

## 2A、広入力範囲の同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ

### 特長

- 出力電圧を上回る/下回る、あるいは等しい入力電圧での安定化出力
- 1.8V~5.5Vの入力電圧範囲、1.8V~5.25Vの出力電圧範囲
- 0.8Aの連続出力電流:  $V_{IN} > 1.8V$
- 2Aの連続出力電流:  $V_{IN} > 3V$
- 1個のインダクタ
- 同期整流: 最大96%の効率
- プログラム可能なBurst Mode<sup>®</sup>動作:  $I_Q = 40\mu A$
- シャットダウン時の出力切断
- プログラム可能な周波数: 300kHz~2MHz
- シャットダウン電流:  $< 1\mu A$
- 熱特性が改善された小型14ピン (3mm×4mm×0.75mm) DFNパッケージ

### アプリケーション

- GSMモデム
- ハンドヘルド機器
- デジタルカメラ
- スマート電話
- メディア・プレーヤ
- ミニチュア・ハード・ディスク・ドライブ電源

### 概要

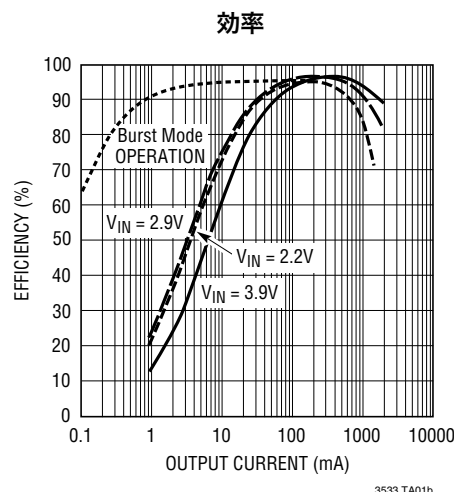
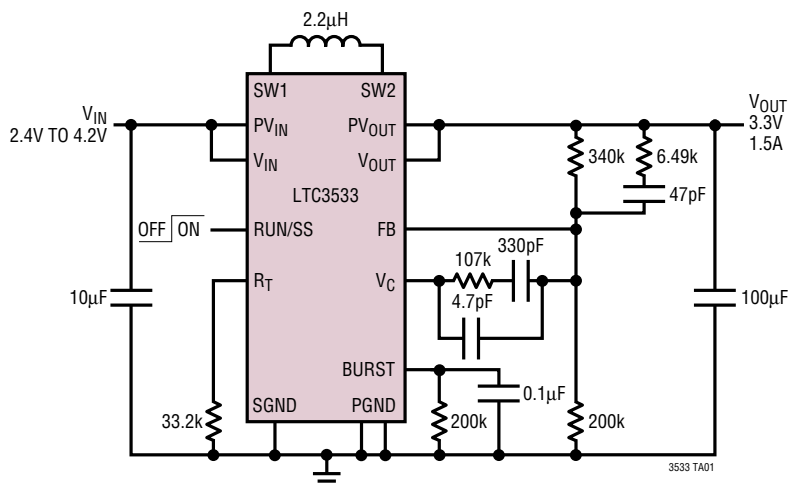
LTC<sup>®</sup>3533は出力電圧を上回るまたは下回る入力電圧でも、また出力電圧に等しい入力電圧でも動作する、広入力電圧範囲、高効率の固定周波数昇降圧DC/DCコンバータです。このデバイスはあらゆる動作モードの間を滑らかに移行する方式を採用しているため、出力電圧が入力電圧の範囲内にある1セル・リチウムイオン/ポリマまたは複数セル・アルカリ/NiMHアプリケーションに最適です。

このデバイスはプログラム可能なBurst Mode動作、最小1.8Vの広い $V_{IN}$ および $V_{OUT}$ 範囲、高い出力電流を特長としています。最大2MHzのスイッチング周波数が外付け抵抗で設定されます。Burst ModeスレッシュホールドはBURSTピンとGNDの間に接続された1本の抵抗で設定されます。

この他に、 $1\mu A$ のシャットダウン電流、短絡保護、プログラム可能なソフトスタート、電流制限、サーマル・シャットダウンなどを特長としています。LTC3533は熱特性が改善された14ピン (3mm×4mm×0.75mm) DFNパッケージで供給されます。

LT、LT、LTC、LTMおよびBurst Modeはリニアテクノロジー社の登録商標です。他のすべての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。

### 標準的応用例



# LTC3533

## 絶対最大定格

(Note 1)

$V_{IN}$ 、 $PV_{IN}$ の電圧	-0.3V~6V
$V_{OUT}$ 、 $PV_{OUT}$ の電圧	-0.3V~6V
SW1、SW2の電圧	
DC	-0.3V~6V
パルス < 100ns	-0.3~7V
$V_C$ 、FB、RUN/SS、BURSTの電圧	-0.3~6V
動作温度範囲 (Note 2)	-40°C~85°C
最高接合部温度 (Note 3)	125°C
保存温度範囲	-65°C~125°C

## パッケージ/発注情報

TOP VIEW

DE PACKAGE  
14-LEAD (4mm × 3mm) PLASTIC DFN  
 $T_{JMAX} = 125^{\circ}\text{C}$ ,  $\theta_{JA} = 43^{\circ}\text{C/W}$ ,  $\theta_{JC} = 4.3^{\circ}\text{C/W}$   
EXPOSED PAD (PIN 15) IS GND, MUST BE SOLDERED TO PCB

ORDER PART NUMBER	DE PART MARKING
LTC3533EDE	3533

**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-tech.co.jp/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、弊社へ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。注記がない限り、 $V_{IN} = 3.6\text{V}$ 、 $V_{OUT} = 3.3\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Operating Range		● 1.8		5.5	V
Output Voltage Adjust Range		● 1.8		5.25	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	$V_C = 0\text{V}$ , $V_{BURST} = 0\text{V}$ (Note 4)		40	50	$\mu\text{A}$
Quiescent Current – Shutdown	$V_{RUN} = 0\text{V}$ , Not Including Switch Leakage		0.1	1	$\mu\text{A}$
Quiescent Current – Active	$V_C = 0\text{V}$ , BURST = 3.6V (Note 4)		700	1100	$\mu\text{A}$
Input Current Limit		● 3.5	4.5		A
Peak Current Limit			7		A
Reverse Current Limit			0.5		A
NMOS Switch Leakage	Switches B and C		0.1	5	$\mu\text{A}$
PMOS Switch Leakage	Switches A and D		0.1	10	$\mu\text{A}$
NMOS Switch On Resistance	Switches B and C		60		m $\Omega$
PMOS Switch On Resistance	Switches A and D		80		m $\Omega$
Maximum Duty Cycle	Boost (% Switch C On) Buck (% Switch A On)	● 80 ● 100	90		% %
Minimum Duty Cycle		●		0	%

3533f

## 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、 $V_{IN} = 3.6\text{V}$ 、 $V_{OUT} = 3.3\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Frequency Accuracy	$R_T = 33.2\text{k}$	●	0.7	1	1.3	MHz
Error Amp AVOL				80		dB
Error Amp Source Current				-20		$\mu\text{A}$
Error Amp Sink Current				250		$\mu\text{A}$
Burst Threshold				1		V
Burst Input Current	$V_{BURST} = 5.5\text{V}$ , $V_{IN} = 5.5\text{V}$				8	$\mu\text{A}$
RUN/SS Threshold	When IC is Enabled When EA is at Maximum Boost Duty Cycle	●	0.4	0.7 1.3	1.4	V V
RUN/SS Input Current	$V_{RUN} = 5.5\text{V}$			0.01	1	$\mu\text{A}$

**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。

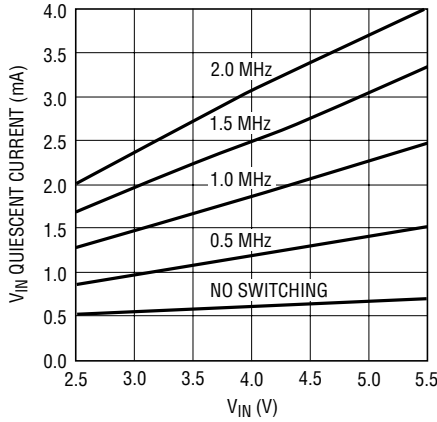
**Note 2:** LTC3533EDEは、 $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の温度範囲での仕様は、設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。

**Note 3:** このデバイスには短時間の過負荷状態の間デバイスを保護するための過熱保護機能が備わっている。過熱保護機能がアクティブなとき接合部温度は $125^\circ\text{C}$ を超える。規定された最高動作接合部温度を超えた動作が継続するとデバイスの劣化または故障が生じるおそれがある。

**Note 4:** 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。

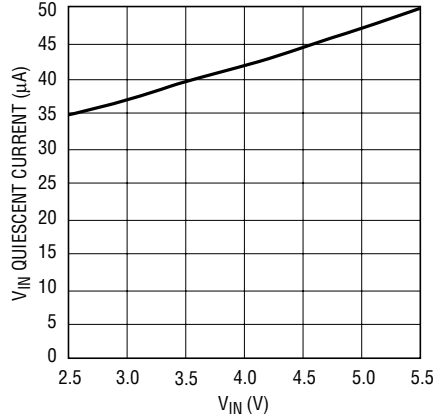
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

消費電流と $V_{IN}$   
(固定周波数モード)



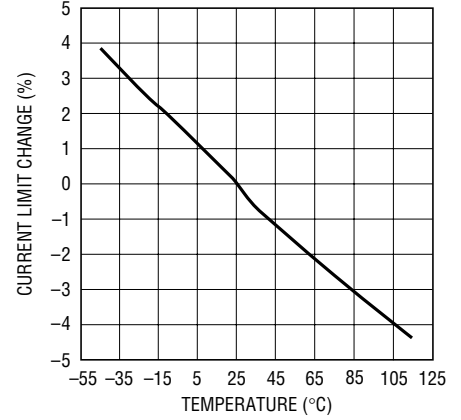
3533 G01

Burst Modeの消費電流



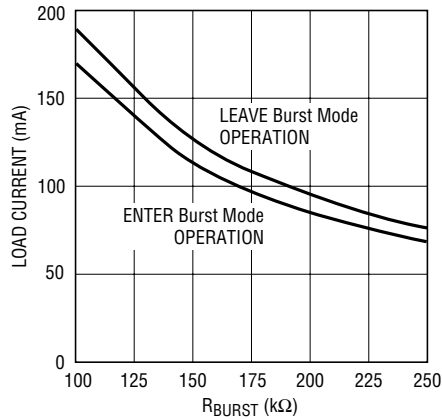
3530 G02

ピーク電流制限と温度



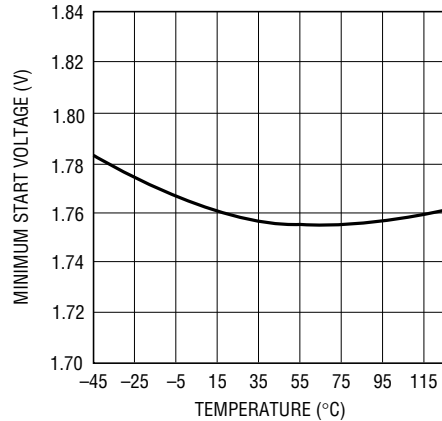
3533 G03

自動Burst Modeのスレッシュホールドと  
 $R_{BURST}$



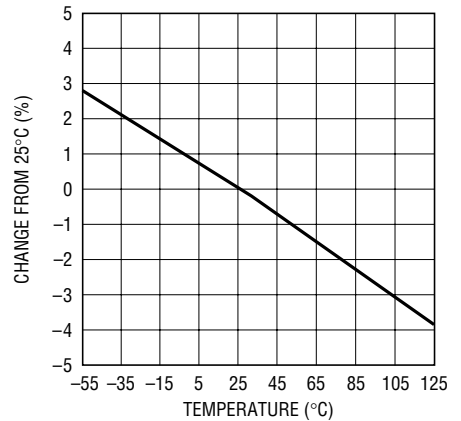
3533 G04

最小起動電圧と温度



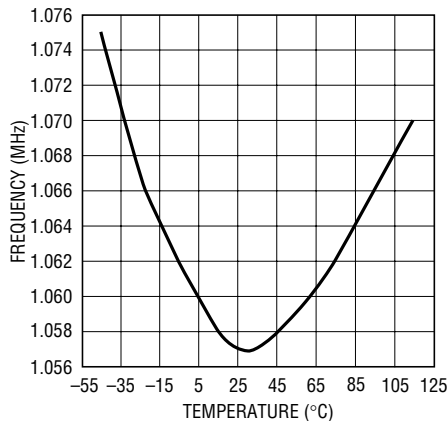
3533 G05

平均入力電流制限と温度



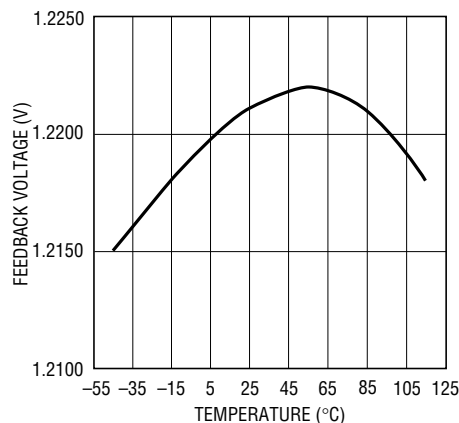
3533 G06

周波数変化と温度



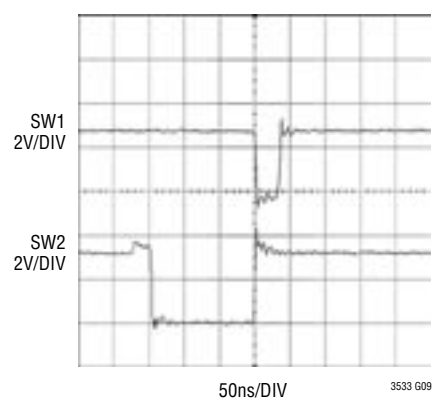
3533 G07

帰還電圧と温度



3533 G08

昇圧モードに入る前の  
スイッチ・ピン

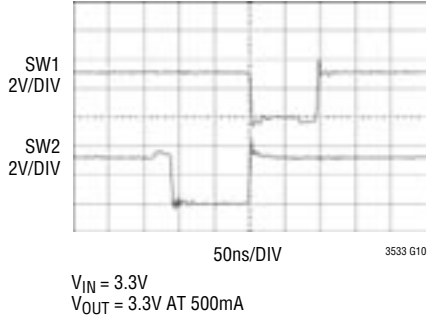


3533 G09

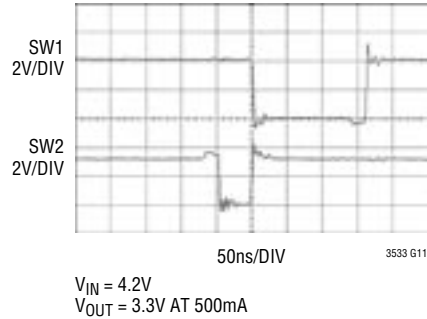
$V_{IN} = 2.9\text{V}$   
 $V_{OUT} = 3.3\text{V AT } 500\text{mA}$

標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

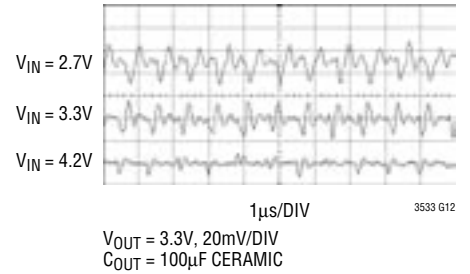
昇降圧モードのスイッチ・ピン



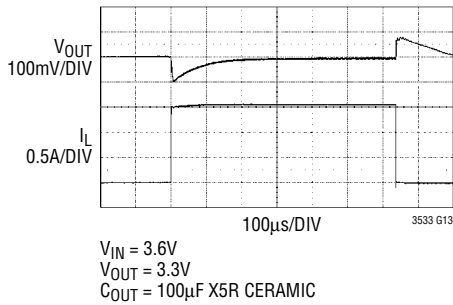
昇降圧モードに入る  
スイッチ・ピン



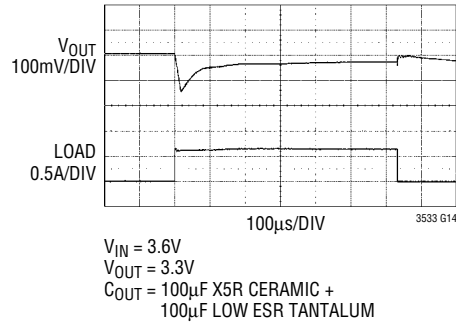
1A負荷での出力リップル



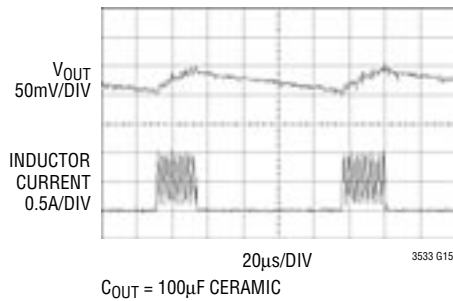
固定周波数モードの負荷過渡応答、  
無負荷から1.5A



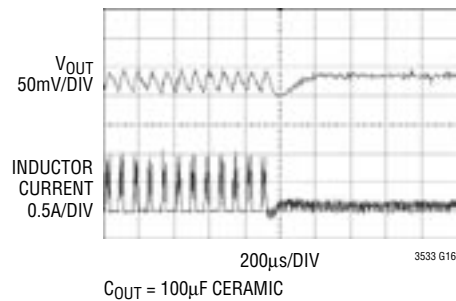
自動Burst Modeの負荷過渡応答、  
無負荷から600mA



Burst Mode動作



Burst Mode動作から  
固定周波数モードへの過渡



## ピン機能

**R<sub>T</sub> (ピン1):**内部発振器の周波数をプログラムします。抵抗をR<sub>T</sub>からグランドに接続します。

$$f(\text{kHz}) = 33,170/R_T(\text{k}\Omega)$$

**BURST (ピン2):**自動Burst Modeのスレッシュホールドの設定に使用します。抵抗とコンデンサを並列にこのピンからグランドに接続します。部品の値の選択に関しては、「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。Burst Mode動作のマニュアル制御では、このピンを接地してBurst Mode動作を強制するか、またはV<sub>IN</sub>に接続して固定周波数PWMモードを強制します。

**SGND (ピン3):**デバイスの信号グランド。

**SW1 (ピン4):**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。効率をいくらか改善するため、オプションでショットキー・ダイオードをSW1からグランドに接続することができます。EMIを最小に抑えるためにトレース長を短くしてください。

**PGND1、PGND2 (ピン5、6):**内部NMOSパワー・スイッチの電源グランド。

**SW2 (ピン7):**内部スイッチのCとDが接続されているスイッチ・ピン。効率をいくらか改善するため、オプションでショットキー・ダイオードをSW2からV<sub>OUT</sub>に接続することができます。出力電圧が4.3Vを超えるアプリケーションでは、SW2ピンが過度の電圧を示さないようにするため、このショットキー・ダイオードが必要です。EMIを最小に抑えるためにトレース長を短くしてください。

**V<sub>OUT</sub> (ピン8):**PV<sub>OUT</sub>の電圧検出ピンおよびPV<sub>OUT</sub>から給電される内部回路の入力電源ピン。フィルタのコンデンサをV<sub>OUT</sub>からGNDに接続します。セラミック・バイパス・コンデンサをできるだけV<sub>OUT</sub>ピンとGNDピンに近づけて配置することを推奨します。

**PV<sub>OUT</sub> (ピン9):**同期整流器の出力。フィルタのコンデンサをPV<sub>OUT</sub>からPGNDに接続します。セラミック・バイパス・コンデンサをできるだけPV<sub>OUT</sub>ピンとPGNDピンに近づけて配置することを推奨します。

**V<sub>IN</sub> (ピン10):**入力電源ピン。デバイスの内部回路用V<sub>CC</sub>。

**PV<sub>IN</sub> (ピン11):**パワーV<sub>IN</sub>電源ピン。10μFのセラミック・コンデンサをできるだけPV<sub>IN</sub>ピンとPGNDピンに近づけて配置することを推奨します。

**RUN/SS (ピン12):**イネーブルとソフトスタートの組合せ。加えられた電圧が0.4Vより低いとデバイスはシャットダウンします。デバイスをイネーブルするには>1.4V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>1.6V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に接続されたRCによりV<sub>C</sub>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13):**帰還ピン。抵抗分割器のタップをここに接続します。出力電圧は1.8V~5.25Vの範囲で調節できます。帰還リファレンス電圧は標準で1.22Vです。

$$V_{OUT} = 1.22 \cdot \frac{R1+R2}{R2}$$

**V<sub>C</sub> (ピン14):**誤差アンプの出力。このピンからFBにRCネットワークを接続して、ループを補償します。部品選択のガイドラインとして「帰還ループを閉じる」のセクションを参照してください。Burst Mode動作時、V<sub>C</sub>は内部でホールド回路に接続されています。

**露出パッド (ピン15):**デバイスのサブストレート・グランド。PCBへの電氣的接続と十分な熱接触の両方を与えるため、このピンをPCBのグランドに半田付けする必要があります。





## 動作

### 誤差アンプ

誤差アンプは電圧モードのアンプです。ループ補償用部品は、コンバータを安定化するため、このアンプの周囲 (FBからV<sub>C</sub>) に配置します。帯域幅を改善するには、追加のRCフィードフォワード・ネットワークを帰還分割器の上側の抵抗の両端に配置することができます。RUN/SSピンの電圧は誤差アンプの出力 (V<sub>C</sub>) をクランプして、ソフト・スタート機能を実現します。

### 電源電流の制限

LTC3533には連続して動作する2つの異なる電源電流制限回路があり、それぞれV<sub>IN</sub>と逆方向に変化する内部で固定されたスレッシュホールドがあります。

最初の回路は電流制限アンプで、ピーク入力電流が4.5A (標準) を超えると、電流をFBにソースして出力電圧を下げます。この方法により、入力電流をクランプする閉ループが与えられます。短絡時や起動時のように、V<sub>OUT</sub>がグラウンドに近い状態の間、このスレッシュホールドは750mAに切り下げられ、フォールドバック機能を与えます。この電流制限機能が有効に働くには、FBからグラウンドのテブナン抵抗を100kより大きくします。

ピーク入力電流が7A (標準) を超えると、2番目の回路 (高速ピーク電流制限コンパレータ) がPMOSスイッチAをオフします。このコンパレータの出力への遅延は標準で50nsです。

### 逆電流制限

固定周波数動作の間、LTC3533は強制連続導通モードで動作します。逆電流制限コンパレータは出力からスイッチDを通して流れるインダクタ電流をモニタします。この負のインダクタ電流が標準500mAを超えると、LTC3533はスイッチDをオフします。

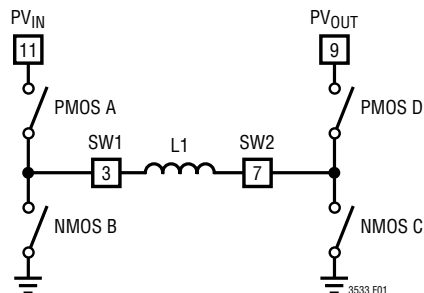


図1. 出力スイッチの簡略図

### 4スイッチ制御

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。LTC3533の動作領域を制御電圧 (V<sub>C</sub>) の関数として図2に示します。

V<sub>C</sub>の大きさに依存して、LTC3533は降圧モード、昇降圧モード、昇圧モードのいずれかで動作します。4つのパワー・スイッチは適切に位相が制御されますので、動作モード間の移行は連続的に滑らかに行われ、ユーザーには見えません。V<sub>IN</sub>がV<sub>OUT</sub>に近づくと降圧/昇圧領域に入り、そこでは4スイッチ領域の導通時間は通常150nsです。図1と図2を参照しながらそれぞれの動作領域について説明します。

### 降圧領域 (V<sub>IN</sub> > V<sub>OUT</sub>)

このモードの間スイッチ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。制御電圧 (V<sub>C</sub>) が電圧V1より高いと、スイッチ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は周期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は通常の同期式降圧レギュレータと同様に交互に動作します。制御電圧が上昇するにつれ、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<sub>MAX\_BUCK</sub>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<sub>4SW</sub>は4スイッチ領域のデューティ・サイクル (%) です。

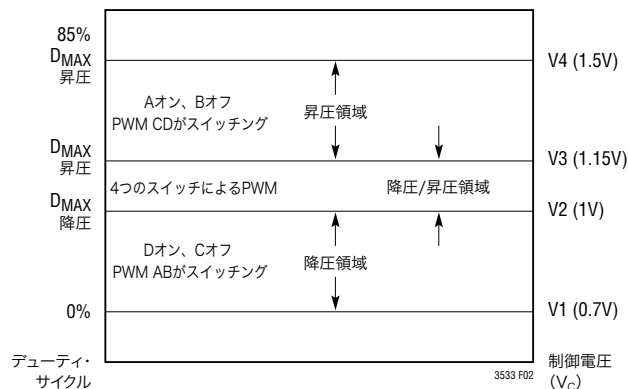


図2. スwitchの制御と制御電圧V<sub>C</sub>



## 動作

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

ここで、 $f$ は動作周波数(Hz)です。

この点を超えると「4スイッチ」領域(つまり降圧/昇圧領域)に達します。

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

制御電圧( $V_C$ )が電圧 $V_2$ を超えるとスイッチ・ペアADはデューティ・サイクル $D_{MAX\_BUCK}$ の間オン状態を保ち、スイッチ・ペアACがフェーズインを開始します。 $V_C$ が電圧 $V_3$ で昇降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。

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

4スイッチ領域の終点は次式で与えられます。

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

ここで、 $f$ は動作周波数(Hz)です。

### 昇圧領域( $V_{IN} < V_{OUT}$ )

このモードの間スイッチ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。制御電圧( $V_C$ )が電圧 $V_3$ 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90%に制限されており、 $V_C$ が $V_4$ を超えるとこのリミット値に達します。

### Burst Mode動作

Burst Mode動作により、LTC3533の軽負荷時の消費電流が減少し、全体の変換効率が改善され、バッテリーの寿命が延びます。Burst Mode動作時、LTC3533は出力が安定化されるまで出力に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しており、消費電流はわずか $40\mu\text{A}$ に低下します。このモードでは、出力リップル電圧の周波数成分は負荷電流に依存して変化し、一般にピーク・トゥ・ピークで約2%になります。Burst Mode動作のリップルは出力容量を大きくすることにより、わずかに減らすことができます。Burst Mode動作のリップルを減らす別の方法として、

$V_{OUT}$ 帰還分割器ネットワークの上側の抵抗の両端に(タイプIIIの補償のように)小さなフィードフォワード・コンデンサを接続します。

デバイスが出力にエネルギーを供給している間にピーク・スイッチ電流は標準で $450\text{mA}$ に増加し、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。このモードでの標準最大平均出力電流は以下の式で与えられます。

$$I_{MAX(BURST)BUCK} \approx 225\text{mA}; V_{OUT} < V_{IN}$$

$$I_{MAX(BURST)BOOST} \approx 225\text{mA} \cdot (V_{IN}/V_{OUT}); V_{OUT} > V_{IN}$$

入力と出力はサイクルの大半で相互に接続されるので、 $I_{MAX(BURST)BUCK-BOOST} \approx 350\text{mA}; V_{OUT} \approx V_{IN}$ となります。

1mA未満での効率は主に消費電流によって支配されます。Burst Mode動作の効率は次式で与えられます。

$$\text{効率} \approx \frac{\eta \cdot I_{LOAD}}{40\mu\text{A} + I_{LOAD}}$$

ここで、 $\eta$ はBurst Mode動作時には標準90%です。

### プログラム可能な自動Burst Mode動作

Burst Mode動作は、自動制御することも、1つの信号ピンを使ってデジタル方式で制御することもできます。自動モードでは、LTC3533はプログラムされたスレッシュホールドでBurst Mode動作に入り、負荷需要が増加すると固定周波数動作に戻ります。モードの移行が生じる負荷電流は、以下の式に従って、1個の外部抵抗をBURSTピンからグラウンドに接続してプログラムします。

$$\text{Burst Mode動作に入る: } I_{BURST} = \frac{17}{R_{BURST}}$$

$$\text{Burst Mode動作から出る: } I_{BURST} = \frac{19}{R_{BURST}}$$

ここで、 $R_{BURST}$ の単位は $k\Omega$ 、 $I_{BURST}$ はアンペアを単位にした負荷移行電流です。 $1M\Omega$ より大きな $R_{BURST}$ の値は使わないでください。

## 動作

自動動作では、フィルタ・コンデンサもBURSTからグラウンドに接続します。コンデンサの最小値の式は次のとおりです。

$$C_{\text{BURST(MIN)}} \geq \frac{C_{\text{OUT}} \cdot V_{\text{OUT}}}{60,000}$$

ここで、 $C_{\text{BURST(MIN)}}$ と $C_{\text{OUT}}$ の単位は $\mu\text{F}$ です。

Burst Mode動作時に負荷トランジェントによりFBがレギュレーション値から4%以上低下すると、LTC3533は直ちに固定周波数モードに切り替わり、内部プルアップが短時間BURSTに与えられ、 $C_{\text{BURST}}$ を急速に充電します。これにより、出力が安定化されると直ちにデバイスがBurst Mode動作に再度移行するのを防ぎます。

### マニュアルBurst Mode動作

Burst Mode動作をマニュアル制御する場合、BURSTに接続したRCネットワークを省くことができます。固定周波数モードを強制するには、BURSTを $V_{\text{IN}}$ に接続します。Burst Mode動作を強制するには、BURSTを接地します。Burst Mode動作をマニュアル操作する場合、BURSTに接続される回路は最大2mAをシンクすることができるようにします。

大きな動的負荷に対して最適過渡応答を得るには、動作モードをホスト・プロセッサによってデジタル方式で制御します。負荷が突如増加する前に固定周波数動作を強制することにより、出力電圧の垂下を最小に抑えることができます。強制Burst Mode動作時(BURSTピンは接地)の負荷電流が供給可能な電流を超えると、出力電圧が垂下し始め、LTC3533は自動的にBurst Mode動作から抜け出して固定周波数モードに移行し、 $V_{\text{OUT}}$ が上昇することに注意してください。安定化が達成されると、(ユーザーがBURSTを接地することにより依然Burst Mode動作を強制しているので)LTC3533は再度Burst Mode動作に移行し、このサイクルが繰り返され、約4%の出力リップルが生じます。

### Burst Mode動作から固定周波数への過渡応答

Burst Mode動作では、補償ネットワークは使われず、 $V_{\text{C}}$ は誤差アンプから切り離されます。Burst Mode動作が長く続くと、外部部品やPCボードのリーク電流によって補償コンデンサが充電(または放電)することがあり、その結果、固定周波数モードの動作に戻るとき、同じ負荷電流であっても大きな出力過渡が生じることがあります。これを防ぐため、LTC3533にはアクティブ・クランプ回路が内蔵されており、Burst Mode動作の間、 $V_{\text{C}}$ の電圧を最適電圧に保ちます。これにより、固定周波数モード動作に戻るとき、どんな出力過渡でも最小に抑えます。最適過渡応答のため、制御ループの帯域幅を広げ、出力のLCフィルタの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IIIの補償も推奨します(「帰還ループを閉じる」を参照)。

### ソフトスタート

ソフト・スタート機能はシャットダウン機能と組み合わせられています。RUN/SSピンが1V(標準)より上に引き上げられるとLTC3533はイネーブルされますが、誤差アンプのデューティ・サイクルは $V_{\text{C}}$ によってクランプされます。この機能の詳細なダイアグラムを図3に示します。外付け部品の $R_{\text{SS}}$ と $C_{\text{SS}}$ によりRUN/SSの電圧がゆっくりランプし、ソフト・スタート機能を実現します。 $V_{\text{C}}$ がクランプされないようにするため、RUN/SSを1.6Vより上に上げる必要があります。

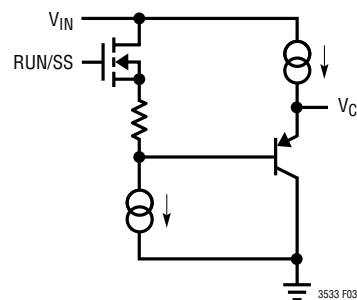


図3

アプリケーション情報

部品の選択

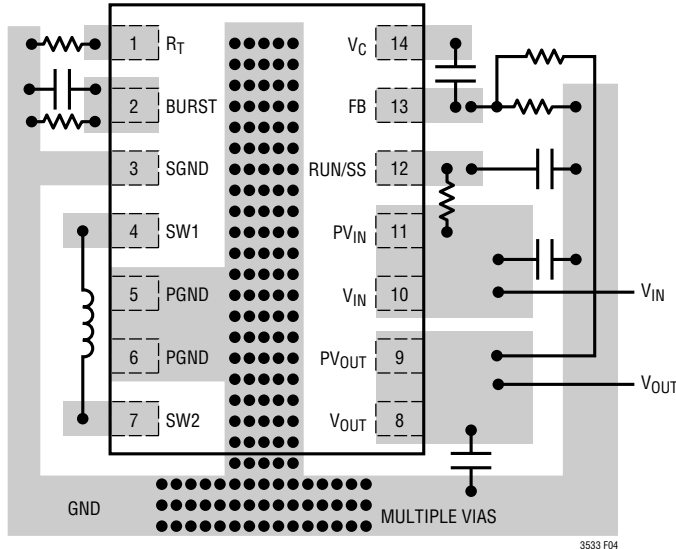


図4. 推奨部品配置。高電流の流れるトレースは短く、幅を広くする。FBピンとVCピンのトレース面積を小さくする。バッテリーへのリード線を短くする。PVOUTとPVINのセラミック・コンデンサをデバイスのピンに近づけて配置する

インダクタの選択

LTC3533は高い周波数で動作するので、小型表面実装インダクタを使用できます。インダクタのリップル電流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以下のように与えられます。

$$L_{BOOST} > \frac{V_{IN(MIN)}^2 \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)})}{f \cdot \Delta I_L \cdot V_{OUT}^2} H$$

$$L_{BUCK} > \frac{V_{OUT} \cdot (V_{IN(MAX)} - V_{OUT})}{f \cdot \Delta I_L \cdot V_{IN(MAX)}} H$$

ここで、f = スイッチング周波数 (Hz)

$\Delta I_L$  = 最大許容インダクタ・リップル電流

$V_{IN(MIN)}$  = 最小入力電圧

$V_{IN(MAX)}$  = 最大入力電圧

$V_{OUT}$  = 出力電圧

高効率を得るには、高周波用コア材を使ったフェライト・インダクタを選択して、コア損失を減らします。 $I^2R$ 損失を減らすため、インダクタはESR(等価直列抵抗)が小さく、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4A~6A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には、シールドされたインダクタを使用します。インダクタの製造元については表1を参照してください。

出力コンデンサの選択

出力フィルタ・コンデンサのバルク値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以下の式で与えられます。

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

$$\%Ripple\_Buck = \frac{(V_{IN(MAX)} - V_{OUT}) \cdot 100}{8L C_{OUT} \cdot V_{IN(MAX)} \cdot f^2} \%$$

ここで、 $C_{OUT}$  = 出力フィルタ・コンデンサ(F)

$I_{OUT(MAX)}$  = 最大出力負荷電流

出力容量はコンバータの過渡応答の要求条件を満たすため、通常は最小値より何倍も大きくします。

表1. インダクタの製造元

SUPPLIER	PHONE	FAX	WEB SITE
Coilcraft	(847) 639-6400	(847) 639-1469	www.coilcraft.com
CoEv Magnetics	(800) 227-7040	(650) 361-2508	www.circuitprotection.com/magnetics.asp
Murata	(814) 237-1431 (800) 831-9172	(814) 238-0409	www.murata.com
Sumida	USA: (847) 956-0666 Japan: 81(3) 3607-5111	USA: (847) 956-0702 Japan: 81(3) 3607-5144	www.sumida.com
TDK	(847) 803-6100	(847) 803-6296	www.component.tdk.com
TOKO	(847) 297-0070	(847) 699-7864	www.tokoam.com

## アプリケーション情報

目安として、所期の過渡応答を維持するには、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だけ出力容量を上計算値から増やす必要があります。

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)によって生じます。出力電圧リップルを下げるには低ESR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、太陽誘電またはTDKのセラミック・コンデンサ、AVXの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。問合せ先については表2を参照してください。

### 入力コンデンサの選択

$PV_{IN}$ はデバイスの電源電圧なので、少なくとも $4.7\mu\text{F}$ の低ESRセラミック・バイパス・コンデンサを $PV_{IN}$ とGNDの近くに置くことを推奨します。コンバータからバッテリーや他の電源への浮遊抵抗を最小に抑えることも重要です。

### オプションのショットキー・ダイオード

同期スイッチのBとDのそれぞれの両端にショットキー・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 $15\text{ns}$ )中の電圧降下が小さくなり、そのため効率が改善されます。MBRM120T3あるいは同等の表面実装ショットキー・ダイオードを使用してください。通常の整流ダイオードは回復時間が遅くて効率が低下するので使用しないでください。

### 出力電圧 < 1.8V

LTC3533は最低 $400\text{mV}$ の出力電圧の降圧コンバータとして動作可能です。ショットキー・ダイオードを使わなくても動作するように、このデバイスは最小 $1.8\text{V}$ で規定されています。同期スイッチDは $PV_{OUT}$ から電力を供給され、低い出力電圧では $R_{DS(ON)}$ が増加するので、出力への導通経路を与えるためSW2から $V_{OUT}$ にショットキー・ダイオードが必要です。Burst Mode動作は $1\text{V}$ (標準)より低い出力電圧では禁じられていることに注意してください。

### 出力電圧 > 4.3V

$4.3\text{V}$ を超える出力電圧にはSW2から $V_{OUT}$ にショットキー・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 $4.5\text{V}$ を超えるアプリケーションでは、SW1ピンとGNDの間に $2\Omega/1\text{nF}$ の直列スナバが必要です。ショットキー・ダイオードもSW1と $PV_{IN}$ の間にできるだけピンに近づけて追加します。もっと高い入力電圧では、 $V_{IN}$ のバイパスがさらに重要になります。したがって、セラミック・バイパス・コンデンサもできるだけ $PV_{IN}$ ピンとGNDピンの近くに必要です。

### 動作周波数の選択

動作周波数を高くすると、インダクタおよび入力と出力のフィルタ・コンデンサを小さくすることができるので、基板の面積と部品の高さが減少します。ただし、動作周波数を高くすると、以下の式で与えられる、4個のスイッチのゲート電荷によりデバイス全体の消費電流も増加します。

$$\text{降圧: } I_Q = (600e - 12 \cdot V_{IN} \cdot f) \text{ mA}$$

$$\text{昇圧: } I_Q = [800e - 12 \cdot (V_{IN} + V_{OUT}) \cdot f] \text{ mA}$$

$$\text{昇降圧: } I_Q = [(1400e - 12 \cdot V_{IN} + 400e - 12 \cdot V_{OUT}) \cdot f] \text{ mA}$$

ここで、 $f$  = スイッチング周波数 (Hz) です。したがって、周波数は、最適効率と最小のソリューション・サイズの間を妥協させて選択します。

表2. コンデンサの製造元

SUPPLIER	PHONE	FAX	WEB SITE
AVX	(803) 448-9411	(803) 448-1943	www.avxcorp.com
Sanyo	(619) 661-6322	(619) 661-1055	www.sanyovideo.com
Taiyo Yuden	(408) 573-4150	(408) 573-4159	www.t-yuden.com
TDK	(847) 803-6100	(847) 803-6296	www.component.tdk.com

## アプリケーション情報

## 帰還ループを閉じる

LTC3533には電圧モードのPWM制御回路が内蔵されています。出力利得の制御は動作領域(降圧、昇圧、昇降圧)に従って変化しますが、通常は15を超えることはありません。

$$f_{\text{FILTER\_POLE}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{\text{OUT}}}} \text{ Hz}$$

(降圧モードの場合)

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

(昇圧モードの場合)

ここで、Lの単位はヘンリー、C<sub>OUT</sub>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>は出力コンデンサの等価直列抵抗です。

昇圧モードで面倒なのは右半平面(RHP)のゼロで、次式で与えられます。

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

ループ利得は一般にRHPのゼロの周波数より前でロールオフします。

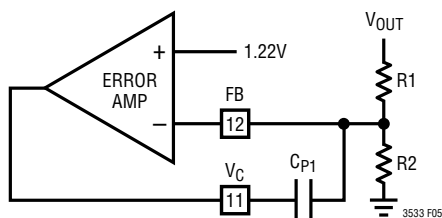


図5. タイプIの補償を備えた誤差アンプ

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、代償として帯域幅が減少し、過渡応答速度が低下します。タイプIの補償を使って適切な位相マージンを保証するには、ループはLCのダブルポールより1桁下の周波数でクロスオーバーする必要があります。図5を参照して、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。

$$f_{\text{UG}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R1 \cdot C_{\text{P1}}} \text{ Hz}$$

ほとんどのアプリケーションでは出力フィルタの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。帯域幅を上げるにはタイプIIIの補償が必要であり、2つのゼロを与えて、出力フィルタの2ポール応答を補償します。図6を参照すると、ポールとゼロの位置は以下の式で与えられます。

$$f_{\text{POLE1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10e^3 \cdot R1 \cdot C_{\text{P1}}} \text{ Hz}$$

(これは非常に低い周波数です)

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

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

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

ここで、抵抗の単位はオーム、容量の単位はファラッドです。

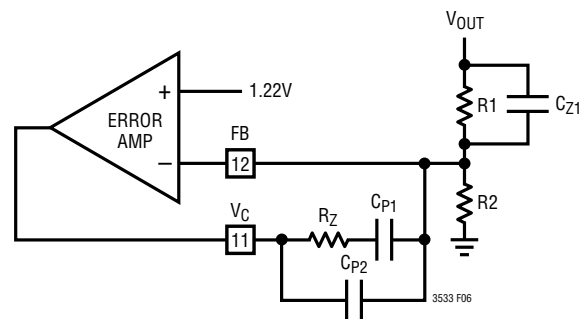
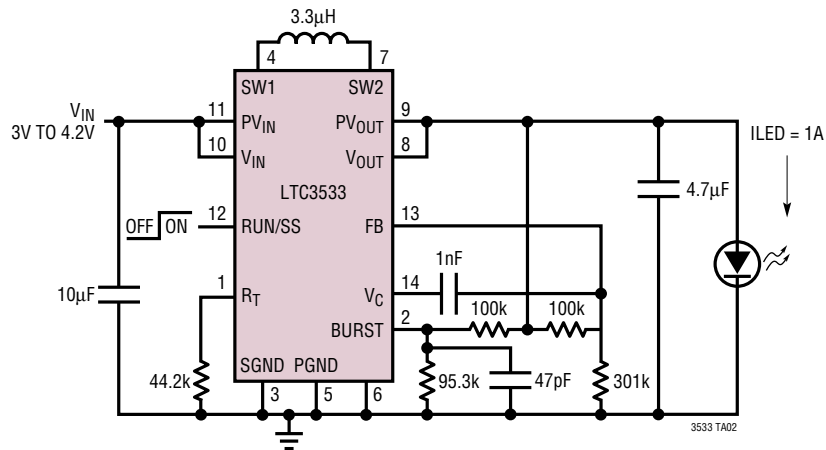


図6. タイプIIIの補償を備えた誤差アンプ

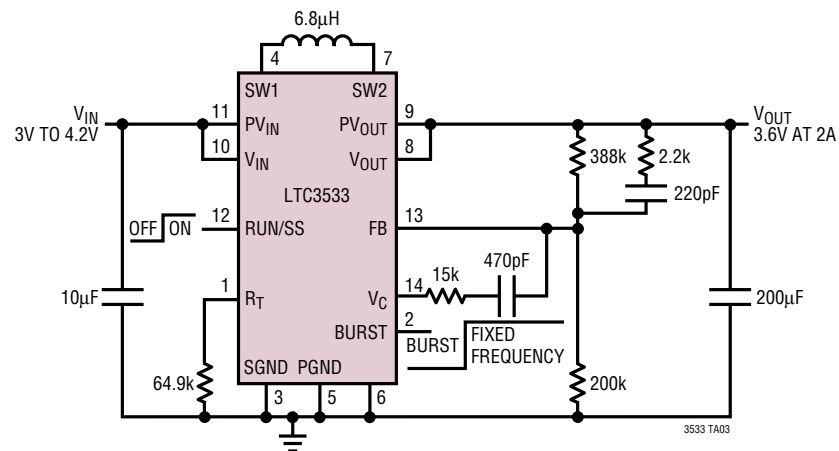


## 標準的応用例

### 高効率、高電流LEDドライバ

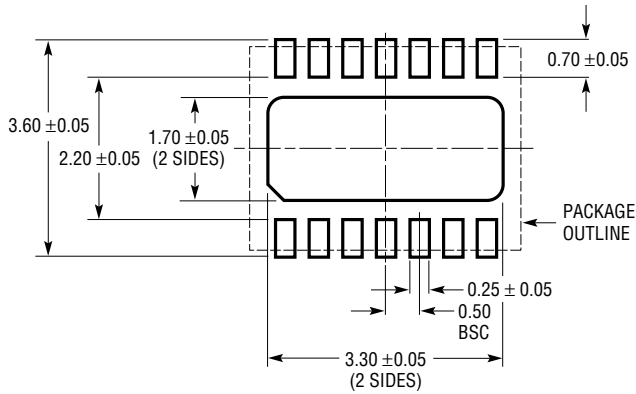


### 1MHz、リチウムイオン・バッテリーから3.6V/2A、パルスによる、マニュアル・モードの制御

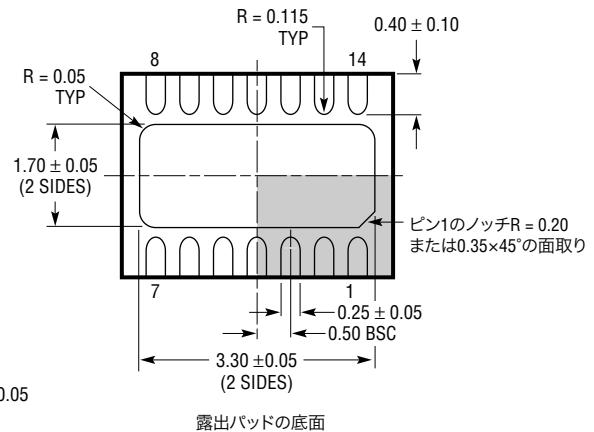
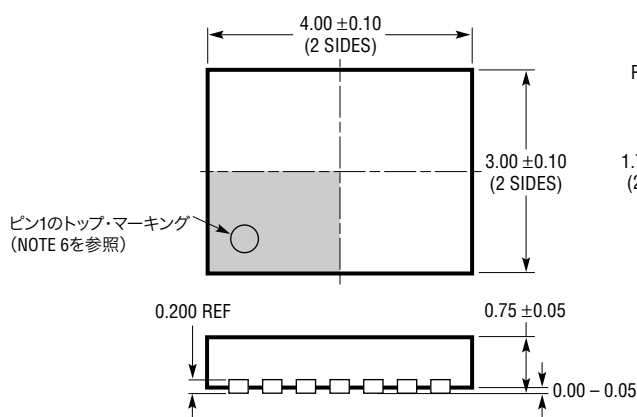


## パッケージ寸法

DEパッケージ  
14ピン・プラスチックDFN (4mm×3mm)  
(Reference LTC DWG # 05-08-1708 Rev A)



推奨する半田パッドのピッチと寸法



露出パッドの底面

## 注記:

1. 図はJEDECパッケージ・アウトラインM0-229のバージョンのバリエーション(WGED-3)として提案
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トップとボトムのパイン1の位置の参考に過ぎない



# LTC3533

## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3400/ LT3400B	600mA ( $I_{SW}$ )、1.2MHz同期式昇圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}$ : 0.85V~5V、 $V_{OUT(MAX)} = 5V$ 、 $I_Q = 19\mu A/300\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、ThinSOTパッケージ
LTC3401/LT3402	1A/2A ( $I_{SW}$ )、3MHz同期式昇圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}$ : 0.5V~5V、 $V_{OUT(MAX)} = 6V$ 、 $I_Q = 38mA$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MSパッケージ
LTC3405/ LTC3405A	300mA ( $I_{OUT}$ )、1.5MHz同期式昇圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}$ : 2.7V~6V、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 20\mu A$ 、 $I_{SD} \leq 1\mu A$ 、MS10パッケージ
LTC3406/ LTC3406B	600mA ( $I_{OUT}$ )、1.5MHz同期式昇圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}$ : 2.5V~5.5V、 $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ 、 $I_Q = 20\mu A$ 、 $I_{SD} \leq 1\mu A$ 、ThinSOTパッケージ
LTC3407	600mA ( $I_{OUT}$ )、1.5MHzデュアル同期式昇圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}$ : 2.5V~5.5V、 $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ 、 $I_Q = 40\mu A$ 、 $I_{SD} \leq 1\mu A$ 、MSパッケージ
LTC3411	1.25A ( $I_{OUT}$ )、4MHz同期式昇圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}$ : 2.5V~5.5V、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 60\mu A$ 、 $I_{SD} \leq 1\mu A$ 、MSパッケージ
LTC3412	2.5A ( $I_{OUT}$ )、4MHz同期式昇圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}$ : 2.5V~5.5V、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 60\mu A$ 、 $I_{SD} \leq 1\mu A$ 、MSパッケージ
LTC3421	3A ( $I_{SW}$ )、3MHz同期式昇圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}$ : 0.5V~4.5V、 $V_{OUT(MAX)} = 5.25V$ 、 $I_Q = 12\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、QFNパッケージ
LTC3425	5A ( $I_{SW}$ )、8MHz、マルチフェーズ同期式昇圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}$ : 0.5V~4.5V、 $V_{OUT(MAX)} = 5.25V$ 、 $I_Q = 12\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、QFNパッケージ
LTC3429	600mA ( $I_{SW}$ )、500kHz同期式昇圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}$ : 0.5V~4.4V、 $V_{OUT(MAX)} = 5V$ 、 $I_Q = 20\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、ThinSOTパッケージ
LTC3440	600mA ( $I_{OUT}$ )、2MHz同期式昇降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}$ : 2.5V~5.5V、 $V_{OUT(MAX)} = 2.5V \sim 5.5V$ 、 $I_Q = 25\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MS、DFNパッケージ
LTC3441	1.2A ( $I_{OUT}$ )、1MHz同期式昇降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}$ : 2.5V~5.5V、 $V_{OUT(MAX)} = 2.4V \sim 5.5V$ 、 $I_Q = 25\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、DFNパッケージ
LTC3442/ LTC3443	1.2A ( $I_{OUT}$ )、600kHz同期式昇降圧DC/DCコンバータ、LTC3442 (1MHz)、LTC3443 (600kHz)	$V_{IN}$ : 2.4V~5.5V、 $V_{OUT(MAX)} = 2.4V \sim 5.25V$ 、 $I_Q = 28\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、DFNパッケージ
LTC3444	500mA ( $I_{OUT}$ )、同期式昇降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}$ : 2.7V~5.5V、 $V_{OUT} = 0.5V \sim 5V$ 、DFNパッケージ、内部補償
LTC3530	600mA ( $I_{OUT}$ )、2MHz同期式昇降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}$ : 1.8V~5.5V、 $V_{OUT} = 1.8V \sim 5.25V$ 、 $I_Q = 40\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、10ピンMSOPパッケージ、3mm×3mm DFN
LTC3532	500mA ( $I_{OUT}$ )、2MHz同期式昇降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}$ : 2.4V~5.5V、 $V_{OUT} = 2.4V \sim 5.5V$ 、 $I_Q = 35\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、10ピンMSOPパッケージ、3mm×3mm DFN

Thin SOTはリニアテクノロジー社の商標です。