

## 軽負荷アプリケーション用 超低消費電流DC/DCコンバータ - デザインノット 142

Sam Nork

安定化電源を必要とする軽負荷バッテリー・アプリケーションでは、DC/DCコンバータを流れる消費電流が平均バッテリー電流のかなりの部分を占めています。このようなアプリケーションでは、バッテリーの寿命が延びたり残りの回路に供給可能な電力が増加するため、DC/DCコンバータの消費電流を最小限に抑えることが主な目的になります。以下の2つの回路は安定化された昇圧および降圧DC/DC変換を実行し、消費電流が特別低いものです。

2セルから5Vへの変換、 $I_Q = 12\mu A$

図1の回路は2V ~ 5V入力から安定化された5V出力を生成し、消費電流はわずか12 $\mu A$ (標準)です。LTC<sup>®</sup>1516はバースト・モード™動作を使用して安定化5V出力を供給するチャージ・ポンプDC/DCコンバータです。

この回路は出力安定化時に、内部チャージ・ポンプをディスエーブルすることによって超低消費電流を達成しています。チャージ・ポンプは、出力負荷により $C_{OUT}$ の電圧が約80mV低下したときのみイネーブルされます。外付けコンデンサ $C1$ および $C2$ は、出力が上昇して安定状態に復帰するまで、電荷を $V_{IN}$ から $V_{OUT}$ に転送するのに使用されます。この安定化手法では、出力に約100mVの電圧リップルが現れます。

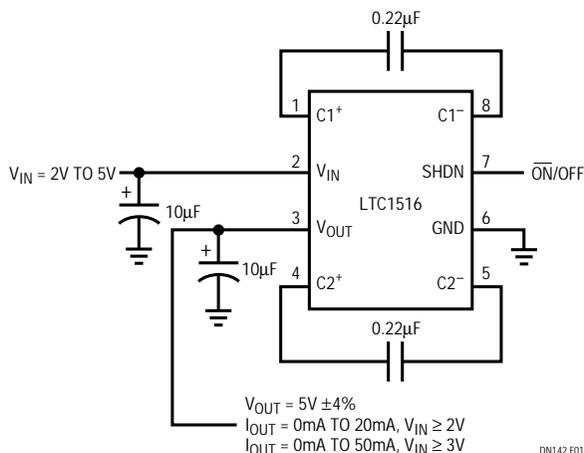


図1. 2V ~ 5V入力からの安定化5V出力

この回路は最大50mAの出力電流 ( $V_{IN} \geq 3V$ の場合)を供給可能です。図2に示すとおり、50 $\mu A$ という低い負荷電流で標準効率70%を超えます。

12 $\mu A$ の消費電流は多くのバッテリーの自己放電定格より低いので、LTC1516の低消費電流が不必要に5V電源のシャットダウンを引き起こす可能性があります。しかし、このデバイスはさらに電力を節約するために、1 $\mu A$ シャットダウン・モードも備えています。

超低消費電流 ( $I_Q < 5\mu A$ )の安定化電源

LTC1516は $V_{OUT}$ からわずか1.5 $\mu A$ しか消費しない内部抵抗分割器を備えています。無負荷状態の間、 $C_{OUT}$ が10 $\mu F$ の $V_{OUT}$ での内部負荷による降下はわずか150mV/秒です。5Hz ~ 100Hzの周波数、95% ~ 98%デューティ・サイクルの

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。

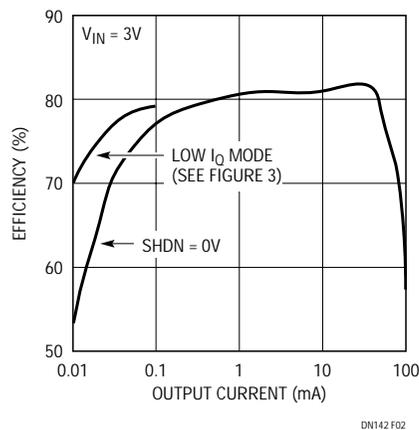


図2. 効率と出力電流

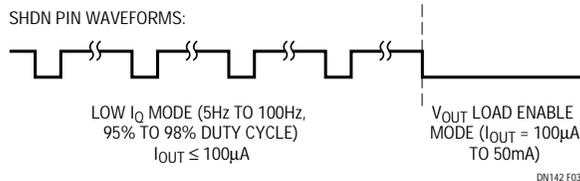


図3. 超低消費電流のためのSHDNピンの波形

信号をSHDNピンに印加すれば、図1の回路は確実に無負荷または低負荷状態で安定化を維持可能な頻度でシャットダウンから抜けます。このデバイスは、ほとんどシャットダウン状態になっているので、無負荷時の消費電流は(図4参照)( $V_{OUT}$ )(1.5 $\mu$ A)/( $V_{IN}$ )(効率)の式にほぼ等しくなります。

LTC1516は出力をセンスし、それを安定化状態に維持する時間が必要なので、最小200 $\mu$ sの間シャットダウンから解放しなければなりません。 $V_{OUT}$ 負荷電流が増加したら、デバイスがシャットダウンから抜け出す頻度も多くして、オフ・フェーズの間に $V_{OUT}$ が4.8V以下に降下するのを防止しなければなりません。SHDNピンに100Hz、98%デューティ・サイクルの信号を印加すると、最大100 $\mu$ Aの負荷電流で適切な安定化が保証されます。100 $\mu$ A以上の負荷電流が必要なときは、通常動作時と同様にSHDNピンを'L'に強制しなければなりません。 $V_{IN}$  = 3Vのときのこの回路の標準無負荷電源電流はわずか3.2 $\mu$ Aです。

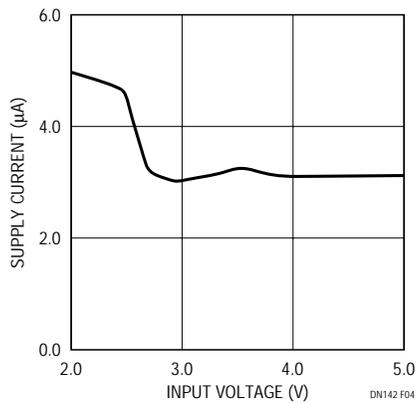


図4. 低 $I_Q$ モード時の無負荷 $I_{CC}$ と入力電圧

消費電流が5 $\mu$ A以下のマイクロパワー・LDOレギュレータ

図5に示すマイクロパワー・リニア・レギュレータは5 $\mu$ A以下の消費電流で、3.3Vの安定化出力を供給します。このように動作電流が低いので、標準9Vのアルカリ・バッテリーは10年間このレギュレータに電力を供給することが可能です。

回路動作は非常に明解です。LTC1440の内部リファレンスは帰還コンパレータの1つの入力に接続されます。R2とR3によって形成される帰還電圧分割器が出力電圧を設定します。コンパレータの出力はQ1、Q2、R1、R4で形成される電流源をイネーブルします。LTC1440の出力が'L'のとき、Q1がターンオンして、出力コンデンサC4を充電する電流を流します。R4、Q1、Q2によって形成されるローカル帰還回路は、 $V_{IN}$ からC4に流れる定電流源を作ります。ピーク充電電流はR4とQ2の $V_{BE}$ によって設定され、グランドへの出力

短絡時には電流制限も行います。図5に示す値で、レギュレータは最小4.8Vの入力(つまり、完全に放電した9Vバッテリーから)で少なくとも10mAの出力電流を供給することが保証されています。

レギュレータは従来のリニア帰還ループの代わりに、ヒステリシス付き帰還ループを使用しているため、ループの安定性を補償する必要はありません。また、コンパレータの利得が非常に高いので、優れた負荷安定性と過度応答を提供します。ただし、LTC1516のようにコンパレータのヒステリシスが必ず少量の出力リップルを発生します。出力リップルはフィードフォワード・コンデンサC3(図6参照)により10mV~20mVピーク・ツー・ピークに低減することができますが、無負荷消費電流は約1.5 $\mu$ Aだけ増加しますが、C3がない場合、消費電流は約4.5 $\mu$ Aですが、出力リップルは50mV~100mVピーク・ツー・ピークです。

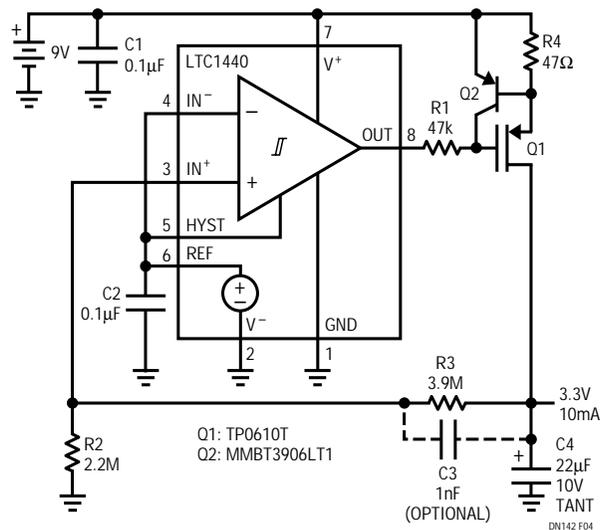


図5. マイクロパワー・LDOレギュレータ

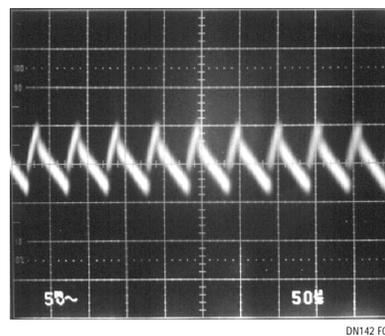


図6. 1nFフィードフォワード・コンデンサを使用したときの標準出力リップル