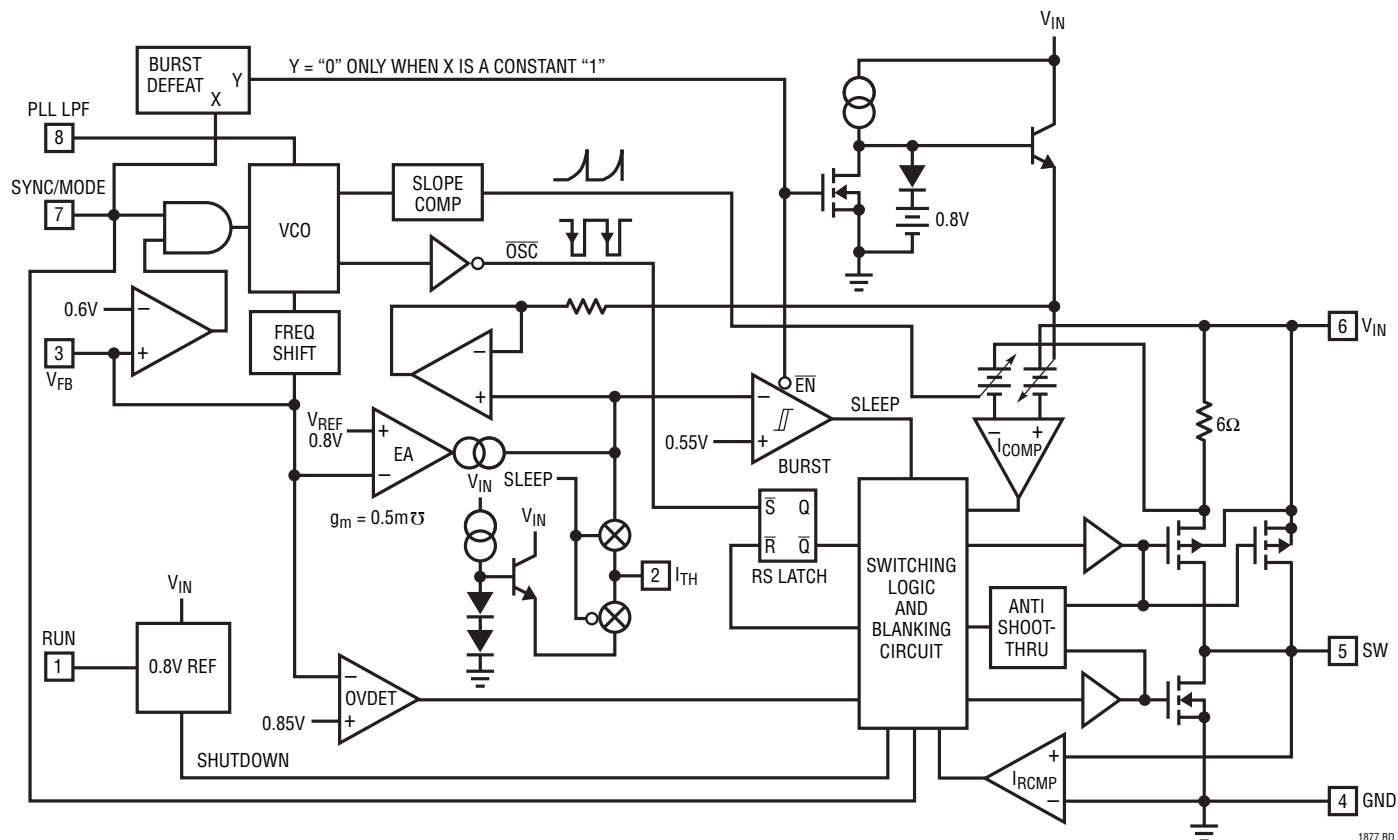
SW (ピン5): インダクタへのスイッチ・ノード接続ピン。このピンは内部のメイン・パワーMOSFETスイッチと同期パワーMOSFETスイッチのドレインに接続されています。

V_{IN} (ピン6): 主電源ピン。GND (ピン4)の近くでデカップリングする必要があります。

SYNC/MODE (ピン7): 外部クロック同期とモード選択の入力。外部クロックに同期させるには、周波数が400kHz~700kHzのクロックを印加します。Burst Mode動作を選択するには、このピンをV_{IN}に接続します。このピンを接地すると、パルス・スキップ・モードが選択されます。このピンをフロート状態のままにしないでください。

PLL LPF (ピン8): 位相検出器の出力と発振器の制御入力。外部同期させる場合は、このピンからグランドに直列RCローパス・ネットワークを接続します。このピンを使用しない場合は、オープンにしておくことができます。

機能ブロック図



1877 BD

動作 (機能ブロック図を参照)

LTC1877は、固定周波数電流モード降圧アーキテクチャを採用し、メイン・スイッチ(PチャンネルMOSFET)と同期スイッチ(NチャンネルMOSFET)の両方を内蔵しています。通常動作時、内部トップ・パワーMOSFETは、発振器がRSラッチをセットすると、サイクルごとにオンし、電流コンパレータ I_{COMP} がRSラッチをリセットするとオフします。 I_{COMP} がRSラッチをリセットするピーク・インダクタ電流は、エラーアンプEAの出力である I_{TH} ピンの電圧によって制御されます。「ピン機能」で説明したように、 V_{FB} ピンによってEAは外付け抵抗分割器から出力帰還電圧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帰還電圧がわずかに減少し、それによって平均インダクタ電流が新たな負荷電流と等しくなるまで、 I_{TH} 電圧が上昇します。トップMOSFETがオフの間、電流反転コンパレータ I_{RCMP} によって示されるようにインダクタ電流が逆流し始めるか、または次のクロック・サイクルが始まるまで、ボトムMOSFETはオンしています。

コンパレータOVDETは、フォールトが発生するとメイン・スイッチをオフし、フォールトがなくなるまでオフ状態に維持することにより、6.25%を超える過渡オーバーシュートからデバイスを保護します。

Burst Mode動作

LTC1877は、負荷要求に応じて内部パワーMOSFETを間欠動作させるBurst Mode動作が可能です。Burst Mode動作をイネーブルするには、単にSYNC/MODEピンを V_{IN} に接続するか、またはロジック“H”($V_{SYNC/MODE} > 1.5V$)にドライブします。Burst Mode動作をディスエーブルしてPWMパルス・スキップ・モードをイネーブルするには、SYNC/MODEピンをGNDに接続します。このモードでは、効率は軽負荷時には低くなりますが、出力負荷が50mAを超えるとBurst Mode動作と同等になります。パルス・スキップ・モードの利点は、出力リップルが小さく、オーディオ回路への干渉が少ないことです。

コンバータがBurst Modeで動作しているときは、 I_{TH} 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約250mAに設定されます。インダクタの平均電流が負荷要件よりも大きいと、 I_{TH} ピンの電圧は低下します。 I_{TH} の電圧が約0.55Vを下回ると、BURSTコンパレータがトリップし、内部スリープ・ラインが“H”になり、両方のパワーMOSFETがオフします。次に、 I_{TH} ピンはEAアンプの出力から切り離され、グラウンドよりダイオード1個分の電圧だけ高くなります。

スリープ・モードでは、両方のパワーMOSFETがオフに保持され、内部回路のほとんどが部分的にオフされて、消費電流が10 μ Aに減少します。負荷電流はこのとき出力コンデンサだけから供給されています。出力電圧が低下すると、 I_{TH} ピンは再びEAアンプの出力に接続され、トップMOSFETが再びオンし、このプロセスが繰り返されます。

短絡保護

出力がグラウンドに短絡すると、発振器の周波数は公称周波数の1/7である約80kHzに低下します。この周波数フォールドバックにより、インダクタ電流は長時間かけて減衰するので暴走を免れます。 V_{FB} が上昇して0.3Vを超すと、発振器の周波数は徐々に550kHz(または同期周波数)まで増加します。

周波数同期

LTC1877ではフェーズロック・ループ(PLL)を使用できるので、内部発振器はSYNC/MODEピンに接続される外部ソースに同期することができます。また、PLL LPFピンの位相検出器の出力は400kHz~700kHzに相当する0V~2.4Vの範囲で動作します。ロックされると、PLLはトップMOSFETのターンオンを同期信号の立ち上がりエッジに揃えます。

LTC1877が外部ソースでクロック駆動されるときには、Burst Mode動作はディスエーブルされ、LTC1877はPWMパルス・スキップ・モードで動作します。このモードでは、出力負荷が非常に小さいと、電流コンパレータ I_{COMP} が数サイクルにわたってトリップされたままになり、同じサイクル数だけメイン・スイッチがオフ状態を保持します。出力負荷をわずかに増加させると、固定周波数PWM動作を再開できます。このモードは適度な低電流効率を達成しながら、出力リップル、オーディオ・ノイズ、およびRF干渉を低減します。

帰還電圧 V_{FB} が0.6Vより低くなると、周波数同期が禁止されます。これにより、短絡保護のための周波数フォールドバックに対する外部クロックの干渉が防止されます。

動作

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、デューティ・サイクルは最大オン時間に向かって増加します。電源電圧がさらに低下すると、デューティ・サイクルが100%に達するまで、メイン・スイッチは1サイクルを超えてオン状態を保持します。このときの出力電圧は、(入力電圧) - (内部PチャンネルMOSFETとインダクタ間の電圧降下)になります。

低電源動作

LTC1877は最小2.65Vの入力電源電圧で動作できるように設計されていますが、このような低い電圧では最大許容出力電流が減少します。各種出力電圧に対する、最大出力電流の減少と入力電圧の関係を図1に示します。

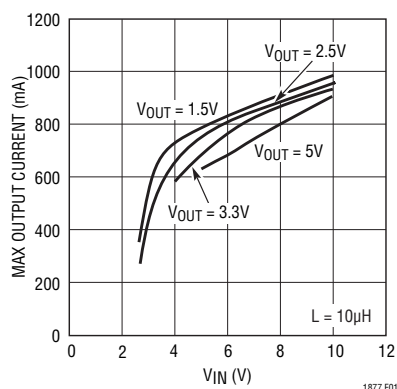


図1. 最大出力電流と入力電圧

忘れてはならないもう一つの重要な点は、入力電源電圧が低くなると、Pチャンネル・スイッチの $R_{DS(ON)}$ が増加することです。したがって、LTC1877を低い入力電圧および100%デューティ・サイクルで使用するときには、電力損失を計算しなければなりません(「アプリケーション情報」の「熱に関する検討事項」を参照)。

スロープ補償とインダクタのピーク電流

スロープ補償により、高いデューティ・サイクルでの低調波発振が防止されるので、固定周波数アーキテクチャでの安定性が得られます。これは、40%を超えるデューティ・サイクルでインダクタ電流信号に補償ランプを追加することによって内部で実現されます。その結果、40%を超えるデューティ・サイクルでは最大インダクタ・ピーク電流が減少します。このインダクタ・ピーク電流の減少とデューティ・サイクルの関係を図2のグラフに示します。

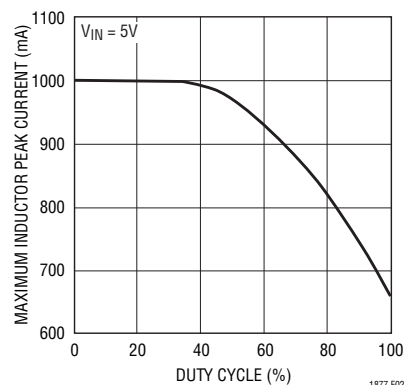


図2. 最大インダクタ・ピーク電流とデューティ・サイクル

アプリケーション情報

基本的なLTC1877の応用回路を最初のページに示します。外付け部品の選択は負荷要件に基づいて行われ、まずLを選択し、次に C_{IN} と C_{OUT} を選択します。

インダクタ値の計算

インダクタの選択は、LTC1877の動作周波数によって決まります。内部の公称周波数は550kHzですが、400kHz~700kHzの範囲で外部同期が可能です。

動作周波数とインダクタの選択には相関関係があり、動作周波数が高いほど、より小型のインダクタとコンデンサ値を使用できます。ただし、動作周波数が高くなると、内部ゲート電荷の損失が増加するため、一般に効率が低下します。

インダクタの値はリップル電流に直接影響を与えます。リップル電流 ΔI_L 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。

$$\Delta I_L = \frac{1}{(f)(L)} V_{OUT} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \quad (1)$$

アプリケーション情報

大きな ΔI_L の値を許容すれば、低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出発点は、 $\Delta I_L = 0.4(I_{MAX})$ です。

インダクタ値はBurst Mode動作にも影響を及ぼします。インダクタ電流のピークが約250mAに低下すると、低電流動作への移行が開始されます。インダクタ値を低くする(ΔI_L を高くする)と、より低負荷電流時にこれが発生し、低電流動作範囲の上の部分で効率が低下する可能性があります。Burst Mode動作では、インダクタンス値が小さくなると、バースト周波数が高くなります。

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低価格の鉄粉コアで生じるコア損失を一般に許容できないので、より高価なフェライト、Molypermalloy、またはKool M μ コアを使用しなければなりません。インダクタ値が一定の場合、実際のコア損失はコア・サイズには左右されませんが、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。

フェライトを使った設計ではコア損失がきわめて小さく、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・コアの材質は急激に飽和するため、設計した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、インダクタのリップル電流が急増し、出力電圧リップルが増加します。コアは絶対に飽和させないでください。

Kool M μ (Magnetics, Inc. 製) は、ソフトな飽和特性を備えたトロイドに最適な低損失コア材料です。Molypermalloyを使用すると、スイッチング周波数が高いとき(>200kHz)に効率が若干向上しますが、コストはかなり高くなります。トロイドは特に多層巻線が使用できるときに、スペース利用効率が非常に高くなります。また、ポビン巻きのインダクタは一般に表面実装が容易です。Coiltronics、Coilcraft、Dale、およびスミダ電機から表面実装インダクタの新製品を入手できます。

C_{IN}およびC_{OUT}の選択

連続モードでは、トップMOSFETのソース電流はデューティ・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、最大RMS電流に対応できるサイズの低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。

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

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。コンデンサの製造元の定めるリップル電流定格は、多くの場合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ことを推奨します。設計でのサイズまたは高さの要件に適合させるため、何個かのコンデンサを並列に接続することもできます。疑問点については、必ず製造元に問い合わせてください。

C_{OUT}は必要な等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。一般に、ESR要件を満たささえすれば、その容量はフィルタリングに対して十分です。出力リップル ΔV_{OUT} は次式から求められます。

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

ここで、 f = 動作周波数、 C_{OUT} = 出力容量、 ΔI_L = インダクタのリップル電流です。 ΔI_L は入力電圧に応じて増加するので、出力リップルは入力電圧が最大のときに最も大きくなります。LTC1877では、適切に動作させるための一般則は以下のようになります：

$$C_{OUT}の所要ESR < 0.25\Omega$$

より小さい出力容量を使用することを選択すると、周波数に依存する項によって出力リップル電圧が上昇しますが、ESRが非常に小さいコンデンサを使用してリップル電圧を低く維持すれば補償できます。 I_{TH} ピンの補償部品は、選択した出力コンデンサに関係なく、安定した高性能過渡応答を提供するよう最適化できます。

アプリケーション情報

ESRはコンデンサの物理的な大きさに直接関係します。高性能コンデンサは、太陽誘電、AVX、Sprague、Kemet、三洋電機などの製造元から入手できます。三洋電機が供給するPOSCAP固体電解コンデンサはESR/サイズ比が小さいので、出力のバルク・コンデンサとして最適です。C_{OUT}のESR要件を満たせば、RMS電流定格は一般にI_{ripple}(P-P)要件をはるかに上回ります。

タンタル・コンデンサを使用する場合、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不可欠です。ケースの高さが2mm～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。他のコンデンサ・タイプとしては、KEMET T510およびT495シリーズ、Sprague 593Dおよび595Dシリーズがあります。他の特長については、製造元にお問い合わせください。

出力電圧の設定

出力電圧は次式に従って抵抗分割器によって設定されます。

$$V_{OUT} = 0.8V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) \quad (2)$$

図3に示すように、外付け抵抗分割器が出力に接続されているため、電圧のリモート・センスが可能となります。

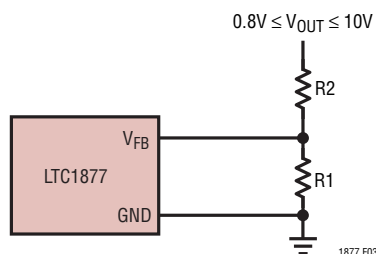


図3. LTC1877の出力電圧の設定

フェーズロック・ループと周波数同期

LTC1877は電圧制御発振器とフェーズロック・ループで構成される位相検出器を内蔵しています。これにより、トップMOSFETのターンオンを外部周波数源の立ち上がりエッジにロックさせることができます。電圧制御発振器の周波数範囲は400kHz～700kHzです。使用されている位相検出器はエッジに反応するデジタル・タイプで、外部発振器と内部発振器の位相のずれを0度にします。このタイプの位相検出器は、V_{CO}の中心周波数の高調波に近い入力周波数にはロックアップしません。PLLのホールドイン範囲(Δf_H)は、キャプチャ範囲(Δf_H = Δf_C = ±150kHz)と等しくなります。

位相検出器の出力は、PLL LPFピンに接続された外部フィルタ・ネットワークを充放電する一対の相補的な電流源です。PLL LPFピンの電圧と動作周波数の関係を図4に示します。また、図5に簡略ブロック図を示します。

外部周波数(V_{SYNC/MODE})が550kHzの中心周波数より高いときは、継続的に電流がソースされ、PLL LPFピンをプルアップします。外部周波数が550kHzより低いときは、継続的に電流がシンクされ、PLL LPFピンをプルダウンします。外部周波数と内部周波数が同じでも、位相差がある場合は、位相差に相当する時間だけ電流源がオンします。したがって、PLL LPFピンの電圧は、外部発振器と内部発振器の位相と周波数が等しくなるまで調整されます。この安定した動作点では、位相コンパレータ出力がハイ・インピーダンスとなり、フィルタ・コンデンサC_{LP}がその電圧を保持します。

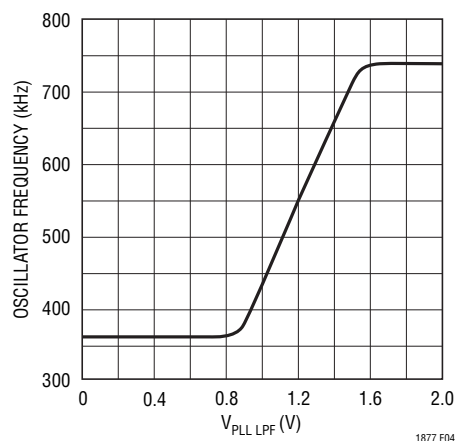


図4. PLL LPFピンの発振周波数と電圧の関係

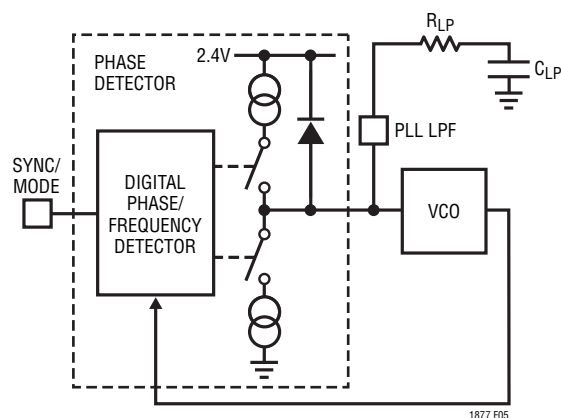


図5. フェーズロック・ループのブロック図

アプリケーション情報

ループ・フィルタ部品 C_{LP} と R_{LP} により、位相検出器からの電流パルスが平滑化され、電圧制御発振器に安定した入力が入力が供給されます。フィルタ部品 C_{LP} と R_{LP} により、ループがロックする速度が決定されます。一般に、 $R_{LP} = 10k$ 、 $C_{LP} = 2200pF \sim 0.01\mu F$ です。外部クロックに同期しない場合、 V_{CO} への内部接続が切断されます。これにより、 $V_{PLL LPF}$ ピンのDC電圧による内部発振周波数の設定が不可能になります。

効率に関する検討事項

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。

$$\text{効率} = 100\% - (L1 + L2 + L3 + \dots)$$

ここで、 $L1$ 、 $L2$ などは入力電力に対するパーセンテージで表される個々の損失です。

回路内の電力を消費するすべての要素で損失が生じますが、LTC1877回路の損失の大部分は一般に、 V_{IN} の消費電流と I^2R 損失という2つの主要な要因によるものです。非常に小さい負荷電流では V_{IN} の消費電流による損失が効率の損失を左右するのに対して、中程度から大きい負荷電流では I^2R 損失が効率の損失を左右します。標準的な効率プロットでは、非常に小さい負荷電流での効率曲線は、実際の電力損失が図6に示すように大きくはないので、誤解を招くおそれがあります。

1. V_{IN} の消費電流は2つの要素、つまり「電気的特性」で示したDCバイアス電流と、内部メイン・スイッチと同期スイッチのゲート電荷電流で構成されます。ゲート電荷電流は、内部パワーMOSFETスイッチのゲート容量を切り替えるときに流れます。ゲートが“H”から“L”、そして再び“H”に切り替わるたびに、微小電荷 dQ が V_{IN} からグラウンドに移動します。したがって、 dQ/dt が V_{IN} から流出する電流であり、一般にDCバイアス電流より大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ です。ここで、 Q_T と Q_B は内部のトップ・スイッチとボトム・スイッチのゲート電荷です。DCバイアス損失とゲート電荷損失はどちらも V_{IN} に比例するので、それらの影響は電源電圧が高いほど顕著になります。

2. I^2R 損失は、内部スイッチの抵抗 R_{SW} と外部インダクタの抵抗 R_L から計算されます。連続モードでは、インダクタ L を流れる平均出力電流は、メイン・スイッチと同期スイッチの間で「こま切れ」にされます。したがって、SWピンに対する直列抵抗は、次式のように、トップMOSFETとボトムMOSFET両方の $R_{DS(ON)}$ およびデューティ・サイクル(DC)と相関関係があります。

$$R_{SW} = (R_{DS(ON)TOP} (DC) + (R_{DS(ON)BOT} (1-DC)))$$

トップMOSFETとボトムMOSFET両方の $R_{DS(ON)}$ は、「標準的性能特性」の曲線から求めることができます。したがって、 I^2R 損失は、 R_L に R_{SW} を加え、その結果に平均出力電流の2乗を掛けるだけで求めることができます。

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、一般に全追加損失の2%以下に過ぎません。

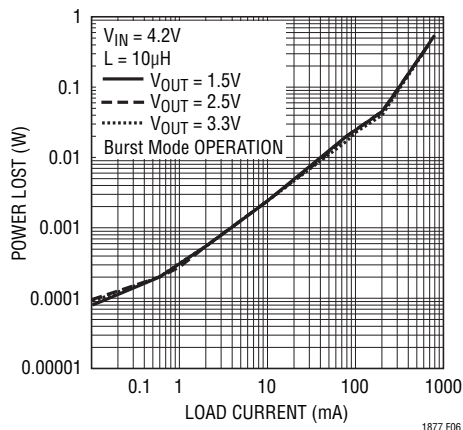


図6. 電力損失と負荷電流

熱に関する検討事項

ほとんどのアプリケーションにおいて、LTC1877は効率が高いため大きな発熱はありません。ただし、周囲温度が高く、(ドロップアウト状態のように)低い電源電圧、高いデューティ・サイクルで動作するアプリケーションでは、発熱がデバイスの最大接合部温度を超えるおそれがあります。接合部温度が約 $150^{\circ}C$ に達すると、両方のパワー・スイッチがオフし、SWノードがハイ・インピーダンスになります。

アプリケーション情報

LTC1877が最大接合部温度を超えないようにするには、なんらかの熱解析を行う必要があります。熱解析の目的は、消費される電力によってデバイスの最大接合部温度を超えるかどうかを判断することです。温度上昇は次式で求められます。

$$T_R = (P_D) (\theta_{JA})$$

ここで、 P_D はレギュレータの電力損失、 θ_{JA} はダイの接合部から周囲温度への熱抵抗です。

接合部温度(T_J)は、次式で求められます。

$$T_J = T_A + T_R$$

ここで、 T_A は周囲温度です。

一例として、入力電圧が3V、負荷電流が500mA、周囲温度70°Cでドロップアウト状態のLTC1877について検討します。「標準的性能特性」のスイッチ抵抗のグラフから、Pチャネル・スイッチの $R_{DS(ON)}$ は70°Cで約0.9Ωです。したがって、デバイスの電力損失は次のとおりです。

$$P_D = I_{LOAD}^2 \cdot R_{DS(ON)} = 0.225W$$

MSOPパッケージの場合、 θ_{JA} は150°C/Wです。したがって、レギュレータの接合部温度は、次のようになります。

$$T_J = 70^\circ C + (0.225) (150) = 104^\circ C$$

これは125°Cの最大接合部温度より低い値です。

もっと高い電源電圧ではスイッチ抵抗($R_{DS(ON)}$)が減少するので、接合部温度がさらに低くなります。

過渡応答のチェック

レギュレータのループ応答は、負荷過渡応答を見てチェックすることができます。スイッチング・レギュレータは負荷電流のステップに反応するのに数サイクルを要します。負荷ステップが発生すると、 V_{OUT} は($\Delta I_{LOAD} \cdot ESR$)と等しい量だけ直ちにシフトします。ここで、 ESR は C_{OUT} の等価直列抵抗です。また、 ΔI_{LOAD} により C_{OUT} の充電または放電が始まるので、帰還誤差信号が発生します。すると、レギュレータ・ループが作動して V_{OUT} を定常値に戻します。この回復期間に V_{OUT} をモニターして、安定性に問題があることを示すオーバーシュートやリングがないかチェックすることができます。この内部補償によ

り、ほとんどのアプリケーションに対して適切な補償を行うことができます。ただし、さらに補償が必要な場合は、図7に示すように R_C 、 C_{C1} を使って I_{TH} ピンによって外部補償を行うことができます。(一般に、ノイズ・デカップリングには220pFコンデンサ C_{C2} が必要です。)

次に、大容量(>1μF)電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷への切り替えによって、さらに大きな過渡が発生します。放電しきったバイパス・コンデンサは実質的に C_{OUT} と並列接続状態になるため、 V_{OUT} が急速に降下します。負荷スイッチの抵抗が小さく、しかもそのスイッチが高速でドライブされると、どんなレギュレータでもこの問題を防止するのに十分な電流を供給することはできません。唯一の解決策は、スイッチ・ドライブの立ち上がり時間を制御して、負荷の立ち上がり時間を約($25 \cdot C_{LOAD}$)に制限することです。したがって、3.3Vまで充電される10μFのコンデンサには250μsの立ち上がり時間が必要で、充電電流は約130mAに制限されます。

PC基板レイアウトのチェックリスト

PC基板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LTC1877が正しく動作するようにします。これらの項目は図7のレイアウト図にも示してあります。レイアウトでは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・グランドが分かれていますか？ LTC1877の信号グランドは、抵抗分割器、オプションの補償ネットワーク(R_C と C_{C1})、および C_{C2} で構成されます。パワー・グランドは、 C_{IN} の(-)プレート、 C_{OUT} の(-)プレート、およびLTC1877のピン4で構成されます。パワー・グランドのトレースは、短く、真っ直ぐに、幅広くします。信号グランドとパワー・グランドは、スター・グランドの共通ノードに集まるような構成にしなければなりません。
2. V_{FB} ピンは帰還抵抗に直接接続されていますか？ 抵抗分割器 $R1/R2$ 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。
3. C_{IN} の(+)プレートは V_{IN} にできるだけ近づけて接続されていますか？ このコンデンサは内部パワーMOSFETにAC電流を供給します。
4. スwitchング・ノードSWを敏感な小信号ノードから離します。

アプリケーション情報

設計例

設計例として、LTC1877を1セル・リチウムイオン・バッテリーで駆動する携帯電話アプリケーションに使用すると仮定します。入力電圧は最大4.2Vから約2.7Vまでの範囲で動作します。負荷電流要件は最大0.3A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の効率が重要です。出力電圧は2.5Vです。この情報から、式(1)を使ってLを計算することができます。

$$L = \frac{1}{f(\Delta I_L)} V_{OUT} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \quad (3)$$

式(3)に $V_{OUT} = 2.5V$ 、 $V_{IN} = 4.2V$ 、 $\Delta I_L = 120mA$ 、 $f = 550kHz$ を代入すると次のようになります。

$$L = \frac{2.5V}{550kHz(120mA)} \left(1 - \frac{2.5V}{4.2V}\right) = 15.3\mu H$$

このアプリケーションでは、 $15\mu H$ のインダクタで十分です。最高の効率を得るには、1Aのインダクタと 0.25Ω 以下の抵抗を直列に接続します。

C_{IN} は全温度で最低0.15AのRMS電流定格が必要であり、 C_{OUT} は 0.25Ω 以下のESRが必要です。ほとんどのアプリケーションでは、これらのコンデンサの要件は大体似ています。

帰還抵抗のR1には412kを使用します。R2は式(2)から次のように計算できます。

$$R2 = \left(\frac{V_{OUT}}{0.8} - 1\right) R1 = 875.5k; \text{ use } 887k$$

図8に全体回路図とその効率曲線を示します。

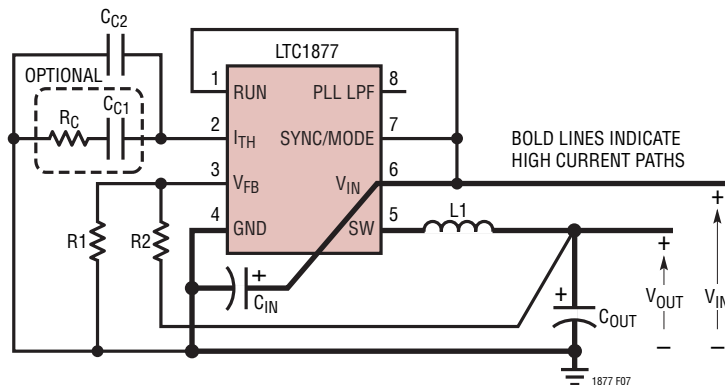


図7. LTC1877のレイアウト図

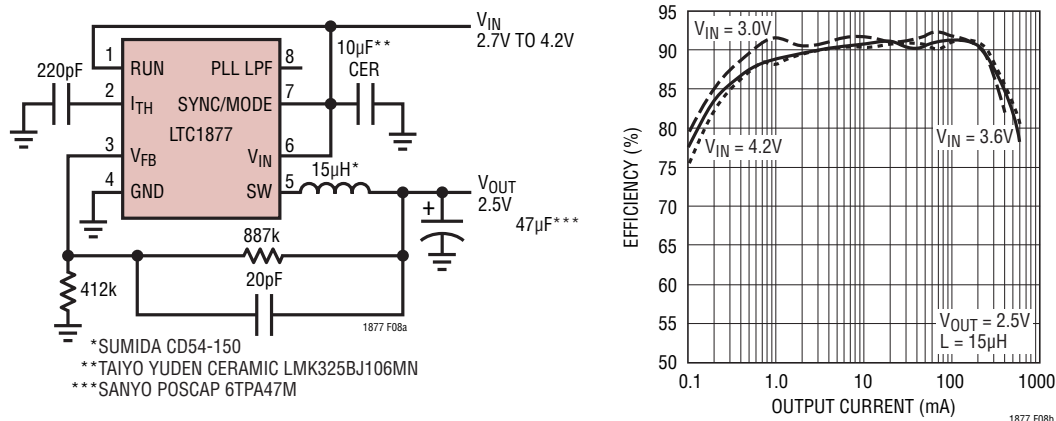
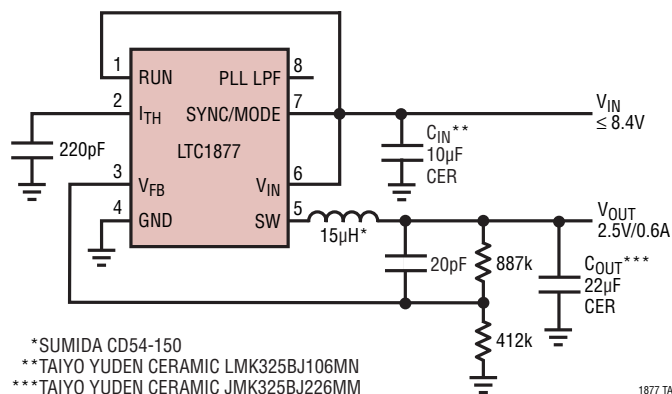


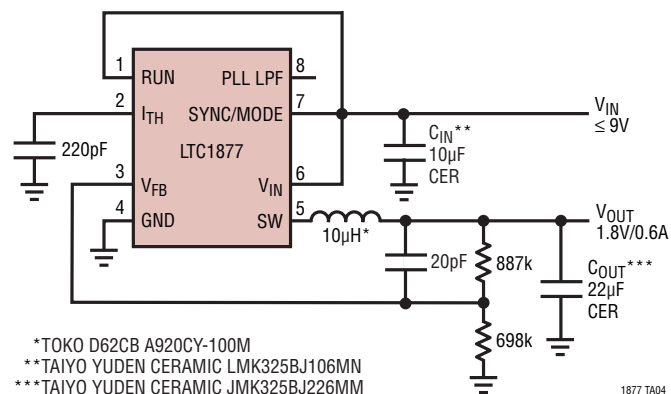
図8. 設計例の、1セル・リチウムイオン・バッテリーから2.5V/0.3Aへのレギュレータ

標準的応用例

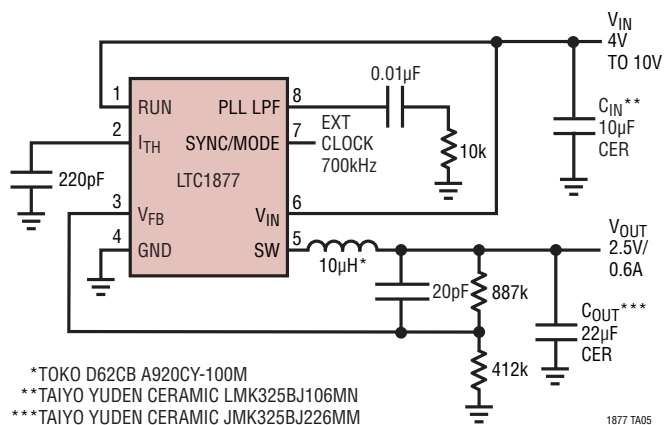
すべてセラミック・コンデンサを使用した、
2セル・リチウムイオン・バッテリーから2.5V/0.6Aへのレギュレータ



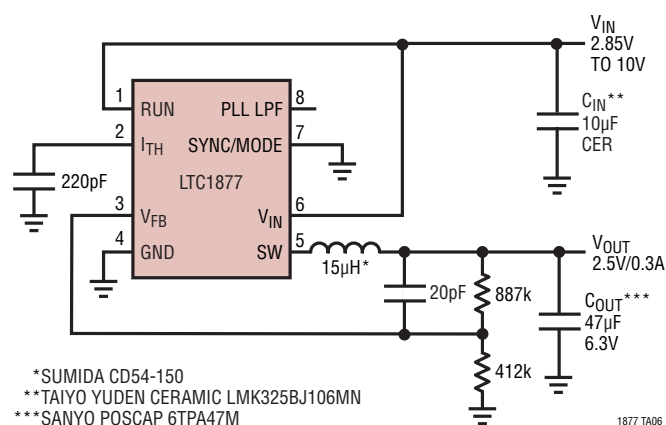
すべてセラミック・コンデンサを使用した、
4セル～6セルNiCd/NiMHバッテリーから1.8V/0.6Aへのレギュレータ



すべてセラミック・コンデンサを使用した
外部同期式2.5V/0.6Aレギュレータ



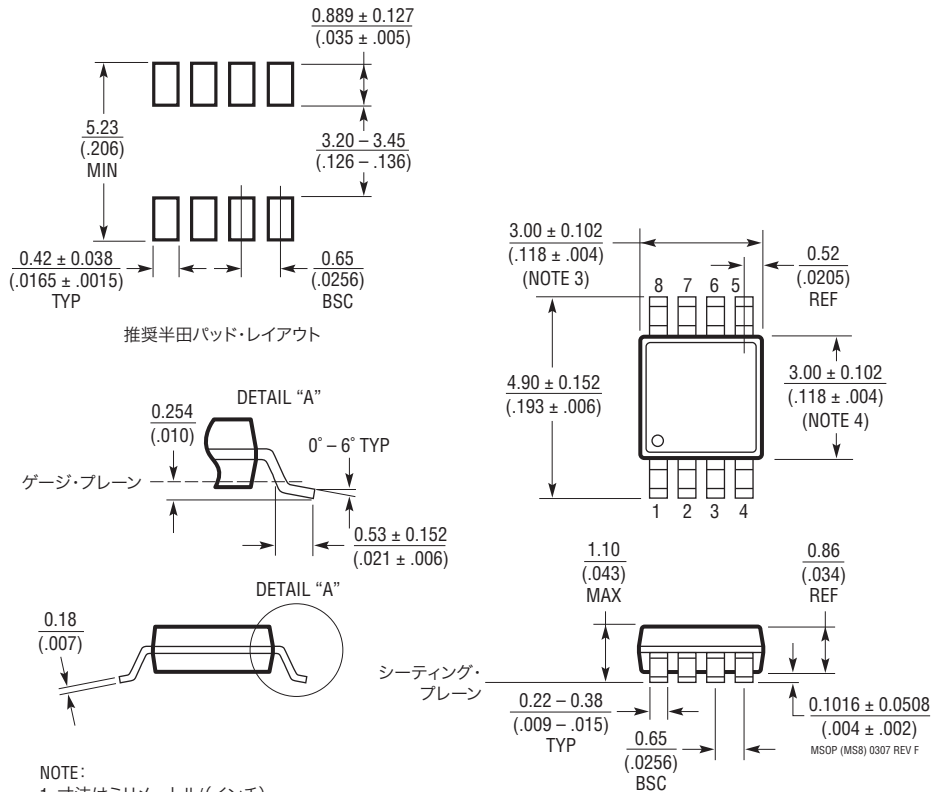
低ノイズ2.5V/0.3Aレギュレータ



パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/> をご覧ください。

MS8パッケージ
8ピン・プラスチックMSOP
 (Reference LTC DWG # 05-08-1660 Rev F)



NOTE:

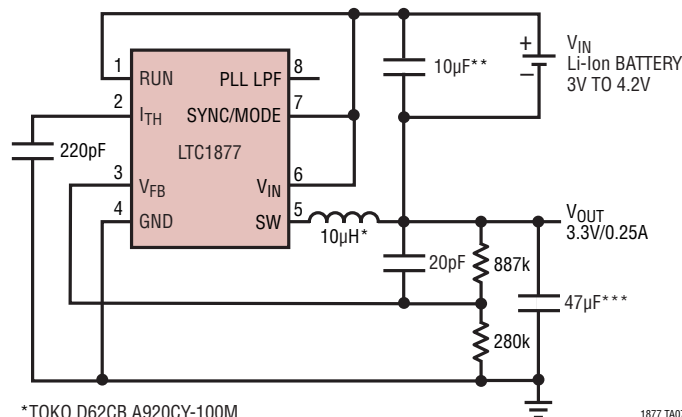
1. 寸法はミリメートル(インチ)
2. 図は実寸とは異なる
3. 寸法にはモールドのバリ、突出部、またはゲートのバリを含まない
モールドのバリ、突出部、またはゲートのバリは、各サイドで0.152mm (0.006")を超えないこと
4. 寸法には、リード間のバリまたは突出部を含まない
リード間のバリまたは突出部は、各サイドで0.152mm (0.006")を超えないこと
5. リードの平坦度(成形後のリードの底面)は最大0.102mm (0.004")であること

改訂履歴 (改訂履歴はRev Bから開始)

| REV | 日付 | 概要 | ページ番号 |
|-----|-------|-----------------------------------|-------|
| B | 11/11 | LTC1877IMS8の製品マーキングをLTLUからLTLVに修正 | 2 |

標準的応用例

1セル・リチウムイオン・バッテリーから3.3V/0.3Aへのレギュレータ



*TOKO D62CB A920CY-100M
 **TAIYO YUDEN CERAMIC LMK325BJ106MN
 ***SANYO POSCAP 6TPA47M

1877 TA07

関連製品

| 製品番号 | 説明 | 注釈 |
|-----------------------------------|----------------------------|--------------------------------------------------------------------------|
| LTC1174/LTC1174-3.3/ LTC1174-5 | 高効率降圧および反転DC/DCコンバータ | モノリシック・スイッチング・レギュレータ、最大450mAの I_{OUT} 、Burst Mode動作 |
| LTC1265 | 1.2A、高効率降圧DC/DCコンバータ | 一定オフ時間、モノリシック、Burst Mode動作 |
| LT [®] 1375/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、同期整流式降圧コンバータ | 24ピン細型SSOP |
| LTC1474/LTC1475 | 低消費電流降圧DC/DCコンバータ | モノリシック、最大250mAの I_{OUT} 、 $I_Q = 10\mu A$ 、8ピンMSOP |
| LTC1504A | モノリシック同期整流式降圧スイッチング・レギュレータ | 低コスト、電圧モード、最大500mAの I_{OUT} 、 $V_{IN}: 4V \sim 10V$ |
| LTC1622 | 低入力電圧、電流モード降圧DC/DCコントローラ | 高周波数、高効率、8ピンMSOP |
| LTC1626 | 低電圧、高効率降圧DC/DCコンバータ | モノリシック、一定オフ時間、最大600mAの I_{OUT} 、低電源電圧範囲: 2.5V~6V |
| LTC1627 | モノリシック同期整流式降圧スイッチング・レギュレータ | 固定周波数、最大500mAの I_{OUT} 、二次巻線レギュレーション、 $V_{IN}: 2.65V \sim 8.5V$ |
| LTC1701 | モノリシック電流モード降圧スイッチング・レギュレータ | 一定オフ時間、最大500mAの I_{OUT} 、1MHz動作、 $V_{IN}: 2.5V \sim 5.5V$ |
| LTC1707 | モノリシック同期整流式降圧スイッチング・レギュレータ | 1.19Vの V_{REF} ピン、固定周波数、最大600mAの I_{OUT} 、 $V_{IN}: 2.65V \sim 8.5V$ |
| LTC1735 | 高効率、同期整流式降圧コンバータ | 16ピンSOおよびSSOP、最大36Vの V_{IN} 、フォールト保護 |
| LTC1772 | 低入力電圧、電流モード降圧DC/DCコントローラ | 550kHz、6ピンSOT-23、最大5Aの I_{OUT} 、 $V_{IN}: 2.2V \sim 10V$ |
| LTC1878 | 高効率モノリシック降圧レギュレータ | 550kHz、MS8、最大6Vの V_{IN} 、 $I_Q = 10\mu A$ 、最大600mAの I_{OUT} |