

## 特長

- 1個のインダクタ
- 出力電圧を上回る/下回る、あるいは等しいバッテリ電圧で固定周波数動作
- 同期整流:最大 96%の効率
- バーストモード®動作時の消費電流:25µA
- 最大 600mA の連続出力電流
- ショットキーダイオードが不要( $V_{OUT} < 4.3V$ )
- シャットダウン時に $V_{OUT}$ を $V_{IN}$ から切断
- 2.5V~5.5V の入出力範囲
- プログラム可能な発振周波数:300kHz~2MHz
- 同期可能な発振器
- バーストモード・イネーブル制御
- シャットダウン電流: < 1µA
- 熱特性が改善された小型 10 ピン MSOP パッケージ

## アプリケーション

- パームトップ・コンピュータ
- ハンドヘルド機器
- MP3 プレイヤ
- デジタル・カメラ

## 概要

LTC®3440は出力電圧を上回るまたは下回る入力電圧でも、また出力電圧と等しい入力電圧でも動作する高効率の固定周波数昇降圧 DC/DC コンバータです。このデバイスはあらゆる動作モードで連続伝達関数方式を採用しているので、出力電圧がバッテリ電圧の範囲内にある 1 セル・リチウムイオン、マルチセルのアルカリまたは NiMH アプリケーションに最適です。

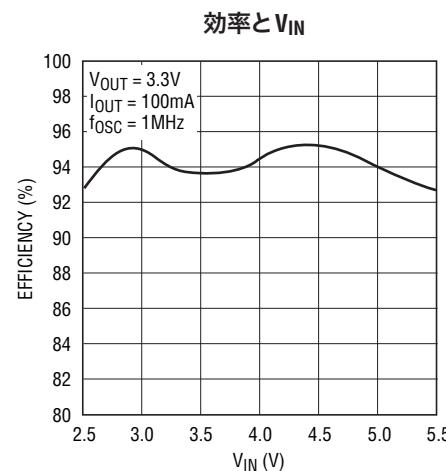
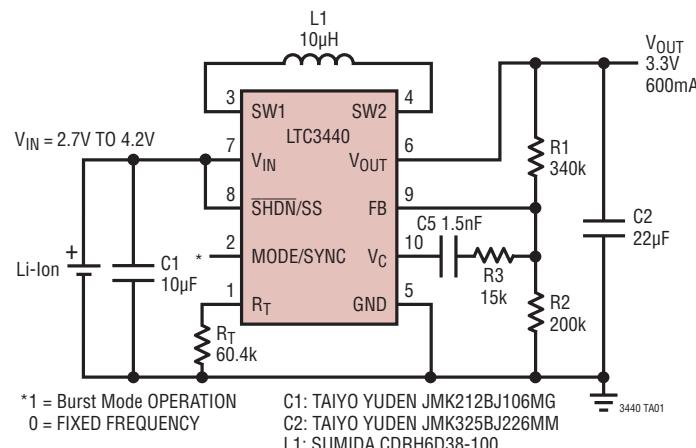
このデバイスは 2 つの 0.19Ω N チャネル MOSFET スイッチと 2 つの 0.22Ω P チャネル・スイッチを内蔵しています。スイッチング周波数は外付け抵抗で最大 2MHz まで設定可能で、発振器は外部クロックに同期可能です。消費電流はバーストモード動作時にはわずか 25µA で、携帯アプリケーションでバッテリ寿命を最大限に延ばすことができます。バーストモード動作はユーザによって制御され、MODE/SYNC ピンを “H” にドライブすることによってイネーブルできます。MODE/SYNC ピンにクロックが供給されるか、もしくは “L” にドライブされると、固定周波数スイッチングがイネーブルされます。

この他に、1µA シャットダウン、ソフトスタート制御、サーマル・シャットダウン、電流制限などの機能も搭載しています。LTC3440 は熱特性が改善された 10 ピン MSOP パッケージで供給されます。

**L**、**LT**、**LTC**、**LTM**、**Linear Technology**、**Burst Mode** および **Linear** のロゴは、リニアテクノロジー社の登録商標です。ThinSOT 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。

## 標準的応用例

### リチウムイオン・バッテリから 3.3V への 600mA 昇降圧コンバータ



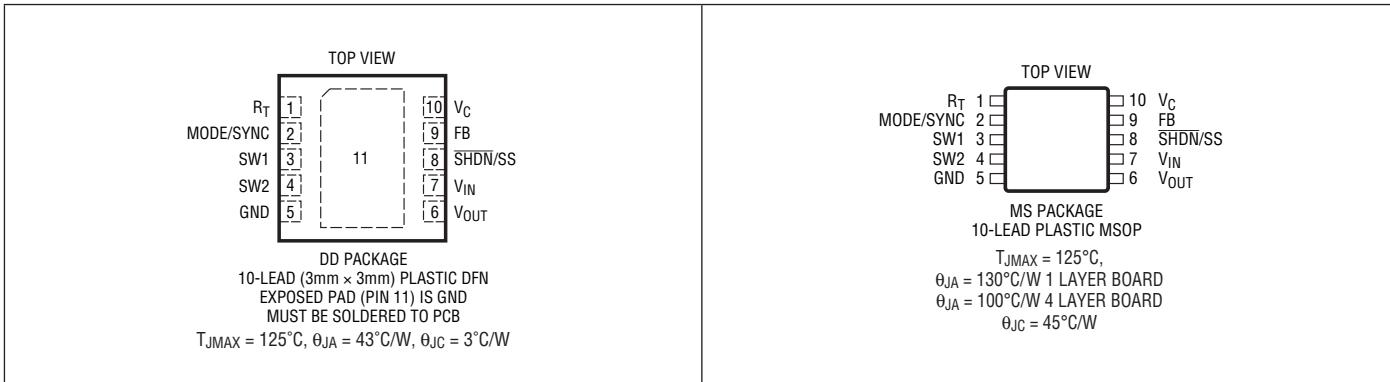
3440 TA02

3440fc

## 絶対最大定格 (Note 1)

$V_{IN}$ 、 $V_{OUT}$ 電圧	-0.3V ~ 6V	動作温度範囲 (Note 2)	-40°C ~ 85°C
SW1、SW2 電圧	-0.3V ~ 6V	保存温度範囲	-65°C ~ 125°C
$V_C$ 、 $R_T$ 、FB、SHDN/SS、MODE/SYNC 電圧	-0.3V ~ 6V	リード温度(半田付け、10秒)	300°C

## ピン配置



## 発注情報

無鉛仕上げ	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
LTC3440EDD#PBF	LTC3440EDD#TRPBF	LBKT	10-Lead (3mm x 3mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
LTC3440EMS#PBF	LTC3440EMS#TRPBF	LTNP	10-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。

非標準の鉛仕上げ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。

無鉛仕上げ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/tapeandreel/> 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  $V_{IN} = V_{OUT} = 3.6\text{V}$ 、 $R_T = 60\text{k}\Omega$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Input Start-Up Voltage		●	2.4	2.5	V	
Input Operating Range		●	2.5	5.5	V	
Output Voltage Adjust Range		●	2.5	5.5	V	
Feedback Voltage		●	1.196	1.22	1.244	V
Feedback Input Current	$V_{FB} = 1.22\text{V}$		1	50	nA	
Quiescent Current, Burst Mode Operation	$V_C = 0\text{V}$ , MODE/SYNC = 3V (Note 3)		25	40	μA	
Quiescent Current, Shutdown	SHDN = 0V, Not Including Switch Leakage		0.1	1	μA	
Quiescent Current, Active	$V_C = 0\text{V}$ , MODE/SYNC = 0V (Note 3)		600	1000	μA	
NMOS Switch Leakage	Switches B and C		0.1	5	μA	

3440fc

## 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  $V_{IN} = V_{OUT} = 3.6\text{V}$ 、 $R_T = 60\text{k}\Omega$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
PMOS Switch Leakage	Switches A and D		0.1	10	$\mu\text{A}$	
NMOS Switch On Resistance	Switches B and C		0.19		$\Omega$	
PMOS Switch On Resistance	Switches A and D		0.22		$\Omega$	
Input Current Limit		●	1		A	
Maximum Duty Cycle	Boost (% Switch C On) Buck (% Switch A On)	● ●	55 100	75	%	
Minimum Duty Cycle		●		0	%	
Frequency Accuracy		●	0.8	1	1.2	MHz
MODE/SYNC Threshold			0.4	2	V	
MODE/SYNC Input Current	$V_{MODE/SYNC} = 5.5\text{V}$		0.01	1	$\mu\text{A}$	
Error Amp AVOL			90		dB	
Error Amp Source Current			15		$\mu\text{A}$	
Error Amp Sink Current			380		$\mu\text{A}$	
SHDN/SS Threshold	When IC is Enabled When EA is at Maximum Boost Duty Cycle	●	0.4 2.2	1 1.5	V	
SHDN/SS Input Current	$V_{SHDN} = 5.5\text{V}$		0.01	1	$\mu\text{A}$	

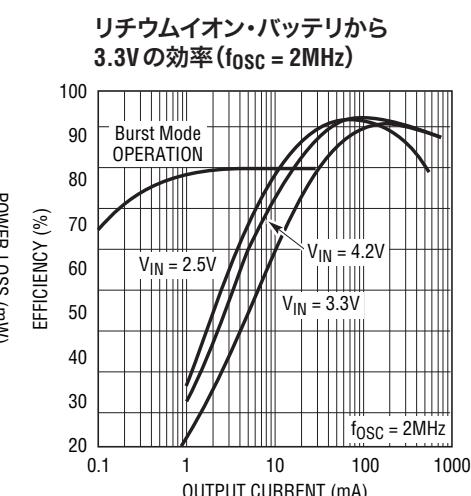
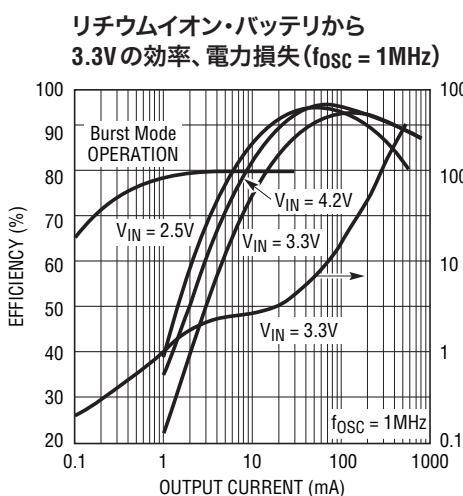
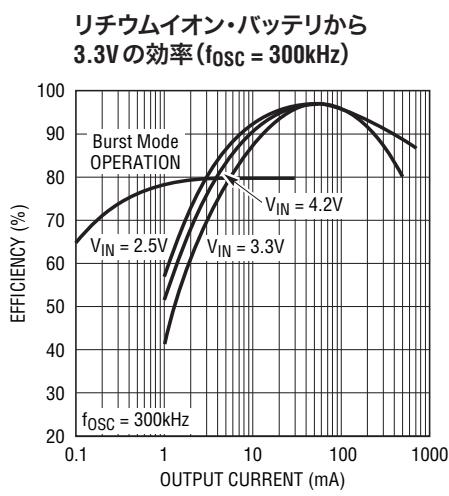
Note 1: 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスの寿命に影響を及ぼす値。

Note 3: 電流測定は出力がスイッチングしていないときにおこなわれる。

Note 2: LTC3440Eは、 $0^\circ\text{C} \sim 70^\circ\text{C}$  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。

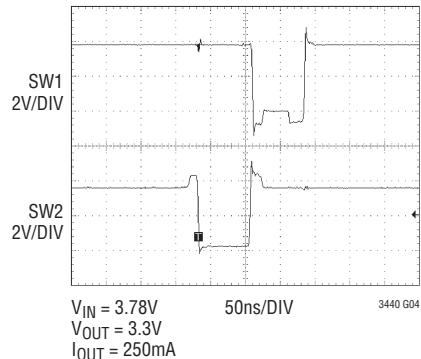
$-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$  の動作温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの関連で確認されている。

## 標準的性能特性

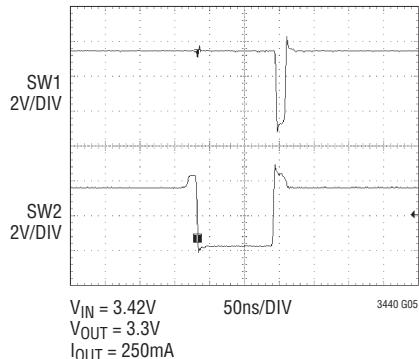


## 標準的性能特性

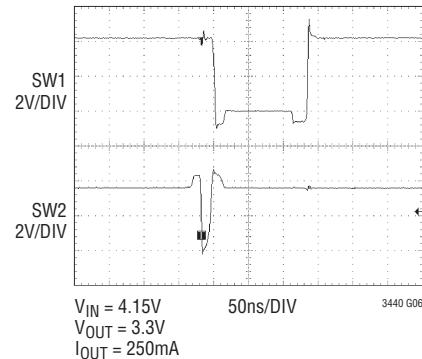
### 昇降圧モードでのスイッチ・ピン



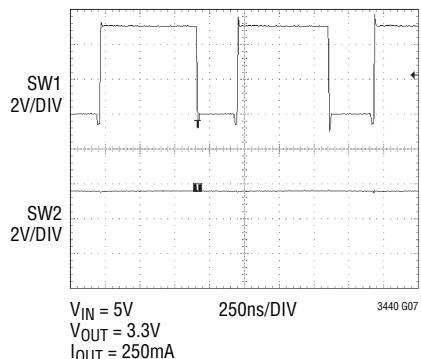
### 昇降圧領域の端にあり、昇圧領域に近づいているときのスイッチ・ピン



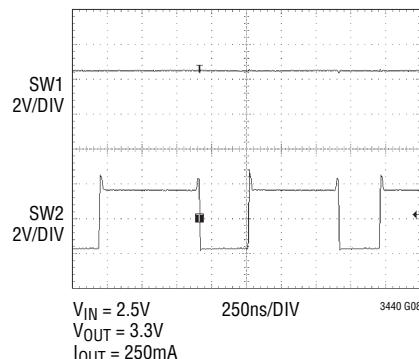
### 昇降圧領域の端にあり、降圧領域に近づいているときのスイッチ・ピン



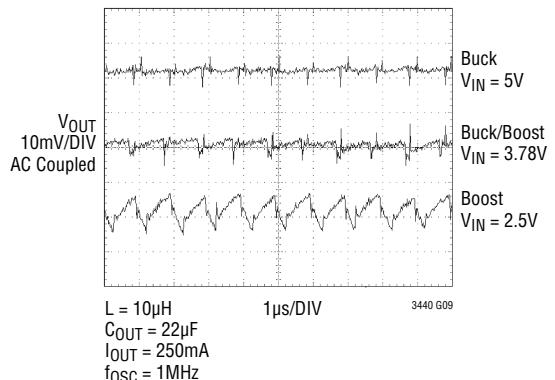
### 降圧モードでのスイッチ・ピン



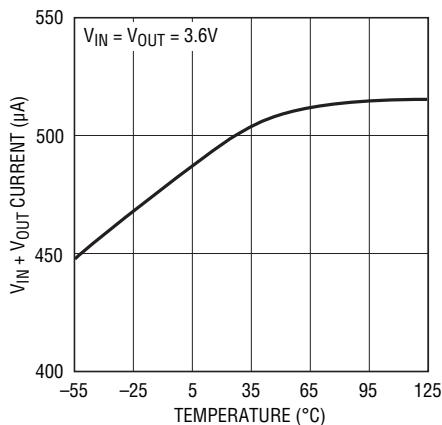
### 昇圧モードでのスイッチ・ピン



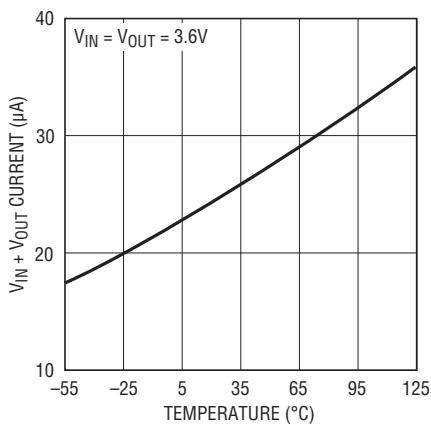
### 降圧モード、昇降圧モード、昇圧モードでの $V_{OUT}$ リップル



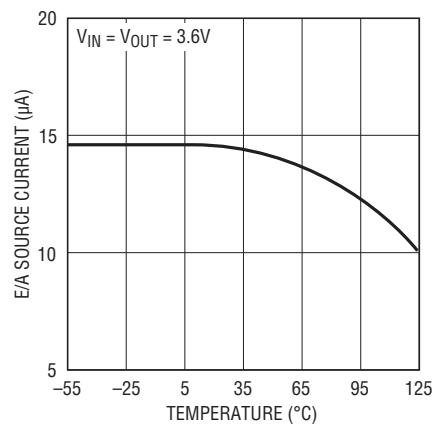
### アクティブ時の消費電流



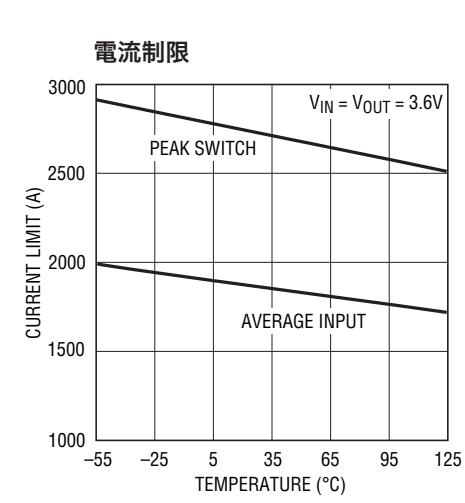
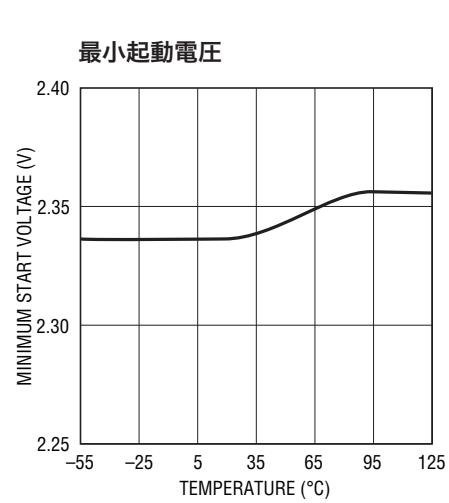
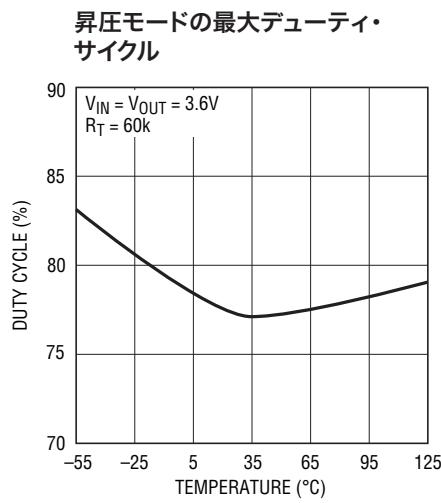
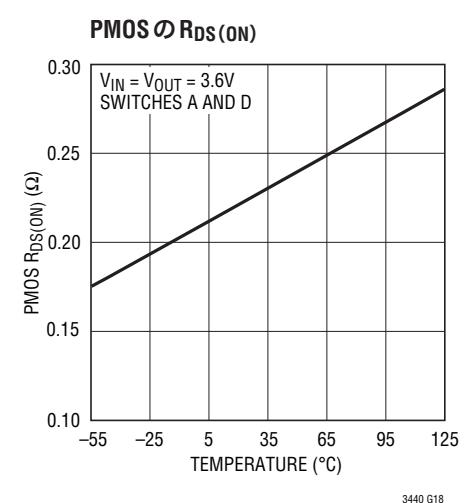
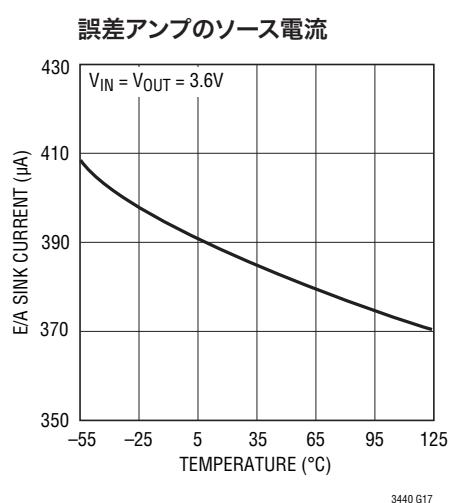
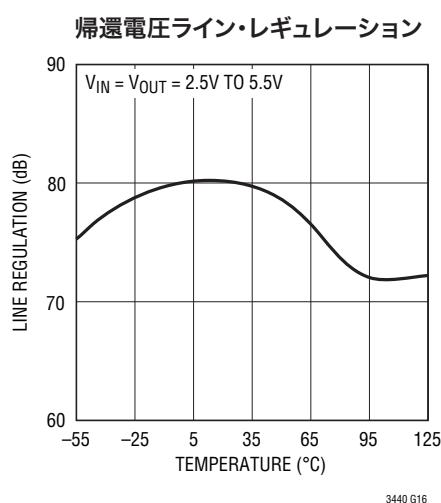
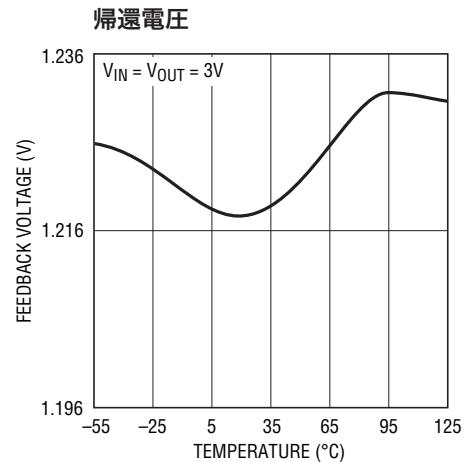
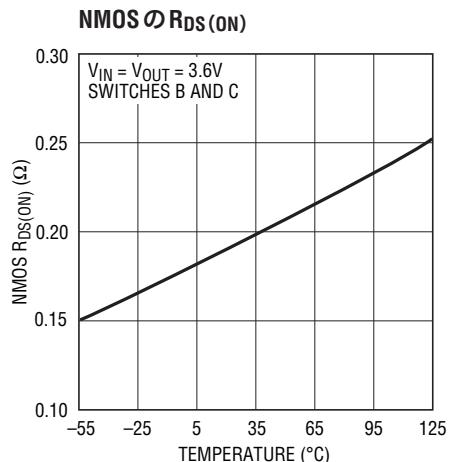
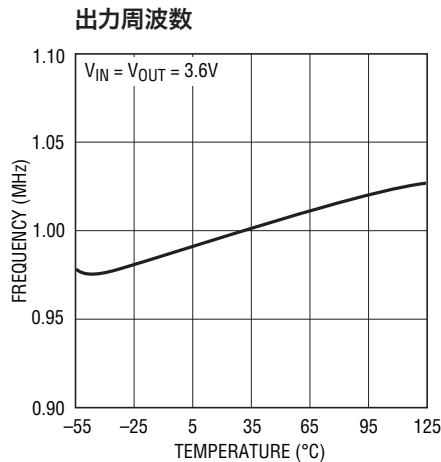
### バースト・モード時の消費電流



### 誤差アンプのソース電流



## 標準的性能特性



## ピン機能

**R<sub>T</sub>(ピン1)** : 発振器の周波数をプログラムするタイミング抵抗。プログラミング周波数の範囲は300kHz～2MHzです。

$$f_{OSC} = \frac{6 \cdot 10^{10}}{R_T} \text{ Hz}$$

**MODE/SYNC (ピン2)** : MODE/SYNC = 外部クロック(CLK) : 内部発振器の同期。望みのスイッチング周波数の2倍の周波数でパルス幅が100ns～2μsのクロックが与えられます。同期を保証するため、発振器の自走周波数は望みの同期スイッチング周波数よりも低い値に設定されます。発振器のR<sub>T</sub>部品の値は次式で求められます。

$$R_T = \frac{8 \cdot 10^{10}}{f_{SW}}$$

ここで、f<sub>SW</sub>は望みの同期スイッチング周波数です。

**SW1(ピン3)** : 内部スイッチのAとBが接続されているスイッチ・ピン。インダクタをSW1からSW2に接続します。オプションでショットキ・ダイオードをこのSW1からグランドに接続することができます。EMIを抑えるためにトレース長を短くしてください。

**SW2(ピン4)** : 内部スイッチのCとDが接続されているスイッチ・ピン。出力電圧が4.3Vを超えるアプリケーションでは、SWピンが過度の電圧を示さないようにするためにSW2ピンとV<sub>OUT</sub>ピンの間にショットキ・ダイオードを接続する必要があります。

**GND(ピン5)** : 信号とICの電源のグランド。

**V<sub>OUT</sub>(ピン6)** : 同期整流器の出力。フィルタのコンデンサをV<sub>OUT</sub>からGNDに接続します。

**V<sub>IN</sub>(ピン7)** : 入力電源ピン。ICの内部V<sub>CC</sub>。セラミック・バイパス・コンデンサがV<sub>IN</sub>ピンとGND(ピン5)の近くに必要です。

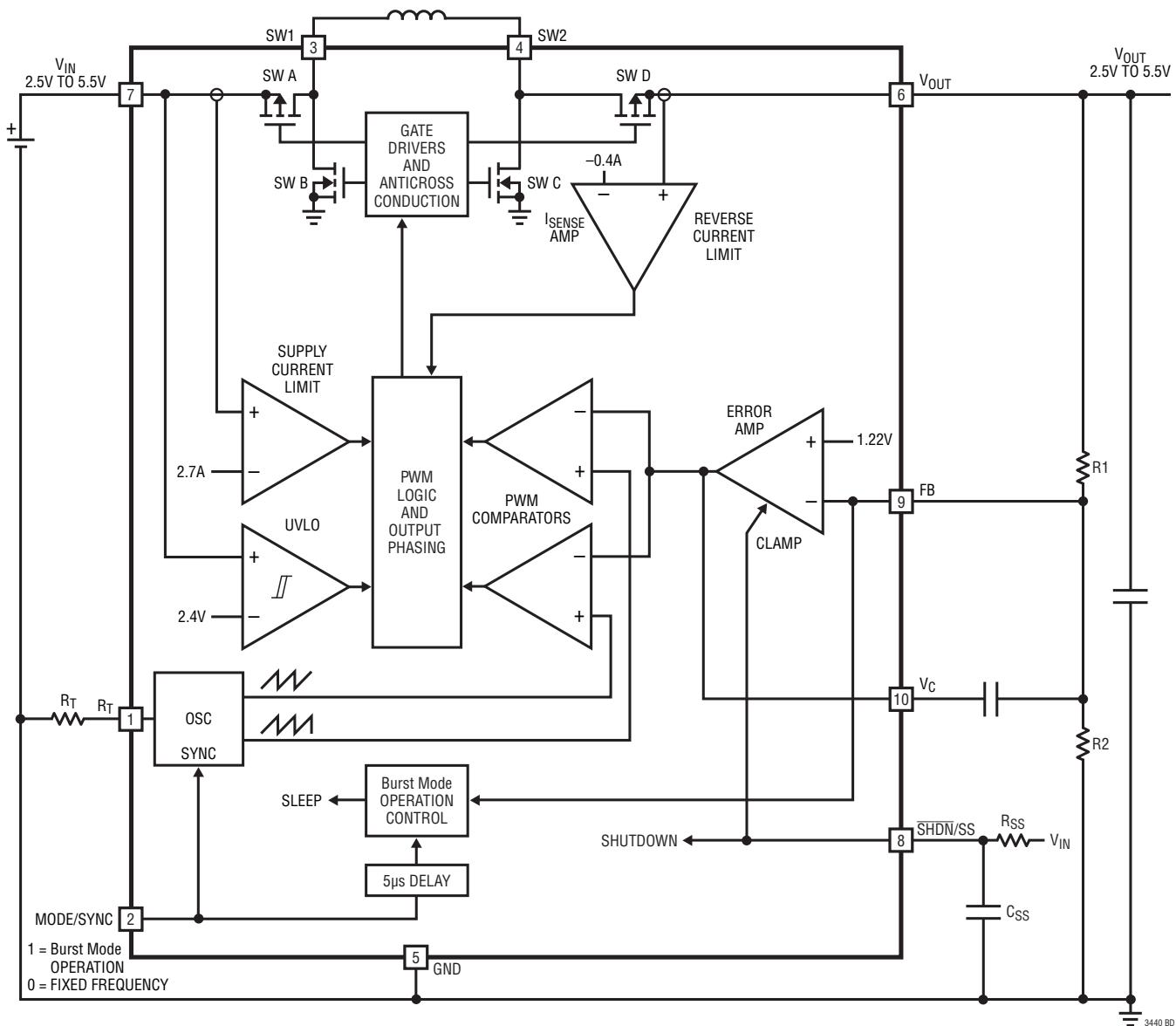
**SHDN/SS(ピン8)** : ソフト・スタートとシャットダウンの組み合わせ。このピンをグランドに接続すると、ICがシャットダウンします。ICをイネーブルするには>1.5Vに接続し、誤差アンプがソフト・スタートによってクランプされないようにするには>2.5Vに接続します。シャットダウンのコマンド信号からこのピンへのRCにより、V<sub>C</sub>ピンの立上り時間が制限されてソフト・スタート機能が実現されます。

**FB(ピン9)** : フィードバック・ピン。ここに抵抗分割器のタップを接続します。出力電圧は2.5V～5.5Vの範囲で調整できます。帰還リファレンス電圧は標準で1.22Vです。

**V<sub>C</sub>(ピン10)** : 誤差アンプの出力。周波数補償ネットワークをこのピンからFBピンに接続してループを補償します。ガイドラインとして、「帰還ループの補償」のセクションを参照してください。

**露出パッド(ピン11、DFNパッケージのみ)** : グランド。このピンは、PCBに半田付けして、グランドに電気的に接続する必要があります。

## ブロック図



## 動作

LTC3440は携帯用計測器などのアプリケーション向けの高効率で低ノイズの電源を提供します。LTC独自のトポロジーにより、出力スイッチの位相を適切に調整して、出力電圧に比べて高い、低い、または等しい入力電圧を使用できます。V<sub>C</sub>ピンに現われる誤差アンプの出力電圧によって、スイッチの出力デューティ・サイクルが決まります。V<sub>C</sub>ピンはフィルタのかかつた信号なので、スイッチング周波数よりはるか下の周波数も除去します。R<sub>DSON</sub>が小さくゲート電荷が少ない同期スイッチにより、高効率のパルス幅変調制御が実現されます。同期スイッチのDとBのそれぞれの両端にショットキ・ダイオードを接続する必要はありませんが、接続すればブレイク-ビフォアメイク時間(標準15ns)中の電圧降下が小さくなります。ショットキ・ダイオードを追加すると、ピーク効率が600kHzで通常1%～2%向上します。バースト・モード動作に入り、ICの消費電流が25μAと低くなる軽負荷時に高い効率が得られます。

## 低ノイズ固定周波数動作

### 発振器

動作周波数はユーザーがプログラムすることができ、R<sub>T</sub>ピンからグランドに接続された抵抗を使って次のように設定されます。

$$f = \left( \frac{6 \times 10^10}{R_T} \right) \text{Hz}$$

内部でトリミング(微調整)されたタイミング・コンデンサがICに内蔵されています。発振器はMODE/SYNCピンに与えられる外部クロックに同期させることができます。望みのスイッチング周波数の2倍の周波数でパルス幅が100ns～2μsのクロックが与えられます。発振器のR<sub>T</sub>部品の値は次式で求められます。

$$R_T = \frac{8 \times 10^{10}}{f_{SW}}$$

ここで、f<sub>SW</sub>は望みの同期スイッチング周波数です。

たとえば、1.2MHzの同期スイッチング周波数を得るためにには、MODE/SYNCピンに与えられるクロックの周波数は2.4MHzに設定され、タイミング抵抗R<sub>T</sub>は66.5k(最も近い1%値)に設定されます。

### 誤差アンプ

誤差アンプは電圧モード増幅器です。ループ補償の部品はこのアンプの周囲に配置され、コンバータのループ補償を実現します。SHDN/SSピンは誤差アンプの出力(V<sub>C</sub>ピン)をクリンプしてソフト・スタート機能を実現します。

### 電源電流の制限

電流が標準2.7Aを超えると、電流制限アンプがPMOSスイッチAをシャットオフします。出力までの電流アンプの遅延は標準で50nsです。

### 逆電流の制限

逆電流制限アンプは出力からスイッチDを通って流れるインダクタ電流をモニタします。負のインダクタ電流が標準-400mAを超えると、ICはスイッチDをシャットオフします。

### 出力スイッチの制御

4つの内部スイッチがインダクタ、V<sub>IN</sub>、V<sub>OUT</sub>、およびGNDにどのように接続されているかを簡略化して図1に示します。LTC3440の動作領域を内部制御電圧V<sub>CI</sub>の関数として図2に示します。V<sub>CI</sub>電圧は誤差アンプの出力(V<sub>C</sub>ピン)をレベル・シフトした電圧です(図5を参照)。出力スイッチは適切に位相が制御されるので、動作モード間の移行は連続的におこなわれ、フィルタ処理されるので、ユーザーにとっては透過的です。V<sub>IN</sub>がV<sub>OUT</sub>に近づくと、降圧/昇圧領域に達し、4つのスイッチの導通時間の領域は標準で150nsです。図1と図2を参照しながら、多様な動作領域について説明します。

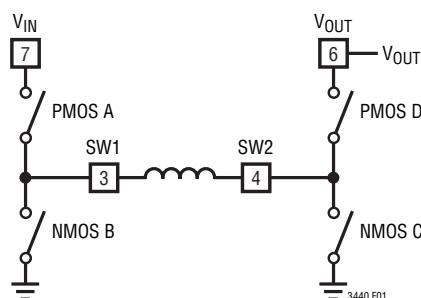
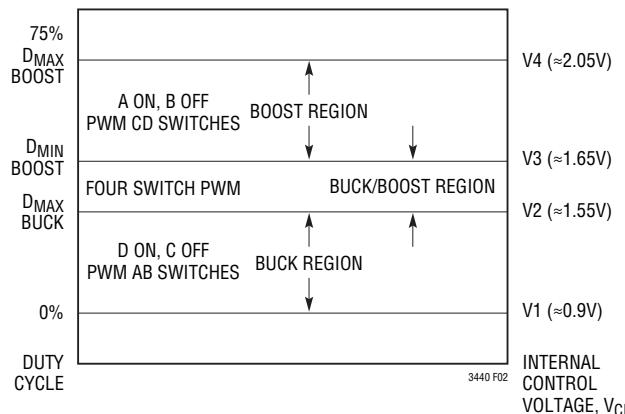


図1. 出力スイッチの簡略図

## 動作



スイッチの制御と内部制御電圧  $V_{CI}$

### 降圧領域 ( $V_{IN} > V_{OUT}$ )

このモードのあいだスイッチDは常にオンしており、スイッチCは常にオフしています。内部制御電圧  $V_{CI}$  が電圧  $V1$  より高いと、出力Aはスイッチングを開始します。スイッチAのオフ時間のあいだ同期スイッチBは時間の残りの部分でオンになります。スイッチAとスイッチBは標準的同期式降圧レギュレータと同様に交互に動作します。制御電圧の上昇に応じて、降圧モードのコンバータの最大デューティ・サイクルが(次式で与えられる)  $D_{MAX\_BUCK}$  に達するまでスイッチAのデューティ・サイクルが増加します。

$$D_{MAX\_BUCK} = 100 - D_{4SW} \%$$

ここで、 $D_{4SW}$  は4スイッチの範囲のデューティ・サイクルのパーセンテージです。

$$D_{4SW} = (150\text{ns} \cdot f) \cdot 100 \%$$

ここで、 $f$  は動作周波数 (Hz) です。

この点を超すと、「4スイッチ(つまり降圧/昇圧領域)」に達します。

### 降圧/昇圧、4スイッチ ( $V_{IN}$ が $V_{OUT}$ にほぼ等しい)

内部制御電圧  $V_{CI}$  が電圧  $V2$  を超すと、スイッチ・ペアADはデューティ・サイクル  $D_{MAX\_BUCK}$  のあいだオン状態を保ち、スイッチ・ペアACがフェーズインを開始します。スイッチ・ペアACがフェーズインするのに応じて、スイッチ・ペアBDはフェーズアウトします。  $V_{CI}$  電圧が電圧  $V3$  で降圧/昇圧範囲の端に達すると、スイッチ・ペアACはスイッチ・ペアBDを完全にフェー

ズアウトして、昇圧フェーズがデューティ・サイクル  $D_{4SW}$  で開始されます。

4スイッチ領域が開始される入力電圧  $V_{IN}$  は次式で与えられます。

$$V_{IN} = \frac{V_{OUT}}{1 - (150\text{ns} \cdot f)} V$$

4スイッチ領域が終了する点は次式で与えられます。

$$V_{IN} = V_{OUT}(1 - D) = V_{OUT}(1 - 150\text{ns} \cdot f) V$$

### 昇圧領域 ( $V_{IN} < V_{OUT}$ )

このモードのあいだスイッチAは常にオンしており、スイッチBは常にオフしています。内部制御電圧  $V_{CI}$  が電圧  $V3$  より高いと、スイッチ・ペアCDは交互にスイッチして昇圧された出力電圧を供給します。この動作は同期式昇圧レギュレータでは一般的です。コンバータの最大デューティ・サイクルは標準75%に制限されており、 $V_{CI}$  が  $V4$  を超すとこの値に達します。

### バースト・モード動作

バースト・モード動作時には、ICは出力が安定化されるまでエネルギーを供給し、安定化されたらスリープ・モードに入ります。スリープ・モードでは、出力はオフ状態で、ICの消費電流はわずか  $25\mu\text{A}$  です。このモードでは、出力リップルは負荷電流に応じて変化する周波数成分をもちます。

デバイスが出力にエネルギーを供給している間、ピーク電流は標準で  $400\text{mA}$  に等しくなり、インダクタ電流はサイクルごとにゼロ電流で終了します。このモードでの最大平均出力電流は次式で与えられます。

$$I_{OUT(MAX)\text{BURST}} \approx \frac{0.1 \cdot V_{IN}}{V_{OUT} + V_{IN}} A$$

バースト・モード動作はユーザーが制御し、MODE/SYNC ピンを "H" にするとイネーブルされ、"L" にするとディスエーブルされます。

バースト・モード動作のピーク効率は固定周波数のピーク効率よりも低くなります。これは、(出力に供給するとき) デバイスが図3と図4に示されているようにインダクタ電流が不連続なフルタイムの4スイッチ・モードに入るためです。バースト・モード動作時、制御ループは非直線的で、制御モードを決定する

## 動作

のに誤差アンプからの制御電圧を利用することができますので、昇降圧機能を維持するのにフルタイムの4スイッチ・モードが必要です。1mA未満での効率は主にピーク効率ではなく消費電流によって支配されます。これは次式で与えられます。

$$\text{Efficiency Burst} \approx \frac{(\eta_{bm}) \cdot I_{LOAD}}{25\mu\text{A} + I_{LOAD}}$$

ここで、( $\eta_{bm}$ )はバースト・モード動作時には標準79%です(インダクタのESRが50mΩの場合)。インダクタのESRが200mΩの場合は、ピーク効率( $\eta_{bm}$ )は75%に低下します。

### バースト・モード動作から固定周波数への過渡応答

バースト・モード動作から固定周波数へ移行するとき、動作モードが変化するのでシステムは過渡現象を示します。ほとんどのシステムでこの過渡現象は許容できますが、過渡現象を最小に抑えるため、広帯域電圧ループを支配する入力電流や出力電圧の厳密な条件をアプリケーションが要求することがあります。ループのDC利得を下げる、DC負荷の安定化を代償にしてこの課題に対応しやすくなります(FBから $V_C$ に10M)。ループの帯域幅を広げ、コンバータのLCの2ポール応答を過ぎてからロールオフさせるには、タイプ3の補償も推奨します(「帰還ループを閉じる」を参照)。

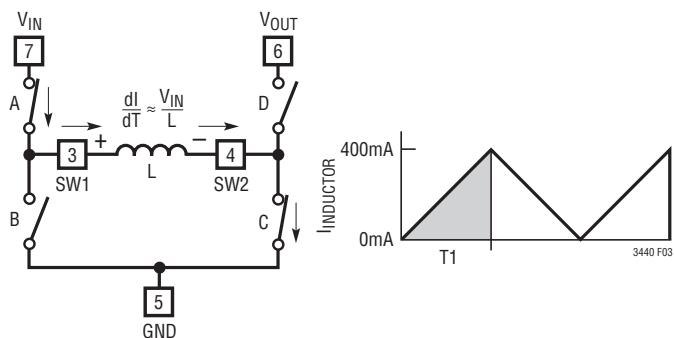


図3. バースト・モード動作時のインダクタ充電サイクル

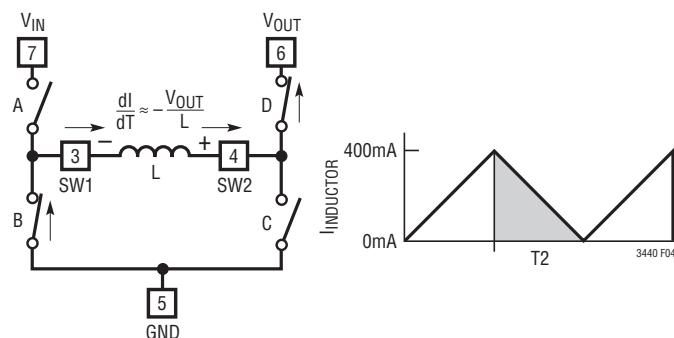


図4. バースト・モード動作時のインダクタ放電サイクル

## 動作

## ソフト・スタート

ソフト・スタート機能はシャットダウンと組み合わされています。SHDN/SSピンが標準1Vより上に引き上げられるとICは

イネーブルされますが、EAのデューティ・サイクルはV<sub>C</sub>ピンからクランプされます。この機能の詳細を図5に示します。外付け部品のR<sub>SS</sub>とC<sub>SS</sub>によりSHDN/SSピンの電圧がゆっくりと上昇し、ソフト・スタート機能を実現します。

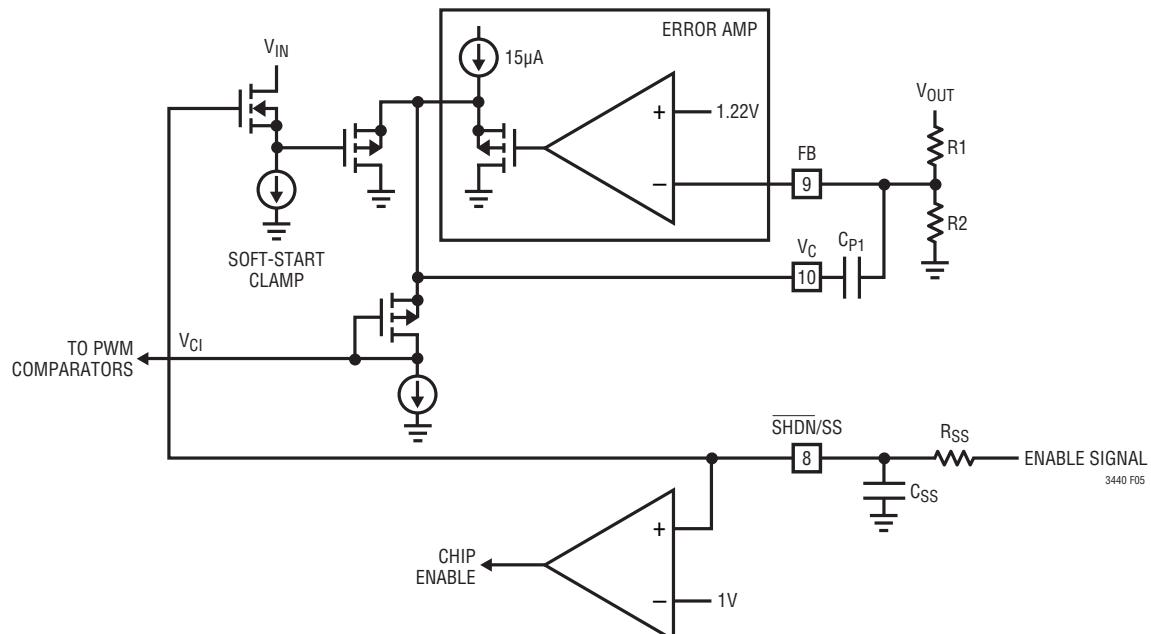


図5. ソフト・スタート回路

## アプリケーション情報

## 部品の選択

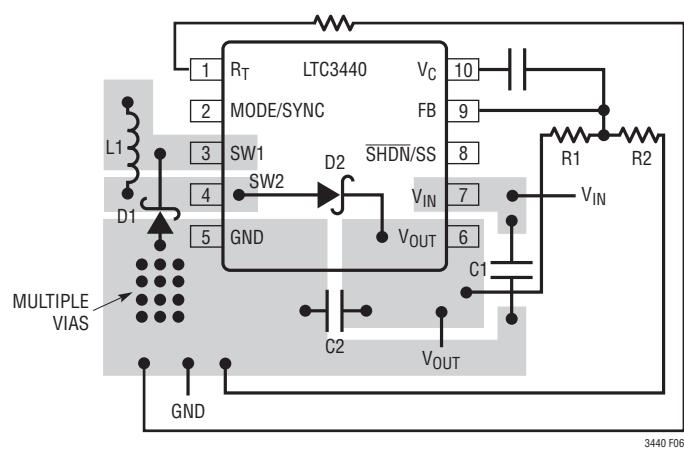


図6. 推挽部品配置。高電流を流すトレースは直接接続にする。FBピンとV<sub>C</sub>ピンのトレース面積を小さくする。バッテリへのリード線の長さを短くする。

## インダクタの選択

LTC3440は高周波動作なので、小型表面実装インダクタを使用できます。インダクタ電流リップルは一般に最大インダクタ電流の20%～40%に設定されます。与えられたリップルに対して、インダクタンスの項は次式で与えられます。

$$L > \frac{V_{IN(MIN)} \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)})}{f \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot Ripple \cdot V_{OUT}} \mu H,$$

$$L > \frac{V_{OUT} \cdot (V_{IN(MAX)} - V_{OUT})}{f \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot Ripple \cdot V_{IN(MAX)}} \mu H$$

ここで、 $f$  = 動作周波数、MHz

Ripple = 許容インダクタ電流リップル (e.g., 0.2 = 20%)

$V_{IN(MIN)}$  = 最小入力電圧、V

## アプリケーション情報

$V_{IN(MAX)}$  = 最大入力電圧、V

$V_{OUT}$  = 出力電圧、V

$I_{OUT(MAX)}$  = 最大出力負荷電流

高効率を実現するには、フェライトなどの高周波コア材のインダクタを選択して、コア損失を減らします。インダクタは、 $I^2R$  損失を減らすために、ESR (等価直列抵抗) が低く、また飽和せずにピーク・インダクタ電流を流すことができるものにします。モールド型チョークコイルやチップ・インダクタのコアは一般に 1A ~ 2A の範囲のピーク・インダクタ電流を担うのに十分ではありません。放射ノイズを抑えるために、トロイド、ポットコア、またはシールドされたボビン・インダクタを使用してください。表 1 の推奨部品と表 2 の部品業者リストを参照してください。

表1. インダクタのベンダー情報

SUPPLIER	PHONE	FAX	WEB SITE
Coilcraft	(847) 639-6400	(847) 639-1469	<a href="http://www.coilcraft.com">www.coilcraft.com</a>
Coiltronics	(561) 241-7876	(561) 241-9339	<a href="http://www.coiltronics.com">www.coiltronics.com</a>
Murata	USA: (814) 237-1431 (800) 831-9172	USA: (814) 238-0490	<a href="http://www.murata.com">www.murata.com</a>
Sumida	USA: (847) 956-0666 Japan: 81(3) 3607-5111	(847) 956-0702 81(3) 3607-5144	<a href="http://www.japanlink.com/sumida">www.japanlink.com/sumida</a>

## 出力コンデンサの選択

コンデンサの容量の大きさは、サイクルごとにコンデンサの充電によって生じるリップルを減らすように設定します。充電による定常リップルは次式で与えられます。

$$\%Ripple\_Boost = \frac{I_{OUT(MAX)} \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)}) \cdot 100}{C_{OUT} \cdot V_{OUT}^2 \cdot f} \%$$

$$\%Ripple\_Buck = \frac{I_{OUT(MAX)} \cdot (V_{IN(MAX)} - V_{OUT}) \cdot 100}{C_{OUT} \cdot V_{IN(MAX)} \cdot V_{OUT} \cdot f} \%$$

ここで、 $C_{OUT}$  は出力フィルタ・コンデンサで、単位は F です。

出力容量はコンバータの過渡応答を処理するために通常何倍も大きくなります。概算として、要望する過渡応答を維持するために必要な出力容量は、コンバータのユニティゲインの帯域幅に対する動作周波数の比に応じて上の計算より大きくなります。

また、リップルの他の成分は出力コンデンサのESR (等価直列抵抗) に起因します。出力電圧リップルを下げるため、低 ESR (等価直列抵抗) のコンデンサを使います。表面実装アプリケーションには、太陽誘電のセラミック・コンデンサ、AVX TPS シリーズのタンタル・コンデンサ、または三洋電機の POSCAP を推奨します。

## 入力コンデンサの選択

$V_{IN}$  ピンは IC の電源電圧なので、少なくとも 4.7 $\mu$ F の低 ESR バイパス・コンデンサを使うことを推奨します。

表2. コンデンサのベンダー一覧

SUPPLIER	PHONE	FAX	WEB SITE
AVX	(803) 448-9411	(803) 448-1943	<a href="http://www.avxcorp.com">www.avxcorp.com</a>
Sanyo	(619) 661-6322	(619) 661-1055	<a href="http://www.sanyovideo.com">www.sanyovideo.com</a>
Taiyo Yuden	(408) 573-4150	(408) 573-4159	<a href="http://www.t-yuden.com">www.t-yuden.com</a>

## オプションのショットキ・ダイオード

出力電力が 50mW を超えるときに効率を 1% ~ 2% 改善するため、同期スイッチ B (SW1 から GND) と D (SW2 から  $V_{OUT}$ ) の両端にショットキ・ダイオードを追加することができます。ショットキ・ダイオードを追加すれば、NMOS から PMOS に遷移する際のブレイク・ビフォア・メイク時間 (標準 15ns) 中の電圧降下が小さくなります。1N914 などの汎用ダイオードは回復時間が長くて効率が低下するので推奨できません。必要であれば、MBRM120T3 などの大きなショットキ・ダイオードを SW2 と  $V_{OUT}$  の間に接続することができます。GND と SW1 の間に Philiips の PMEG2010EA のような低容量ショットキ・ダイオードを推奨します。

## アプリケーション情報

### 出力電圧 > 4.3V

出力電圧が4.3Vを超える場合は、SWからV<sub>OUT</sub>にショットキ・ダイオードが必要です。ピンとトレースの寄生インダクタンスによるSW2のピーク電圧を減らすため、このダイオードはピンにできるだけ近づけて配置する必要があります。

### 入力電圧 > 4.5V

過負荷や短絡状態を生じるおそれのある、入力電圧が4.5Vを超えるアプリケーションでは、SW1ピンとGNDの間に $2\Omega/1nF$ の直列スナバが必要です。PhillipsのPMEG2010EAのようなショットキ・ダイオードもSW1とV<sub>IN</sub>の間にできるだけピンに近づけて追加します。入力電圧がさらに高い場合は、V<sub>IN</sub>のバイパスが重要になるため、セラミック・バイパス・コンデンサをV<sub>IN</sub>ピンとGNDピンにできるだけ近づけて追加する必要があります。

### 動作周波数の選択

コンバータの動作周波数を選択する際、検討事項がいくつかあります。まず、どんなスペクトル・ノイズも許容できない敏感な周波数帯域はどの範囲でしょうか?たとえば、RF通信を搭載する製品では、455kHzのIF周波数はどんなノイズに対しても敏感なので、600kHzを超すスイッチングが望まれます。ある通信方式では1.1MHzに対して敏感で、この場合、2MHzのコンバータ周波数を採用することができます。

他の検討事項はコンバータの物理的なサイズと効率です。動作周波数が高くなると、インダクタおよびフィルタ・コンデンサの値とサイズが小さくなります。周波数に比例してゲート電荷によるスイッチング損失が増加するので、効率がトレードオフの対象になります。

出力スイッチのGATE電荷によって生じる追加の消費電流は以下の式で与えられます。

$$\text{降圧: } 500e^{-12} \cdot V_{IN} \cdot F$$

$$\text{昇圧: } 250e^{-12} \cdot (V_{IN} + V_{OUT}) \cdot F$$

$$\text{昇降圧: } F \cdot (750e^{-12} \cdot V_{IN} + 250e^{-12} \cdot V_{OUT})$$

ここで、F = スイッチング周波数です。

### 閉帰還ループ

LTC3440には電圧モードのPWM制御が備わっています。出力利得の制御は動作領域(降圧、昇圧、降圧-昇圧)にしたがって変化しますが、通常は15を超えることはありません。出力フィルタは次式で与えられる2つのポールの応答特性を示します。

$$f_{\text{FILTER\_POLE}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{\text{OUT}}}} \text{ Hz (in Buck mode)}$$

$$f_{\text{FILTER\_POLE}} = \frac{V_{IN}}{2 \cdot V_{OUT} \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{\text{OUT}}}} \text{ Hz (in Boost mode)}$$

ここで、Lの単位はヘンリー、C<sub>OUT</sub>(出力フィルタ・コンデンサ)の単位はファラッドです。

出力フィルタのゼロは次式で与えられます。

$$f_{\text{FILTER\_ZERO}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{\text{ESR}} \cdot C_{\text{OUT}}} \text{ Hz}$$

ここで、R<sub>ESR</sub>はコンデンサの等価直列抵抗です。

昇圧モードで厄介なのは右半平面(RHP)のゼロで、次式で与えられます。

$$f_{\text{RHPZ}} = \frac{V_{IN}^2}{2 \cdot \pi \cdot I_{\text{OUT}} \cdot L \cdot V_{OUT}} \text{ Hz}$$

ループ利得は通常RHPのゼロ周波数より前でロールオフします。

簡単なタイプIの補償ネットワークを組み込んでループを安定化することができますが、帯域幅の減少と過渡応答速度の低下の代償を払います。適切な位相マージンを確保するには、ループはLCのダブル・ポールより1デカード前でクロスオーバーする必要があります。

タイプIの補償を備えた誤差アンプのユニティゲイン周波数は次式で与えられます。

$$f_{UG} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R1 \cdot CP1} \text{ Hz}$$

ほとんどのアプリケーションでは出力フィルタ・コンデンサを小さくできるように過渡応答の改善を必要とします。帯域幅を広げるには、タイプIIIの補償が必要です。ダブル・ポール応答を補償するには2つのゼロが必要です。

## アプリケーション情報

$$f_{POLE1} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 32e^3 \cdot R1 \cdot C_{P1}} \text{ Hz}$$

これはきわめてDCに近い値です。

$$f_{ZERO1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_z \cdot C_{P1}} \text{ Hz}$$

$$f_{ZERO2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R1 \cdot C_{Z1}} \text{ Hz}$$

$$f_{POLE2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_z \cdot C_{P2}} \text{ Hz}$$

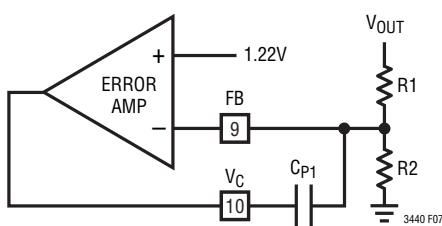


図7. タイプIの補償付き誤差アンプ

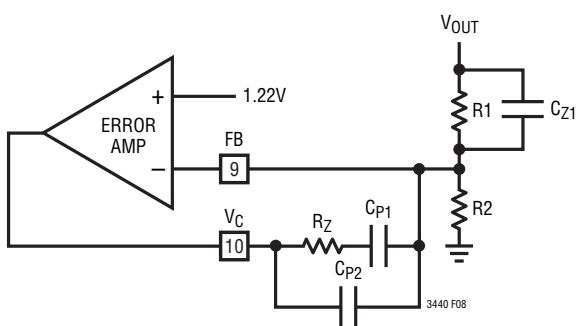


図8. タイプIIIの補償付き誤差アンプ

## 短絡保護機能の改善

ICを損傷から保護するため、LTC3440はピーク電流が2.7Aに制限されています。4.5Vを上回る入力電圧では、電流制限状態により、トレースや外付け部品およびパッケージの直列イ

ンダクタンスによる望ましくない電圧がICに生じることがあります。>4.3Vの出力電圧と>4.5Vの入力電圧の場合の推奨事項に従うことにより、この状態が改善されます。いくつかの外部回路により、追加の短絡保護機能を実現することができます。

過負荷または短絡状態では、LTC3440の電圧ループは開放状態になり、 $V_C$ ピンのエラーアンプの制限電圧は上側クランプ・レベルまで急変化します。この状態は、出力電圧を上げようとして昇圧モード動作を強制し、ICは2.7Aのピーク・スイッチ電流リミットに達します。スイッチ電流リミットに達すると、サイクルの残りの時間スイッチBとスイッチDがオンしてインダクタのボルト秒を反転させます。これにより電流の暴走が防がれますですが、この状態により、電流フォールドバック特性を生じる4スイッチ動作が生じ、平均入力電流が低下します。ICは最大負荷需要を満たすために平均1Aを上回る入力電流を保証するように調整されていますが、短絡や過負荷状態では、フォールドバック特性が生じて、ピーク・スイッチ電流が高くなります。この状態の間この影響を小さく抑えるには、以下の回路を利用することができます。

## 再起動回路

短絡が持続する場合、図9の回路はソフトスタート状態を強制します。設計に関する制約は、確実に起動させるため、 $R2/C2$ の時定数をソフトスタート部品 $R1/C1$ の時定数より長くする必要があります。

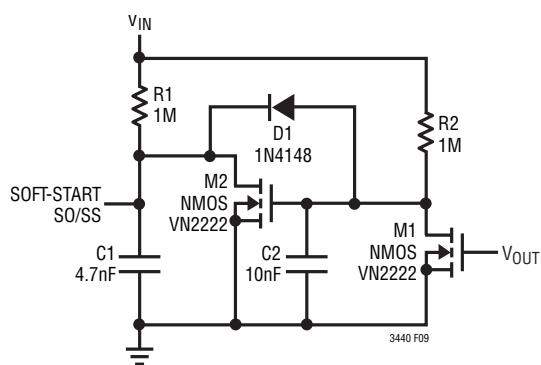


図9. 短絡が持続する場合のソフトスタート・リセット回路

## アプリケーション情報

### 簡単な平均入力電流制御

簡単な平均電流制限回路を図10に示します。ICの入力電流が約1Aを上回ったら、Q1がFBピンに電流をソースし始め、出力電圧を下げる平均入力電流を維持します。平均電流制限を行うのに電圧ループが利用されるので、電圧制御ループが維持され、 $V_C$ 電圧は急変化しません。この回路では電圧ループの補償も使用されることから、電流の平均化機能が生じます。

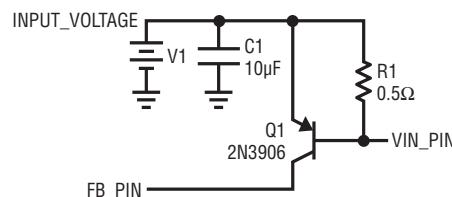
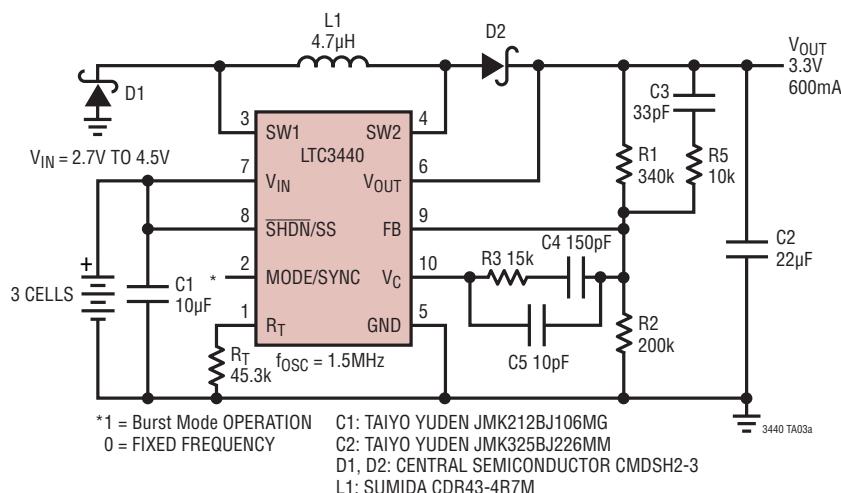


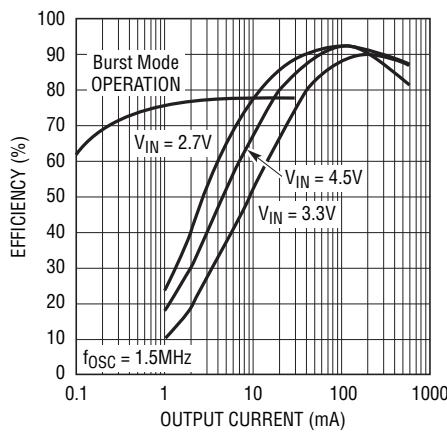
図10. 電圧ループを利用した簡単な入力電流制御

### 標準的応用例

#### 3セルから3.3V/600mAのコンバータ



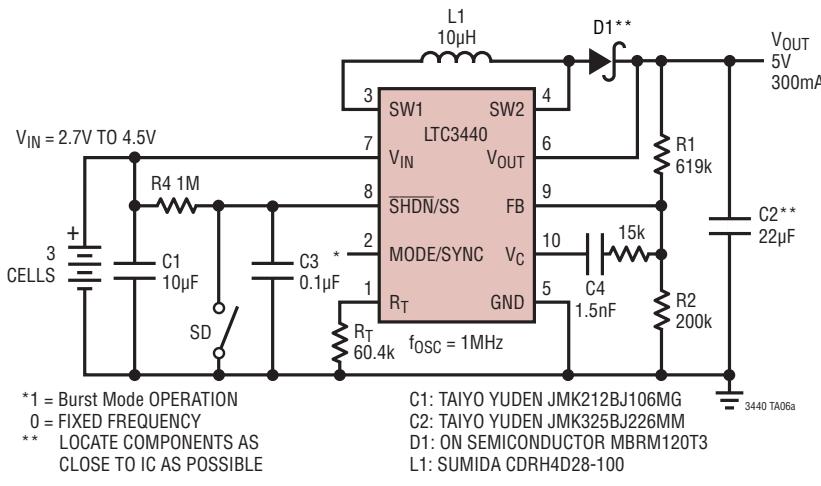
#### 3セルから3.3Vの効率



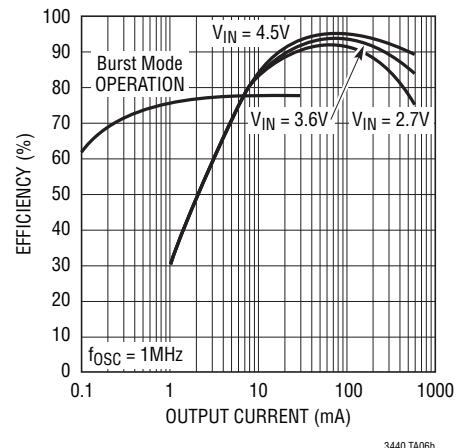
# LTC3440

## 標準的応用例

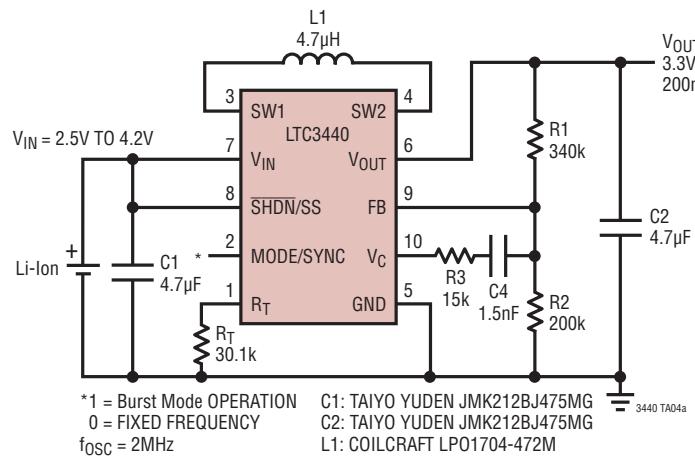
3セルから5Vの昇圧コンバータ(シャットダウン時出力切り離し)



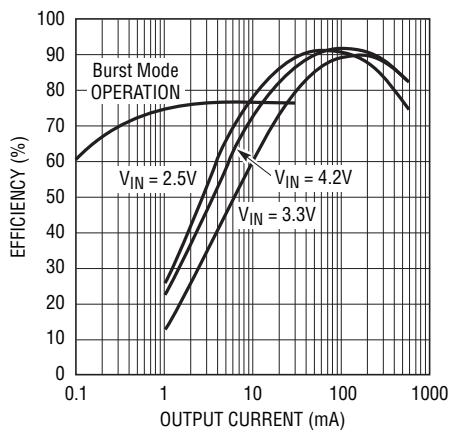
3セルから5Vの昇圧の効率



高さの低い(<1.1mm)リチウムイオン・バッテリから3.3V/200mAのコンバータ

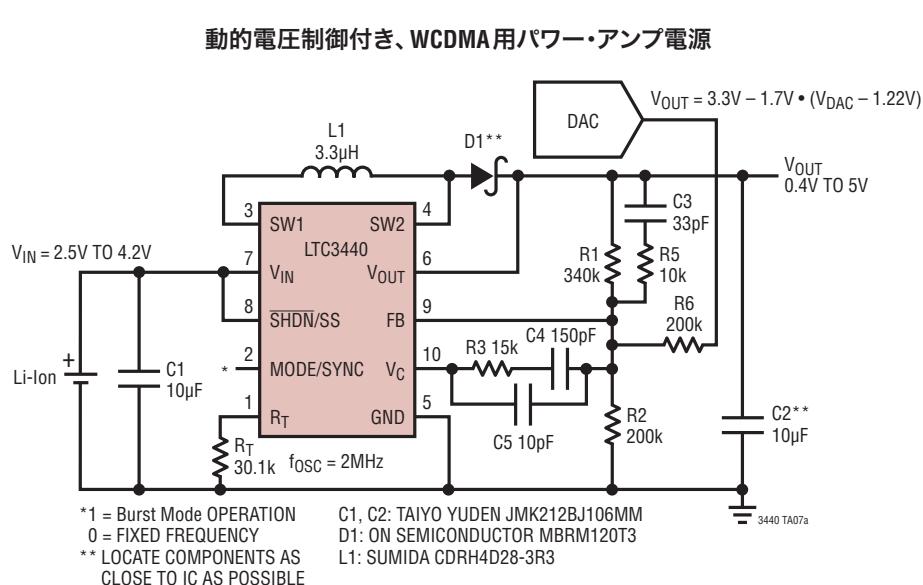


効率

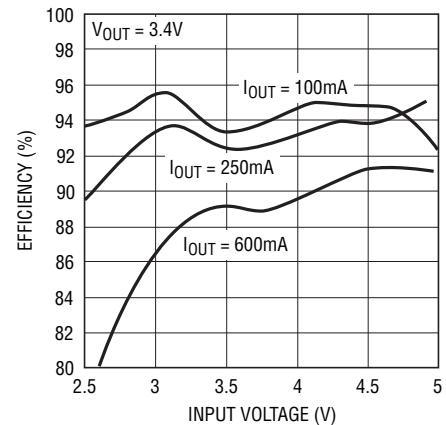


3440fc

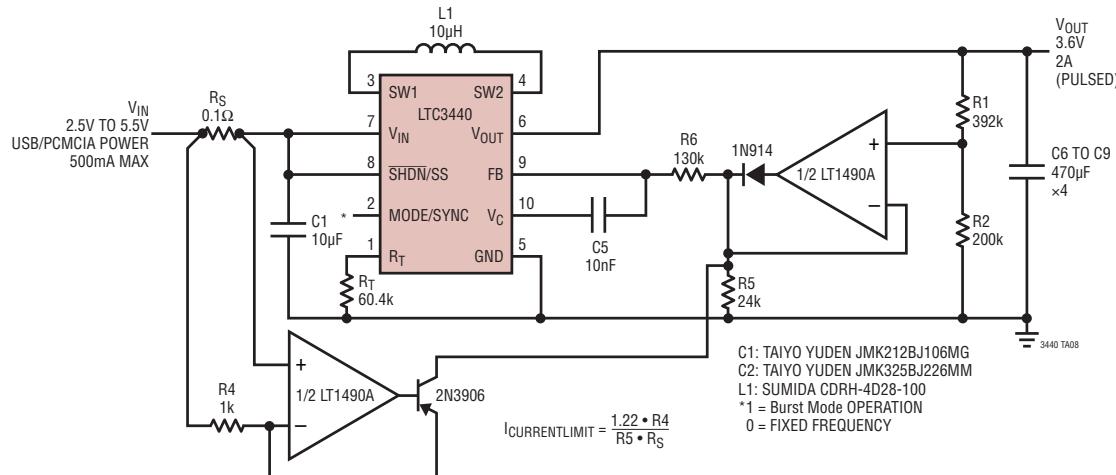
## 標準的応用例



WCDMA用パワー・アンプ  
電源の効率



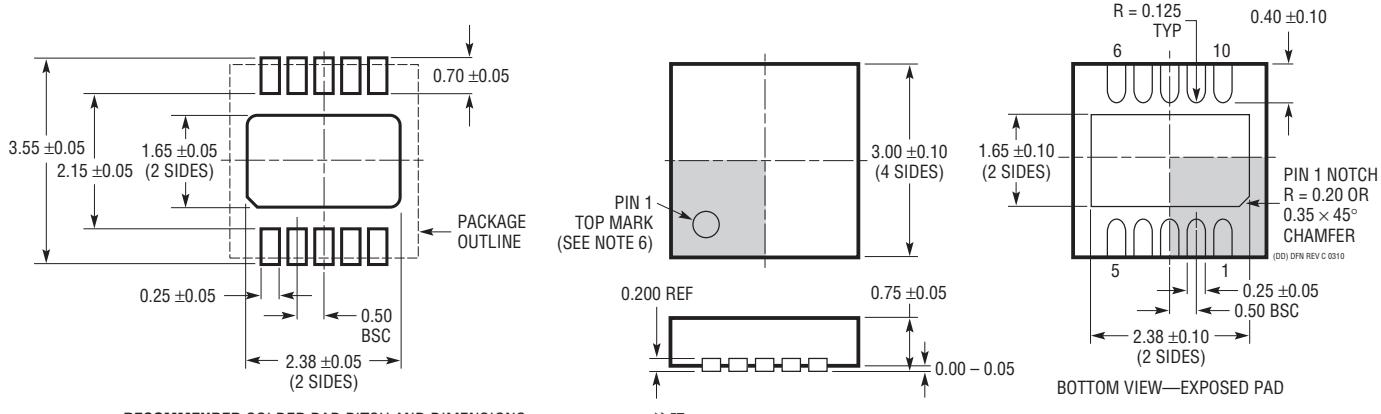
## 500mAの入力電流制限付き、USBまたはPCMCIAから給電されるGSMモデム



## 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。

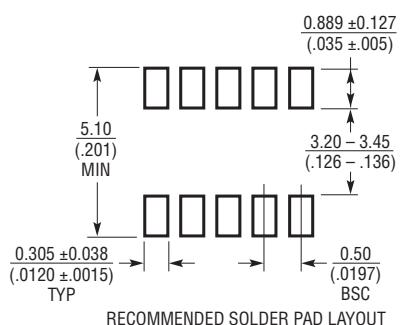
**DD Package**  
**10-Lead Plastic DFN (3mm × 3mm)**  
(Reference LTC DWG # 05-08-1699 Rev C)



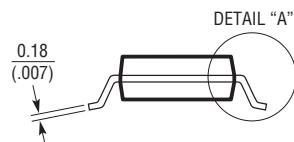
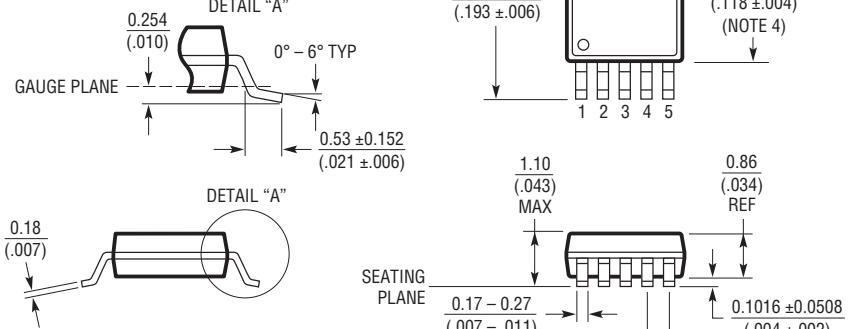
RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS

注記：  
 1. 図は JEDEC のパッケージ外形 MO-229 のバリエーション (WEED-2) になる予定  
 バリエーションの指定の現状については LTC の Web サイトのデータシートを参照  
 2. 図は実寸とは異なる  
 3. 全ての寸法はミリメートル  
 4. パッケージの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

**MS Package**  
**10-Lead Plastic MSOP**  
(Reference LTC DWG # 05-08-1661 Rev F)



RECOMMENDED SOLDER PAD LAYOUT



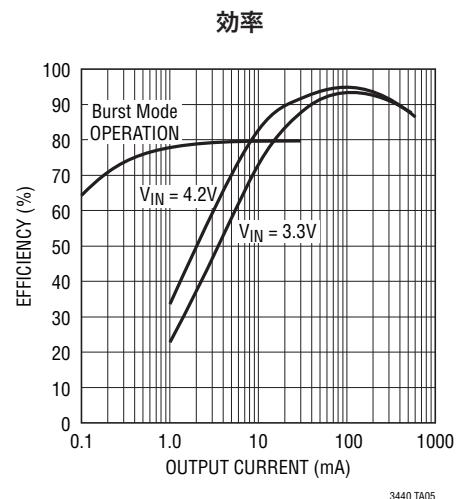
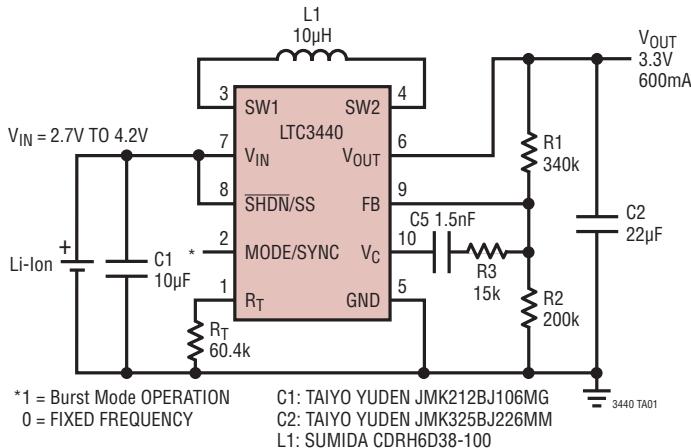
注記：  
 1. 寸法はミリメートル / (インチ)  
 2. 図は実寸とは異なる  
 3. 寸法にはモールドのバリ、突出部、またはゲートのバリを含まない。モールドのバリ、突出部、またはゲートのバリは、各サイドで 0.152mm (0.006") を超えないこと  
 4. 寸法には、リード間のバリまたは突出部を含まない。リード間のバリまたは突出部は、各サイドで 0.152mm (0.006") を超えないこと  
 5. リードの平坦度 (成形後のリードの底面) は最大 0.102mm (.004") であること

## 改訂履歴 (改訂履歴は Rev C から開始)

REV	日付	概要	ページ番号
C	8/14	「閉帰還ループ」セクションのフィルタ・ポールの等式を修正。	13

## 標準的応用例

リチウムイオン・バッテリから 3.3V/600mA の昇降圧コンバータ



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1613	550mA (I <sub>sw</sub> )、1.4MHz、高効率昇圧DC/DCコンバータ	効率: 90%、V <sub>IN</sub> : 0.9V ~ 10V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 34V、I <sub>Q</sub> = 3mA、I <sub>SD</sub> = <1μA、ThinSOT™パッケージ
LT1618	1.5A(I <sub>sw</sub> )、1.25MHz、高効率昇圧DC/DCコンバータ	効率: 90%、V <sub>IN</sub> : 1.6V ~ 18V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 35V、I <sub>Q</sub> = 1.8mA、I <sub>SD</sub> = <1μA、MS10パッケージ
LTC1877	600mA(I <sub>OUT</sub> )、550kHz、同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%、V <sub>IN</sub> : 2.7V ~ 10V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 0.8V、I <sub>Q</sub> = 10μA、I <sub>SD</sub> = <1μA、MS8パッケージ
LTC1878	600mA(I <sub>OUT</sub> )、550kHz、同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%、V <sub>IN</sub> : 2.7V ~ 6V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 0.8V、I <sub>Q</sub> = 10μA、I <sub>SD</sub> = <1μA、MS8パッケージ
LTC1879	1.2A(I <sub>OUT</sub> )、550kHz、同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%、V <sub>IN</sub> : 2.7V ~ 10V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 0.8V、I <sub>Q</sub> = 15μA、I <sub>SD</sub> = <1μA、TSSOP16パッケージ
LT1961	1.5A(I <sub>sw</sub> )、1.25MHz、高効率昇圧DC/DCコンバータ	効率: 90%、V <sub>IN</sub> : 3V ~ 25V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 35V、I <sub>Q</sub> = 0.9mA、I <sub>SD</sub> = 6μA、MS8Eパッケージ
LTC3400/LTC3400B	600mA(I <sub>sw</sub> )、1.2MHz、同期整流式昇圧DC/DCコンバータ	効率: 92%、V <sub>IN</sub> : 0.85V ~ 5V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 5V、I <sub>Q</sub> = 19μA/300μA、I <sub>SD</sub> = <1μA、ThinSOTパッケージ
LTC3401	1A(I <sub>sw</sub> )、3MHz、同期整流式昇圧DC/DCコンバータ	効率: 97%、V <sub>IN</sub> : 0.5V ~ 5V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 6V、I <sub>Q</sub> = 38μA、I <sub>SD</sub> = <1μA、MS10パッケージ
LTC3402	2A(I <sub>sw</sub> )、3MHz、同期整流式昇圧DC/DCコンバータ	効率: 97%、V <sub>IN</sub> : 0.5V ~ 5V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 6V、I <sub>Q</sub> = 38μA、I <sub>SD</sub> = <1μA、MS10パッケージ
LTC3405/LTC3405A	300mA(I <sub>OUT</sub> )、1.5MHz、同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%、V <sub>IN</sub> : 2.7V ~ 6V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 0.8V、I <sub>Q</sub> = 20μA、I <sub>SD</sub> = <1μA、ThinSOTパッケージ
LTC3406/LTC3406B	600mA(I <sub>OUT</sub> )、1.5MHz、同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%、V <sub>IN</sub> : 2.5V ~ 5.5V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 0.6V、I <sub>Q</sub> = 20μA、I <sub>SD</sub> = <1μA、ThinSOTパッケージ
LTC3411	1.25A(I <sub>OUT</sub> )、4MHz、同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%、V <sub>IN</sub> : 2.5V ~ 5.5V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 0.8V、I <sub>Q</sub> = 60μA、I <sub>SD</sub> = <1μA、MS10パッケージ
LTC3412	2.5A(I <sub>OUT</sub> )、4MHz、同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%、V <sub>IN</sub> : 2.5V ~ 5.5V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 0.8V、I <sub>Q</sub> = 60μA、I <sub>SD</sub> = <1μA、TSSOP16Eパッケージ
LTC3441/LTC3443	1.2A(I <sub>OUT</sub> )、1MHz/0.6MHz、マイクロパワー、同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%、V <sub>IN</sub> : 2.4V ~ 5.5V、V <sub>OUT(MIN)</sub> : 2.4V ~ 5.25V、I <sub>Q</sub> = 25μA、I <sub>SD</sub> = <1μA、DFNパッケージ