

## 特長

- 自動昇降圧変換
- インダクタを1個使用
- 広い入力電圧範囲：4V ~ 60V
- $V_{OUT}$ ：3.3V ~ 20V
- デュアル500mAスイッチを内蔵
- 無負荷での消費電流：100 $\mu$ A
- 低電流シャットダウン
- 出力電圧精度： $\pm 1\%$
- 動作周波数：200kHz
- 昇圧された電源ピンによりハイサイド・スイッチを飽和
- 周波数フォールドバック保護
- 電流制限フォールドバック保護
- デューティ・サイクルに影響されない電流制限
- 熱特性が改善された16ピンTSSOPパッケージ

## アプリケーション

- 12V車載システム
- ACアダプタ駆動システム
- バッテリ電源電圧バッファリング

LT、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登録商標です。  
米国特許：5731694

## 概要

LT3433は200kHz固定周波数電流モード・スイッチング・レギュレータで、1個のインダクタを使用して昇圧と降圧の両方の安定化をおこないます。このデバイスは4V ~ 60Vの入力電圧範囲で動作するので、負荷遮断状態とコールドクランク状態に対する耐性が求められる車載電子機器など、入力範囲の広いアプリケーションに適しています。

内部制御回路がシステムの状態をモニタし、必要に応じてシングル・スイッチ降圧動作からデュアル・スイッチ・ブリッジ動作へ切り換えるので、降圧動作と昇圧動作のシームレスな切り換えが可能です。

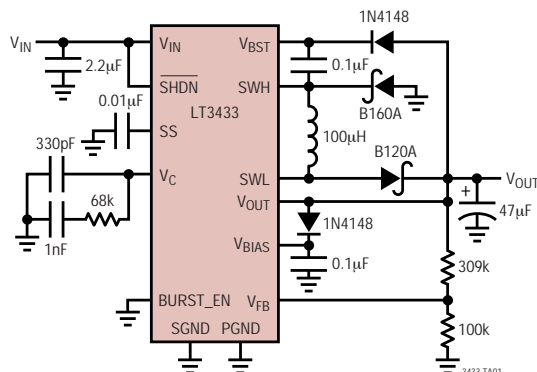
オプションのバースト・モード動作により、無負荷での消費電流が100 $\mu$ Aに低減され、軽負荷での効率を高く保ちます。

電流制限フォールドバックと周波数フォールドバックにより、起動時にインダクタ電流の暴走を防ぐことができます。また、プログラム可能なソフトスタートにより、起動時の出力オーバーシュートを防ぐことができます。

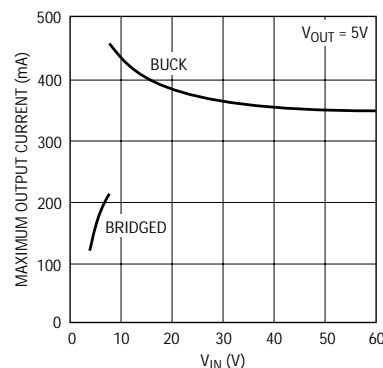
LT3433は熱特性が改善された16ピンTSSOPパッケージで供給されます。

## 標準的応用例

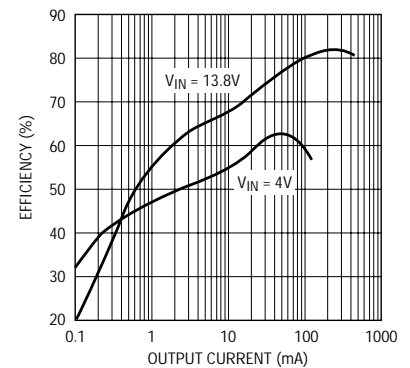
4V ~ 60Vから5VへのDC/DCコンバータ  
(バースト・モード動作付き)



最大出力電流と $V_{IN}$



効率



# LT3433

## 絶対最大定格

(Note 1)

入力電源 ( $V_{IN}$ ) .....	- 0.3V ~ 60V
昇圧された電源 ( $V_{BST}$ ) .....	- 0.3V ~ $V_{SW\_H} + 30V$ ( $V_{BST(MAX)} = 80V$ )
内部電源 ( $V_{BIAS}$ ) .....	- 0.3V ~ 30V
SW_Hスイッチ電圧 .....	- 2V ~ 60V
SW_Lスイッチ電圧 .....	- 0.3V ~ 30V
帰還電圧 ( $V_{FB}$ ) .....	- 0.3V ~ 5V
バースト・イネーブル・ピン ( $V_{BURST\_EN}$ ) ...	- 0.3V ~ 30V
シャットダウン・ピン ( $V_{SHDN}$ ) .....	- 0.3V ~ 60V
動作接合部温度範囲 (Note 5)	
LT3433E (Note 6) .....	- 40 ~ 125
LT3433I .....	- 40 ~ 125
保存温度範囲 .....	- 65 ~ 150
リード温度 (半田付け、10秒) .....	300

## パッケージ/発注情報

<p>FE PACKAGE 16-LEAD PLASTIC TSSOP <math>T_{JMAX} = 125^{\circ}C</math>, <math>\theta_{JA} = 40^{\circ}C/W</math>, <math>\theta_{JC} = 10^{\circ}C/W</math> EXPOSED PAD (PIN 17) MUST BE SOLDERED TO SGND</p>	ORDER PART NUMBER
	LT3433EFE LT3433IFE
	FE PART MARKING
	3433EFE 3433IFE

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 $T_A = 25$  での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 13.8V$ 、 $V_{FB} = 1.25V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $V_{BURST\_EN} = 0V$ 、 $V_{BST} - V_{IN} = 5V$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$V_{IN}$	Operating Voltage Range		● 4		60	V
$V_{IN(UVLO)}$	Undervoltage Lockout	Enable Threshold	●	3.4	3.95	V
	Undervoltage Lockout Hysteresis			160		mV
$V_{OUT}$	Operating Voltage Range		● 3.3		20	V
$V_{BST}$	Operating Voltage Range	$V_{BST} < V_{SW\_H} + 20V$	●		75	V
		$V_{BST} - V_{SW\_H}$	●	3.3	20	V
$I_{VIN}$	Normal Operation	(Notes 2, 3)	●	580	940	$\mu A$
	Burst Mode Operation	$V_{VC} < 0.6V$	●	100	190	$\mu A$
	Shutdown	$V_{SHDN} < 0.4V$	●	10	25	$\mu A$
$V_{BIAS}$	Internal Supply Output Voltage		●	2.6	2.9	V
	Operating Voltage Range		●		20	V
$I_{VBIAS}$	Normal Operation		●	660	990	$\mu A$
	Burst Mode Operation	$V_{VC} < 0.6V$		0.1		$\mu A$
	Shutdown	$V_{SHDN} < 0.4V$		0.1		$\mu A$
	Short-Circuit Current Limit			4.5		mA
$R_{SWH(ON)}$	Boost Supply Switch On-Resistance	$I_{SW} = 500mA$	●	0.8	1.2	$\Omega$
$R_{SWL(ON)}$	Output Supply Switch On-Resistance	$I_{SW} = 500mA$	●	0.6	1	$\Omega$
$V_{SHDN}$	Shutdown Pin Thresholds	Disable	●	0.4		V
		Enable	●		1	V
$I_{VBST}/I_{SW}$	Boost Supply Switch Drive Current	High Side Switch On, $I_{SW} = 500mA$	●	30	50	mA/A
$I_{VOUT}/I_{SW}$	Output Supply Switch Drive Current	Low Side Switch On, $I_{SW} = 500mA$	●	30	50	mA/A
$I_{LIM}$	Switch Current Limit		●	0.5	0.7	A
	Foldback Current Limit	$V_{FB} = 0V$			0.35	A
$I_{SS}$	Soft-Start Output Current		●	3	5	$\mu A$

3433f

## 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 $T_A = 25$  での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 13.8V$ 、 $V_{FB} = 1.25V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $V_{BURST\_EN} = 0V$ 、 $V_{BST} - V_{IN} = 5V$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$V_{FB}$	Feedback Reference Voltage		1.224	1.231	1.238	V
			1.215		1.245	V
$\Delta V_{FB}$	Feedback Reference Line Regulation	$5.5V \leq V_{IN} \leq 60V$		0.002	0.01	%/V
$I_{FB}$	$V_{FB}$ Pin Input Bias Current			35	100	nA
$g_m$	Error Amplifier Transconductance		200	270	330	umhos
$A_V$	Error Amplifier Voltage Gain			66		dB
$I_{SW}/V_{VC}$	Control Voltage to Switch Transconductance			0.6		A/V
$f_o$	Operating Frequency	$V_{FB} > 1V$	185	200	215	kHz
	Foldback Frequency	$V_{FB} = 0V$	170		230	kHz
$V_{BURST\_EN}$	Burst Enable Threshold			0.8		V
$I_{BURST\_EN}$	Input Bias Current	$V_{BURST\_EN} \geq 2V$		35		$\mu A$
$t_{ON(MIN)}$	Minimum Switch On Time	$R_L = 35\Omega$ (Note 4)		250	450	ns
$t_{OFF(MIN)}$	Minimum Switch Off Time	$R_L = 35\Omega$ (Note 4)		500	800	ns

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 2: 電源電流の規格値にはスイッチ・ドライブ電流は含まれない。実際の電源電流はそれより大きくなる。

Note 3: 「通常動作」の電源電流の規格値には $I_{BIAS}$ 電流は含まれない。 $V_{BIAS}$ ピンに外部から電源を与えると $I_{CC}$ 電源電流が減少する。

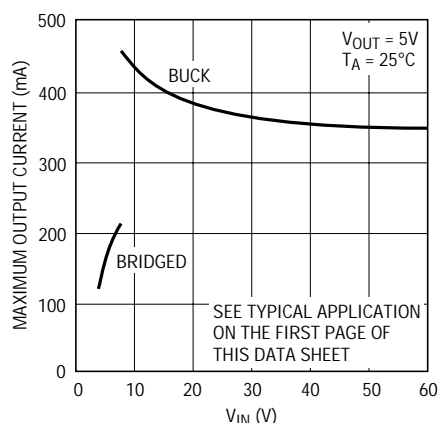
Note 4: 最小時間は、35 $\Omega$ 負荷をグラウンドに接続し、上側のスイッチを使ってテストされる。

Note 5: このデバイスには短時間の過負荷状態のあいだデバイスを保護するための高温保護機能が備わっている。高温保護機能がアクティブなとき、接合部温度は125 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、デバイスの信頼性を損なうおそれがある。

Note 6: LT3433Eは、0 ~ 125 の接合部温度で性能仕様に適合することが保証されている。- 40 ~ 125 の動作接合部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。LT3433Iは - 40 ~ 125 の動作接合部温度範囲で動作することが保証されている。

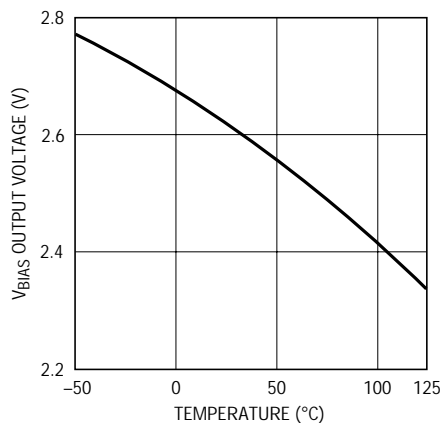
## 標準的性能特性

最大出力電流と $V_{IN}$



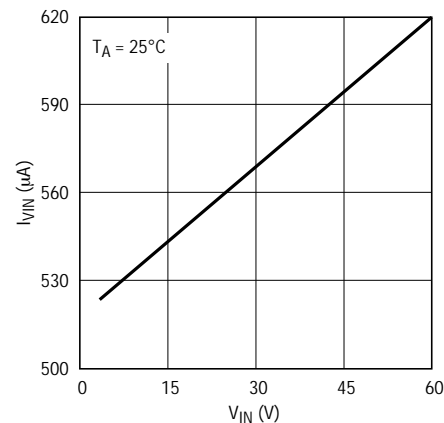
3433 G11

$V_{BIAS}$  出力電圧と温度



3433 G01

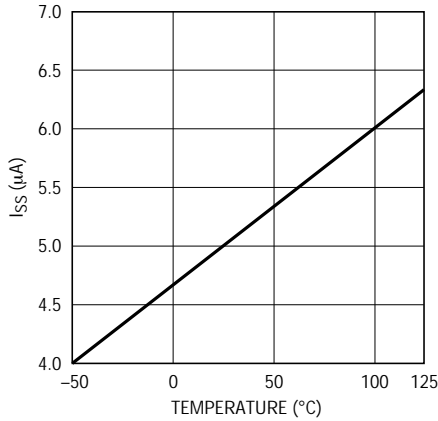
$V_{IN}$  電源電流と $V_{IN}$  電源電圧



3433 G02

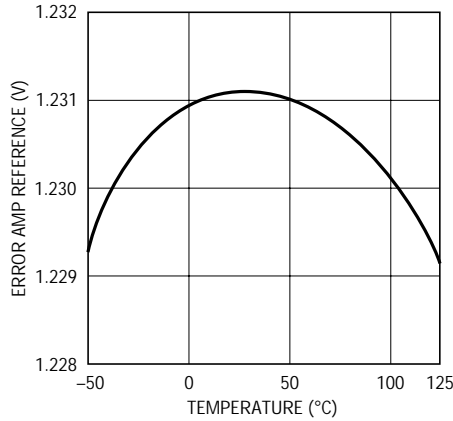
## 標準的性能特性

ソフトスタート電流と温度



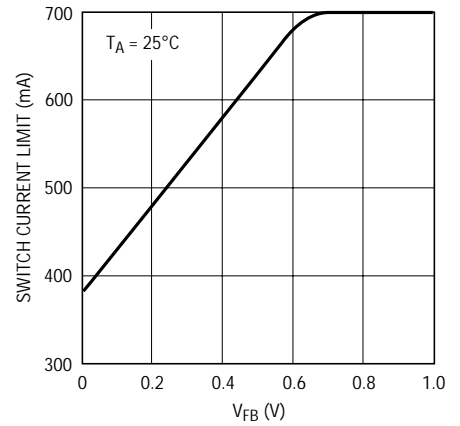
3433 G03

誤差アンプのリファレンスと温度



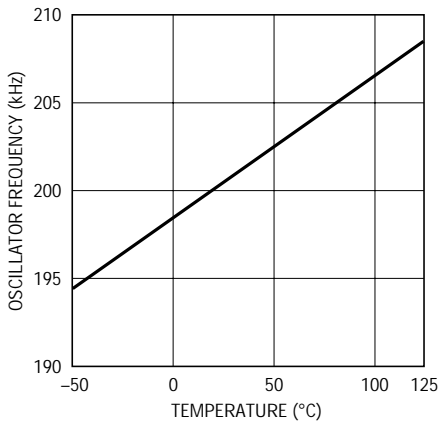
3433 G04

スイッチ電流制限と $V_{FB}$



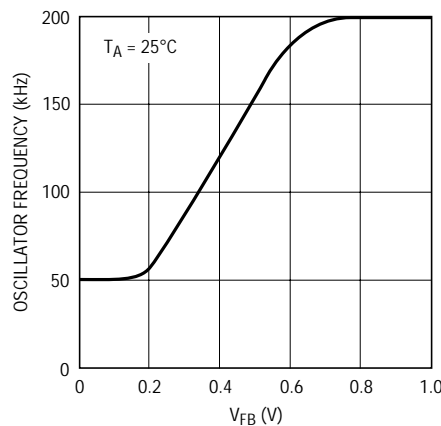
3433 G05

発振器周波数と温度



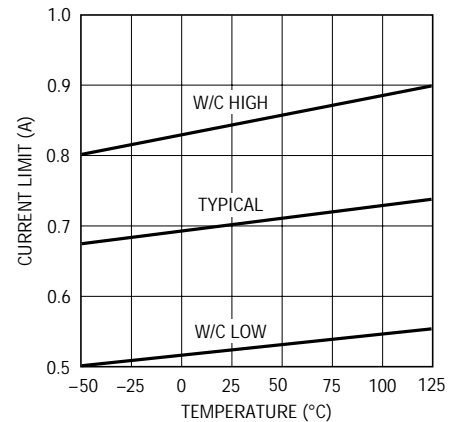
3433 G06

発振器周波数と $V_{FB}$



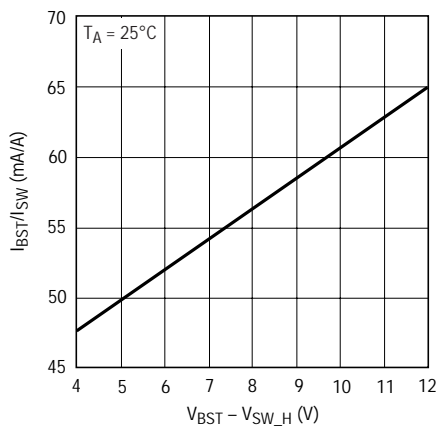
3433 G07

電流制限と温度



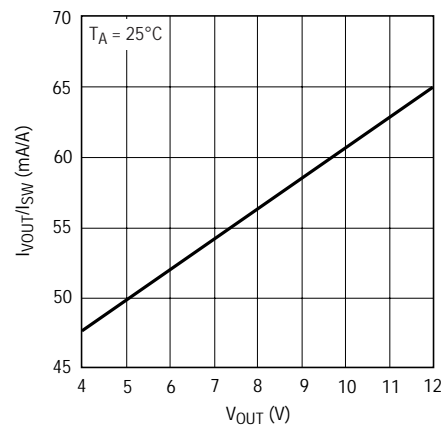
3433 G08

最大昇圧電源スイッチ・ドライブ電流と昇圧電源電圧



3433 G09

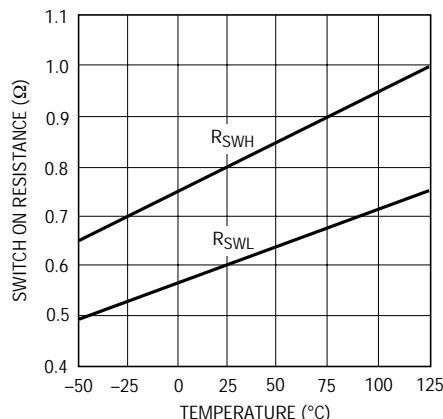
最大出力電源スイッチ・ドライブ電流と出力電源電圧



3433 G10

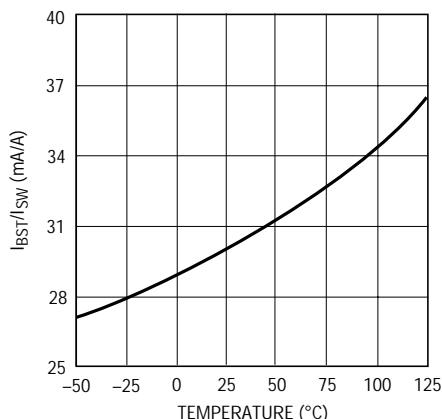
## 標準的性能特性

スイッチ抵抗と温度  
( $I_{SW} = 500\text{mA}$ )



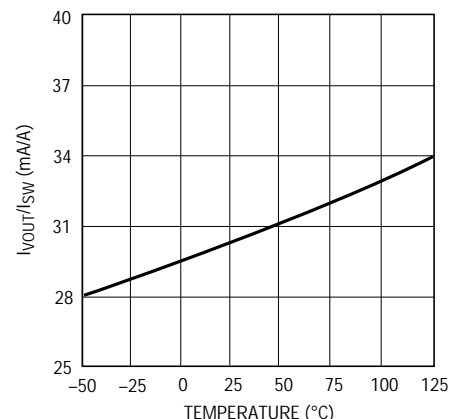
3433 G12

V<sub>BST</sub>電源スイッチ・ドライブ  
電流と温度( $I_{SW} = 500\text{mA}$ )



3433 G13

V<sub>OUT</sub>電源スイッチ・ドライブ  
電流と温度( $I_{SW} = 500\text{mA}$ )



3433 G14

## ピン機能

SGND (ピン1、8、9、16) : 低ノイズ・グランド・リファレンス。

V<sub>BST</sub> (ピン2) : 昇圧されたスイッチ電源。この「昇圧された」電源レールはSW\_Hピンを基準にしています。電源電圧はV<sub>BST</sub>ピンからSW\_Hピンに接続されたブートストラップ・コンデンサによって保たれます。ほとんどのアプリケーションでは一般に1μFの出力コンデンサで十分です。

ブートストラップ・コンデンサの電荷は(一般にコンバータの出力(V<sub>OUT</sub>)から接続されている)ダイオードによってスイッチオフ期間にリフレッシュされます。最小オフ時間動作により、昇圧コンデンサはスイッチ・サイクルごとに確実にリフレッシュされます。LT3433はグランドを基準にして75V(絶対最大値)までの動作V<sub>BST</sub>電源電圧をサポートします。

SW\_H (ピン3) : 昇圧されたスイッチ出力。これは昇圧されたスイッチの電流リターンで、スイッチ・トランジスタのエミッタに接続されています。昇圧されたスイッチはイネーブルされるとSW\_HピンをV<sub>IN</sub>電源に短絡します。このスイッチのドライブ回路はV<sub>BST</sub>ピンを介してV<sub>IN</sub>電源より上に昇圧されるので、スイッチを飽和させることができ、効率を最大にします。昇圧されたスイッチの「オン」抵抗は0.8Ωです。

V<sub>IN</sub> (ピン4) : 入力電源。このピンは昇圧されたスイッチに電力を供給し、スイッチ・トランジスタのコレクタに

接続されています。このピンは、V<sub>BIAS</sub>ピンが外部からドライブされない場合、デバイスの内部回路の大部分にも電力を供給します。この電源には大きなスイッチング過渡電流が流れるので、このピンにはアプリケーション固有の入力リップル電流要件を満たす高品質のバイパス・コンデンサが必要です。

BURST\_EN (ピン5) : バースト・モード・イネーブル/ディスエーブル。このピンが0.3Vより低いと、バースト・モード動作がイネーブルされます。バースト・モード動作がイネーブルされると、ピン入力バイアス電流は1μAより小さくなります。バースト・モード動作が望ましくない場合、このピンを2Vより上に引き上げるとバースト機能がディスエーブルされます。バースト・モード動作がディスエーブルされると、標準的ピン入力電流は35μAになります。BURST\_ENは20Vより上に引き上げてはいけません。このピンはバースト・モード機能の場合通常SGNDに短絡します。バースト・モードをディスエーブルするには、V<sub>BIAS</sub>またはV<sub>OUT</sub>のどちらかに接続します。

V<sub>C</sub> (ピン6) : 誤差アンプ出力。V<sub>C</sub>ピンの電圧は発振器の周期ごとの最大スイッチ電流に対応します。誤差アンプは一般に、このピンからグランドにRC回路を接続することにより、積分回路として構成されます。この回路は一般にコンバータの安定化帰還ループの支配的ポールを形成します。特定の積分器特性を設定して過渡応答を最適化することができます。「アプリケーション情報」を参照してください。

3433f

## ピン機能

$V_{FB}$  (ピン7) : 誤差アンプの反転入力。誤差アンプの非反転入力は1.231Vの内部リファレンスに接続されています。 $V_{FB}$ ピンはコンバータの出力に接続された抵抗分割器に接続されます。 $V_{OUT}$ から $V_{FB}$  ( $R_{FB1}$ ) に接続される抵抗と、 $V_{FB}$ からグランド ( $R_{FB2}$ ) に接続される抵抗の値を次の関係式に基づいて計算して、コンバータの出力電圧 ( $V_{OUT}$ ) をプログラムすることができます。

$$V_{OUT} = 1.231 \cdot (R_{FB1} + R_{FB2}) / R_{FB2}$$

$V_{FB}$ ピンには35nAの入力バイアス電流が流れるので、非常に大きな値の帰還抵抗を使うとコンバータの出力が所期の値よりわずかに高くなることがあります。バイアス電流による出力誤差は次のように見積もることができます。

$$\Delta V_{OUT(BIAS)} = 35nA \cdot R_{FB1}$$

$V_{FB}$ 電圧は、「周波数フォールドバック」機能を介して、LT3433の発振器周波数も制御します。 $V_{FB}$ ピンの電圧が0.8Vより低いと、発振器は標準200kHzの動作周波数より低い周波数で動作します。発振器の周波数はこのピンの電圧の低下に従って低下し、 $V_{FB} = 0V$ で50kHzになります。

$V_{FB}$ ピンの電圧は、「電流制限フォールドバック」機能を介して、スイッチ電流制限も制御します。最大スイッチ電流は $V_{FB} = 0V$ で通常値の半分に減少します。電流制限値は $V_{FB}$ が0.6Vに達するまで直線的に増加し、そこで通常最大スイッチ電流のレベルに回復します。周波数フォールドバックと電流制限フォールドバックにより、短絡保護が強化され、起動時にインダクタ電流の暴走を防ぐのに役立ちます。

SS (ピン10) : ソフトスタート。このピンからグランドにコンデンサ ( $C_{SS}$ ) を接続します。LT3433の誤差アンプの出力電圧は、スイッチ出力をリセットする前に検出されたピーク電流センス・アンプの出力に対応します。ソフトスタート回路により、誤差アンプの出力は起動時にゼロ・ピーク電流に強制されます。5 $\mu$ Aの電流がSSピンから外部のコンデンサに強制されます。SSピンの電圧がランプアップするにしたいが、LT3433の内部で検出されるピーク電流制限もランプアップします。これにより、コンバータの出力電流はゼロから通常出力安定化が達成されるまでランプするように強制されます。この機能により、コンバータが起動するときの出力のオーバーシュートが減少します。 $V_{SS} = 0V$ から利用可能な最大電流に達するまでの時間は、 $C_{SS}$ が与えられると次のように計算することができます。

$$t_{SS} = (2.7 \cdot 10^5) C_{SS} \text{ or } 0.27s/\mu F$$

$\overline{SHDN}$  (ピン11) : シャットダウン。 $\overline{SHDN}$ ピンが外部で0.5Vより下に引き下げられると、低電流シャットダウン・モードが開始されます。シャットダウン・モードの間すべての内部機能がディスエーブルされ、 $I_{CC}$ は10 $\mu$ Aに減少します。このピンはデジタル入力を受け取ることが意図されていますが、 $\overline{SHDN}$ 回路には小さな入力ヒステリシスが組み込まれており、グリッチのないモード切替えを保証するのに役立ちます。シャットダウンを望まなければ、 $\overline{SHDN}$ ピンを $V_{IN}$ に接続します。

$V_{BIAS}$  (ピン12) : 内部ローカル電源。LT3433回路の大きな部分がこの電源から給電されます。この電源は内蔵リニア・レギュレータによって内部で2.5Vに安定化されています。このレギュレータの電流ドライブは $V_{IN}$ ピンから供給されます。 $V_{BIAS}$ 電源は5mAに短絡保護されています。

$V_{BIAS}$ 電源は電流を供給するだけなので、このピンを安定化電圧より上に強制するとLT3433回路の大きな部分に外部電源を使用することができます。外部ドライブを使用する場合、このピンを3Vより上にドライブして、内部電源が完全にディスエーブルされるようにします。このピンは通常ダイオードを使ってコンバータの出力に接続し、変換効率を最大にします。このピンは少なくとも0.1 $\mu$ Fのセラミック・コンデンサを使ってSGNDへバイパスする必要があります。

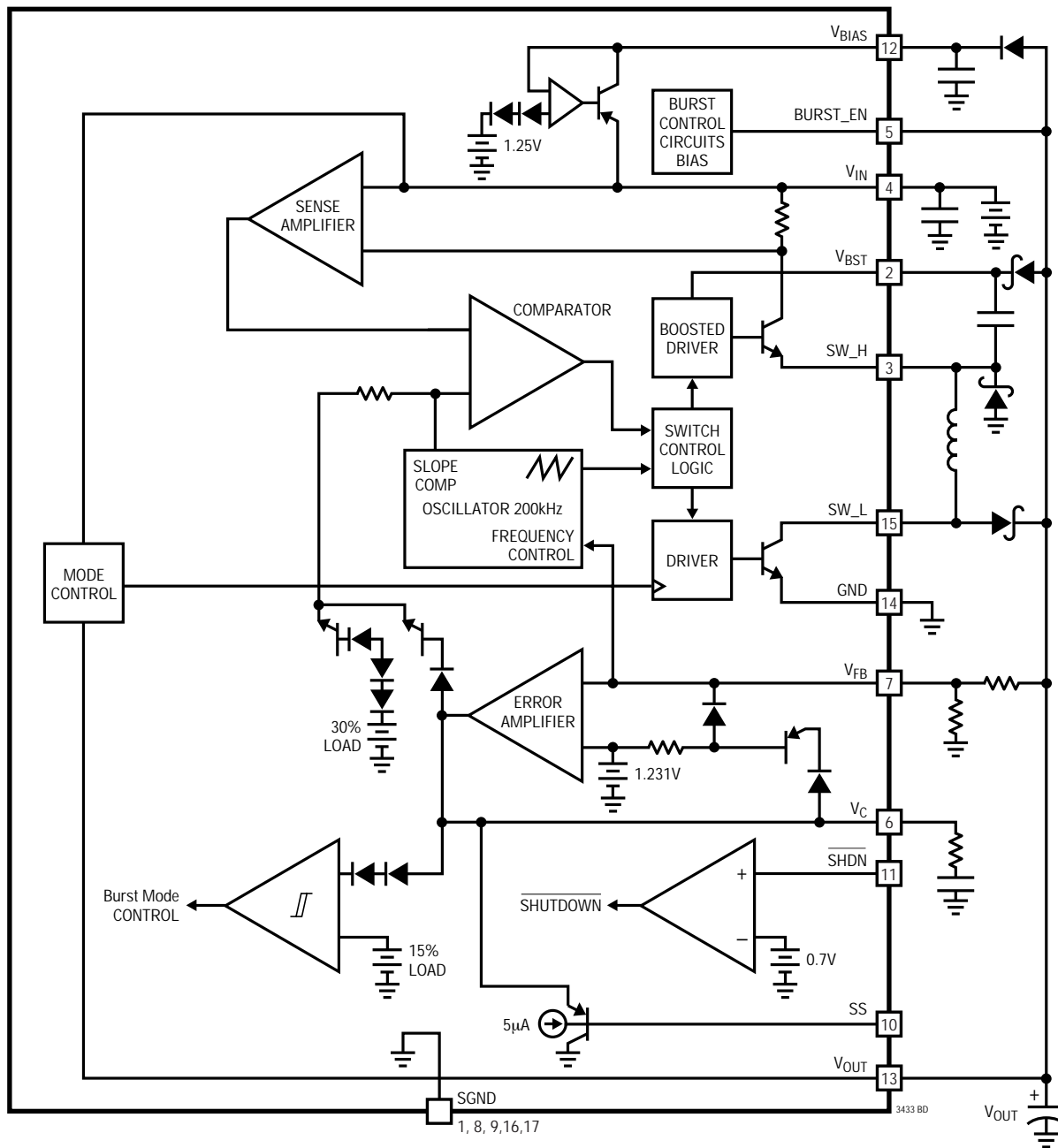
$V_{OUT}$  (ピン13) : コンバータの出力ピン。このピンの電圧は内部で $V_{IN}$ の電圧と比較され、1スイッチ・モードまたは2スイッチ・モードの動作を内部でコントロールします。2つの電圧の比が、レギュレーションに75%を超すデューティ・サイクルを必要とする値になると、下側のスイッチがイネーブルされます。下側のスイッチのドライブ・バイアスもこのピンから直接得られます。

PWRGND (ピン14) : 高電流グランド・リファレンス。これは下側スイッチの電流リターンで、下側スイッチ・トランジスタのエミッタに接続されています。

SW\_L (ピン15) : グランドを基準にしたスイッチ出力。このピンは下側スイッチ・トランジスタのコレクタです。下側スイッチは、イネーブルされると、SW\_LピンをPWRGNDに短絡します。グランドを基準にしたスイッチの直列インピーダンスは0.6 $\Omega$ です。

露出パッド (ピン17) : 最適な熱性能を得るには露出パッドをPCBのグランドに半田付けする必要があります。3433f

ブロック図



## アプリケーション情報

### 概要

LT3433は高入力電圧範囲の昇圧/降圧DC/DCコンバータICで、200kHz固定周波数の電流モード・アーキテクチャを採用しています。デュアル内部スイッチにより、入力電圧をすべてスイッチト・インダクタの両端に印加することができるので、昇圧と降圧の両方のモードの動作を同じ単一インダクタ・トポロジーを使って実現することができます。

LT3433はバッテリー駆動アプリケーション向けの高効率低負荷動作が可能です。バースト・モード動作により、無負荷状態の平均消費電流が100 $\mu$ Aに減少します。低電流シャットダウン・モードにすることもでき、全消費電流が10 $\mu$ Aに減少します。

LT3433の内部回路の大きな部分が内部の低電圧リニア・レギュレータによりバイアスされます。このレギュレータの出力は $V_{BIAS}$ ピンから外部に取り出されるので、内部レギュレータをバイパスすることができます。関連した内部回路はコンバータの出力から直接給電することができるので、コンバータ全体の効率が向上します。外部で得られる電源を使用すると、 $V_{IN}$ から $V_{BIAS}$ に接続されている内部レギュレータに関連したデバイス内の電力消費もなくなります。

### 動作原理(ブロック図参照)

LT3433は $V_{FB}$ ピンを介してコンバータの出力電圧を検出します。このピンの電圧と内部1.231Vリファレンスの差が増幅されて $V_C$ ピンに誤差電圧を発生し、その誤差電圧が電流センス・コンパレータのスレッシュホールドとして使われます。

通常動作時、LT3433の内部発振器は200kHzで動作します。各発振器サイクルの開始時にスイッチ・ドライブがイネーブルされます。スイッチ・ドライブは、検出されたスイッチ電流が $V_C$ から得られた電流センス・コンパレータのスレッシュホールドを超してスイッチ・ドライブをディスエーブルするまで、イネーブルされた状態に留まります。発振器の1サイクル内に電流コンパレータのスレッシュホールドに達しない場合、スイッチ・ドライブはサイクルの最後に250nsのあいだディスエーブルされます。この最小オフ時間の動作モードにより、ブートストラップされた電源電圧 $V_{BST}$ の発生が保証されます。

コンバータの入力電圧が出力電圧に接近すると、通常の降圧構成で適切に動作するには高いデューティ・サイクルが必要になります。LT3433はこの状態を75%を超すデューティ・サイクルが必要になることで検出します。

このような状態になると、スイッチのオン時間のあいだ2番目のスイッチがイネーブルされ、インダクタの出力側をグラウンドに引き下げます。この「ブリッジ」動作により、 $V_{OUT}$ が $V_{IN}$ に近づくと、または超えたとき、電圧変換を継続することができます。

### シャットダウン

LT3433は低電流シャットダウン・モードを備えており、デバイスの全機能がディスエーブルされ、 $V_{IN}$ 電流が10 $\mu$ Aに減少します。 $\overline{SHDN}$ ピンを0.4V以下に引き下げると、シャットダウン・モードになります。

### バースト・モード動作

LT3433は低電流バースト・モード機能を採用しており、無負荷および低負荷状態での効率を最大にします。バースト・モード機能は、BURST\_ENピンを $V_{BIAS}$ または $V_{OUT}$ のどちらかに短絡するとディスエーブルされません。バースト・モード機能はBURST\_ENをSGNDに短絡するとイネーブルされます。

電流範囲の広い特定のアプリケーションでは、デバイスは通常の負荷状態でバースト・モード動作に入ることがあります。バースト・モード動作によって生じる追加の出力リップルやノイズが通常動作で望ましくない場合、無負荷状態ではディスエーブルされる外部電源を使ってBURST\_ENをバイアスすることができます。これにより、バースト・モード動作は必要なときだけイネーブルされます。BURST\_ENピンにはバースト・モード動作がディスエーブルされているとき( $V_{BURST\_EN} \geq 2V$ )標準で35 $\mu$ A流れ、 $V_{BURST\_EN} = 2V$ のとき75 $\mu$ A以上流れることはありません。

$V_C$ ピンの電圧を介して検出された、必要とされるスイッチ電流が最大値の30%より小さいと、バースト・モード機能が採用されます。 $V_C$ 電圧が30%の負荷レベルより下に下がると、検出電流のそのレベルがデバイスにラッチされます。出力負荷がこのラッチされた電流レベルより小さな電流しか必要としないと、コンバータは各スイッチ・サイクルの間、出力をわずかにオーバードライブします。このオーバードライブ状態により、 $V_C$ ピンの電圧は低下し続けるように強制されます。 $V_C$ 電圧が15%の負荷レベルより下に下がると、スイッチングはディスエーブルされ、LT3433はほとんどの内部回路をシャットダウンするので、消費電流は100 $\mu$ Aに減少します。 $V_C$ ピンの電圧が20%の負荷レベルに回復すると、デバイスは通常動作に戻り、スイッチングが再開されません。



## アプリケーション情報

### アンチスロープ補償

ほとんどの電流モード・スイッチング・コントローラは電流モードの不安定性を防ぐためにスロープ補償を使用します。LT3433も例外ではありません。スロープ補償回路では、デューティ・サイクルの増加につれて立上りスロープを増加させるために検出電流を人為的にランプさせます。残念なことに、この追加ランプにより検出電流値が正しい値から外れるので、追加ランプが表すのと同じ量だけ実現される電流制限値が低下します。このように、電流制限はデューティ・サイクルの増加につれて一般に減少します。

LT3433にはスロープ補償に関連した電流制限の減少を防ぐ回路、つまりアンチスロープ補償が備わっています。スロープ補償ランプが検出電流に追加されるとき、同様のランプが電流制限スレッシュホールドのリファレンスに追加されます。結局、電流制限が損なわれることはないので、LT3433は必要なデューティ・サイクルに関係なく全電力を供給することができます。

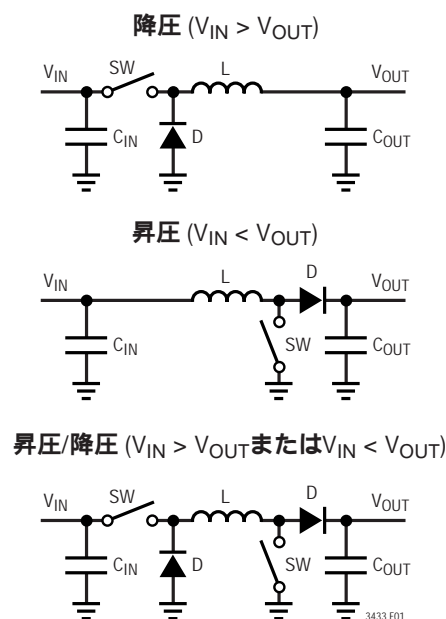
### モードの切替え

LT3433は動作が降圧モードと降圧/昇圧モードのあいだで自動的に切り替わります。降圧モードでは、コンバータの入力電圧が出力電圧に十分近づいて75%を超すデューティ・サイクルが必要になると、LT3433は自動的に2番目のスイッチをイネーブルします。このスイッチはスイッチ・オン時間のあいだインダクタの出力側をグラウンドに引き下げます。この「ブリッジ」スイッチング構成により、 $V_{IN}$ が $V_{OUT}$ に近づいたとき、または下回ったとき、電圧変換を継続することができます。

連続降圧動作に必要なデューティ・サイクルが75%より大きくなるところまでコンバータの入力電圧が低下すると、LT3433はグラウンドを基準にしたスイッチをイネーブルし、コンバータの動作をデュアル・スイッチのブリッジ構成に切り替えます。スイッチト・インダクタ両端で利用可能な電圧はブリッジされているあいだ大きくなるので、動作デューティ・サイクルは減少します。外付けダイオードに関連した電圧降下と損失項は内部で見積もられるので、必要な動作デューティ・サイクルは特定の動作電圧には無関係に計算することができます。

要するに、降圧DC/DCコンバータはインダクタの $V_{IN}$ 側をスイッチングし、昇圧コンバータはインダクタの

$V_{OUT}$ 側をスイッチングします。LT3433のブリッジ・トポロジは降圧トポロジと昇圧トポロジの要素を融合させ、インダクタの両側にスイッチを設けています。両方のスイッチを同時に動作させると昇圧と降圧の両方の機能が実現されます。



最大デューティ・サイクル能力( $DC_{MAX}$ )により、降圧コンバータのドロップアウト能力が制御されます。 $V_{IN} - V_{OUT}$ が減少するにつれ必要なデューティ・サイクルが増加し、 $DC_{MAX}$ に達します。 $DC_{MAX}$ を超すとコンバータは安定化機能を失います。 $V_{IN}$ とグラウンド間のスイッチト・インダクタを2番目のスイッチがブリッジすると、入力電圧全体がスイッチ・オン時間の間インダクタの両端に印加され、そのため安定化機能を維持するのに必要なデューティ・サイクルが減少します。このトポロジを使って、 $V_{IN}$ が $V_{OUT}$ に近づくか、または $V_{OUT}$ を下回っても、安定化機能を維持します。

### インダクタの選択

LT3433のアプリケーションにおけるインダクタの値の主要な選択基準は、そのインダクタに生じるリップル電流です。リップル電流に関する設計上の検討事項は、ブリッジ・モードでのコンバータの出力能力、出力電圧リップル、および電流モードの不安定性を防ぐための内部スロープ補償の波形の能力です。

## アプリケーション情報

電流モードの不安定性を防ぐ必要条件是、検出されたインダクタ・リップル電流( $S_1$ )の上昇スロープが下降スロープ( $S_2$ )より大きいことです。50%より大きなデューティ・サイクルではこうなりません。不安定状態を避けるには、電流モードの不安定性を防ぐのに十分なスロープ( $S_X$ )で偽信号を検出電流に追加します(つまり $S_1 + S_X \geq S_2$ )。したがって、次の関係が成り立ちます。

$$S_X \geq S_2(2DC - 1)/DC$$

コンバータのキャッチ・ダイオードとパス・ダイオードの順方向電圧を $V_{F1}$ と $V_{F2}$ で定義すると、次のようになります。

$$S_2 = (V_{OUT} + V_{F1} + V_{F2})/L$$

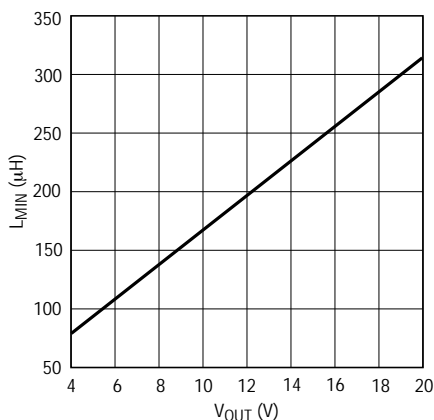
Lについて解くと、スロープ補償の条件を満たす最小インダクタンスの関係が得られます。

$$L_{MIN} = (V_{OUT} + V_{F1} + V_{F2})(2DC - 1)/(DC \cdot S_X)$$

LT3433は利用可能なダイナミック・レンジを最大にするのに、デューティ・サイクルの増加にともない連続的に増加するスロープを発生するスロープ補償発生器を使います。スロープ補償波形は80%のデューティ・サイクルで調整され、少なくとも $0.05A/\mu s$ に相当するスロープを発生します。すると、最小インダクタンスの式は次のようになります。

$$L_{MIN} = (V_{OUT} + V_{F1} + V_{F2})(15e-6)$$

スロープ補償の条件  
標準的な最小インダクタ値と $V_{OUT}$



3433 AI01

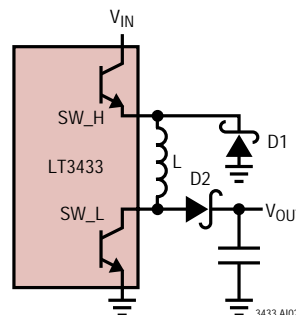
たとえば、 $V_{OUT} = 5V$ のとき $V_{F1} + V_{F2} = 1.1V$  (低温)を使うと次のようになります。

$$L_{MIN} = (5 + 1.1)(15e-6) = 91.5\mu H$$

### コンバータの能力

LT3433コンバータの出力電流能力は多数の変数の影響を受けます。スイッチを流れる電流はLT3433によって制限されます。スイッチ電流は $V_{IN}$ 電源からくる電流が測定され、負荷電流を直接制限するわけではありません。このことはコンバータの出力電流が不連続になるブリッジ・モード動作のとき特に当てはまります。

ブリッジ・モード動作では、コンバータの出力電流は不連続で、スイッチがオフしている間だけ出力に電流が流れます(不連続スイッチャ動作と混同しないでください)。その結果、コンバータの最大出力電流能力は降圧モード動作時に比べて(追加損失を含めないで)およそ $1 - DC$ の割合で減少します。ほとんどのコンバータ損失もDCの関数なので、コンバータの負荷能力を予測するには動作デューティ・サイクルを正確に決定する必要があります。



### アプリケーションの変数:

- $V_{IN}$  = コンバータの入力電源電圧
- $V_{OUT}$  = コンバータのプログラムされた出力電圧
- $V_{BST}$  = 昇圧された電源電圧 ( $V_{BST} - V_{SWH}$ )
- DC = 動作デューティ・サイクル
- $f_o$  = スイッチング周波数
- $I_{MAX}$  = ピーク・スイッチ電流リミット
- $\Delta I_L$  = インダクタ・リップル電流
- $I_{SW}$  = 平均スイッチ電流、つまりピーク・スイッチ電流からリップル電流の半分を引いた値 ( $I_{MAX} - \Delta I_L/2$ )
- $R_{SWH}$  = 昇圧されたスイッチの「オン」抵抗
- $R_{SWL}$  = 接地されたスイッチの「オン」抵抗
- L = インダクタの値

## アプリケーション情報

$R_L$  = インダクタ直列抵抗  
 $\Delta_{BST}$  = 昇圧されたスイッチ・ドライブ電流  $I_{VBST}/I_{SW}$  (単位はA/A)  
 $\Delta_{OUT}$  = 接地されたスイッチ・ドライブ電流  $I_{VOUT}/I_{SW}$  (単位はA/A)  
 $V_{F1}$  = スイッチ・ノードのキャッチ・ダイオードの順方向電圧  
 $V_{F2}$  = パス・ダイオードの順方向電圧  
 $I_{VIN}$  =  $V_{IN}$  の入力消費電流  
 $I_{IN}$  =  $V_{IN}$  のスイッチされた電流  
 $I_{BIAS}$  =  $V_{BIAS}$  の入力消費電流  
 $R_{CESR}$  = 出力コンデンサのESR

動作デューティ・サイクルはスイッチト・インダクタ両端に印加される電圧とスイッチのオン時間/オフ時間の関数です。インダクタを流れる電流の変化の関係式を使うと次のようになります。

$$\delta I = V \cdot \delta t / L$$

上の関係式にアプリケーションの変数を代入すると次のようになります。

$$\delta I_{ON(BRIDGED)} = (DC/f_0 \cdot L)[V_{IN} - I_{SW} \cdot (R_{SWH} + R_{SWL} + R_L)]$$

$$\delta I_{ON(BUCK)} = (DC/f_0 \cdot L)[V_{IN} - V_{OUT} - V_{F2} - I_{SW} \cdot (R_{SWH} + R_L + R_{ESR})]$$

$$\delta I_{OFF} = [(1 - DC)/f_0 \cdot L][V_{OUT} + V_{F1} + V_{F2} - I_{SW} \cdot (R_L + R_{ESR})]$$

インダクタの電流保存により  $\delta I_{ON} = \delta I_{OFF}$  なので、上記の関係式に代入してDCに関して解くと次のようになります。

$$DC_{(BRIDGED)} = [V_{OUT} + V_{F1} + V_{F2} - I_{SW} \cdot (R_L + R_{ESR})] / [V_{IN} - I_{SW} \cdot (R_{SWH} + R_{SWL} + 2R_L + R_{ESR}) + V_{OUT} + V_{F1} + V_{F2}]$$

$$DC_{(BUCK)} = [V_{OUT} + V_{F1} + V_{F2} - I_{SW} \cdot (R_L + R_{ESR})] / [V_{IN} - I_{SW} \cdot (R_{SWH} + 2R_L + 2R_{ESR}) + V_{F1}]$$

上の式を解くには、 $I_{SW}$  を計算できるようにインダクタ・リップル電流 ( $\Delta I$ ) を求める必要があります。 $\Delta I$  は次の関係式で表されます。

$$\Delta I = (V_{OUT} + V_{F1} + V_{F2} - I_{SW} \cdot R_L)(1 - DC)/(L \cdot f_0)$$

$\Delta I$  はDCの関数であり、その逆でもあるので、解は反復的です。初期値になる  $\Delta I$  をまず与えて、DCについて解きます。得られたDCの値を使って  $\Delta I$  を求めます。こうして得られた  $\Delta I$  を新しい初期値として使って繰り返しま

す。得られた  $\Delta I$  が初期値に近くなれば (<1%)、そのときのDCの計算値を使用することができます。

DCが求まったら、コンバータの出力の電流保存を使って、以下のように最大出力電流を決定することができます。

$$\text{ブリッジ動作: } I_{OUT(MAX)} = I_{SW} \cdot [1 - DC \cdot (1 + \Delta_{BST} + \Delta_{OUT})] - I_{BIAS}$$

$$\text{降圧動作: } I_{OUT(MAX)} = I_{SW} \cdot (1 - DC \cdot \Delta_{BST}) - I_{BIAS}$$

$P_{IN} = P_{OUT} + P_{LOSS}$ 。ここで、 $P_{LOSS} = P_{SWON} + P_{SWOFF} + P_{IC}$  であり、コンバータの電力損失に対応しています。 $P_{IC}$  はLT3433が消費する電力です。 $P_{SWON}$  はスイッチ・オン期間に電力経路に関連して生じる損失で、 $P_{SWOFF}$  はスイッチ・オフ期間に関連したPowerPath™の損失です。

$P_{LOSS}$  は以下の電力損失項の和です。

$$P_{VIN} = V_{IN} \cdot I_{VIN}$$

$$P_{BIAS} = V_{OUT} \cdot I_{BIAS}$$

$$P_{SWON(BRIDGED)} = DC \cdot [I_{SW}^2 \cdot (R_{SWH} + R_{SWL} + R_L) + I_{SW} \cdot V_{OUT} \cdot (\Delta_{BST} + \Delta_{OUT}) + R_{CESR} \cdot I_{OUT}^2]$$

$$P_{SWON(BUCK)} = DC \cdot [I_{SW}^2 \cdot (R_{SWH} + R_L) + I_{SW} \cdot V_{OUT} \cdot \Delta_{BST} + R_{CESR} \cdot (I_{SW} \cdot (1 - \Delta_{BST}) - I_{BIAS} - I_{OUT})^2]$$

$$P_{SWOFF} = (1 - DC) \cdot [I_{SW} \cdot (V_{F1} + V_{F2}) + I_{SW}^2 \cdot R_L + R_{CESR} \cdot (I_{SW} - I_{BIAS} - I_{OUT})^2]$$

効率 (E) は  $P_{OUT}/P_{IN}$  として表されるので、次のようになります。

$$\text{効率} = \{1 + (P_{VIN} + P_{BIAS} + P_{SWON} + P_{SWOFF})/P_{OUT}\}^{-1}$$

電流プローブを使ってさまざまな入力電圧と負荷電流でインダクタ電流をモニターすることにより、コンバータの能力を経験的に求めることができます。入力電圧を下げるか、または負荷電流を増やすと、インダクタ電流が増えます。ピーク・インダクタ電流がスイッチ電流のリミット値に達するとき、最大出力電流が得られます。インダクタ電流をLT3433で規定されているW/C電流リミットの0.5V(低温)に制限すると、動作リミットの変動に対するマージンが得られます。これらのリミットはアプリケーションの必要とする動作温度の限界値で評価して、堅牢な動作を保証します。

PowerPathはリアテクノロジー社の商標です。

3433f

# LT3433

## アプリケーション情報

### 設計例

4V ~ 60Vから5VへのDC/DCコンバータ(このデータシートの表紙のアプリケーション)、 $T_A = 85^\circ\text{C}$ での負荷能力。

アプリケーション固有の定数： LT3433 W/Cの定数：

$V_{IN} = 4\text{V}$	$I_{MAX} = 0.55\text{A}$
$V_{OUT} = 5\text{V}$	$R_{SWH} = 1.2\Omega$
$L = 100\mu\text{H}$	$R_{SWL} = 1\Omega$
$R_L = 0.28\Omega$	$f_0 = 190\text{kHz}$
$V_{F1} = 0.45\text{V}$	$\Delta_{BST} = 0.05$
$V_{F2} = 0.4\text{V}$	$\Delta_{OUT} = 0.05$
$R_{CESR} = 0.01\Omega$	$I_{VIN} = 600\mu\text{A}$
	$I_{BIAS} = 800\mu\text{A}$

LT3433は $V_{IN} = 4\text{V}$ でブリッジ・モードで動作するので、使用される関係式は以下のとおりです。

$$DC = [V_{OUT} + V_{F1} + V_{F2} - I_{SW} \cdot (R_L + R_{ESR})] / [V_{IN} - I_{SW} \cdot (R_{SWH} + R_{SWL} + 2R_L + R_{ESR}) + V_{OUT} + V_{F1} + V_{F2}]$$

$$\Delta I = (V_{OUT} + V_{F1} + V_{F2} - I_{SW} \cdot R_L) \cdot (1 - DC) / (L \cdot f_0)$$

$$I_{OUT(MAX)} = I_{SW} \cdot [1 - DC \cdot (1 + \Delta_{BST} + \Delta_{OUT})] - I_{BIAS}$$

DCの反復手順は以下のとおりです。

- (1)  $\Delta I$ の初期値を設定します(この例では $\Delta I = 0$ に設定)。
- (2)  $\Delta I$ の初期値を使って $I_{SW}$ ( $I_{SW} = 0.55 - 0 = 0.55$ )を求めます。
- (3) 計算された $I_{SW}$ と上記の設計定数を使ってDCの関係式を解きます( $DC = 0.683$ )。
- (4) 計算されたDCを使って $\Delta I$ の関係式を解きます( $\Delta I = 0.0949$ となります)。
- (5) 計算した $\Delta I$ が初期値に等しければ、停止します。等しくなれば、計算した $\Delta I$ を新しい初期値として使って(2)~(4)を繰り返します。

ITERATION #	SEED $\Delta I$	CALCULATED VALUES		
		$I_{SW}$	DC	$\Delta I$
1	0	0.55	0.683	0.095
2	0.095	0.503	0.674	0.098
3	0.098	0.501	0.674	0.098

反復後、 $DC = 0.674$ および $\Delta I = 0.098$ となります。

DCに関する反復結果と設計定数を使って次の $I_{OUT(MAX)}$ の関係式を解きます。

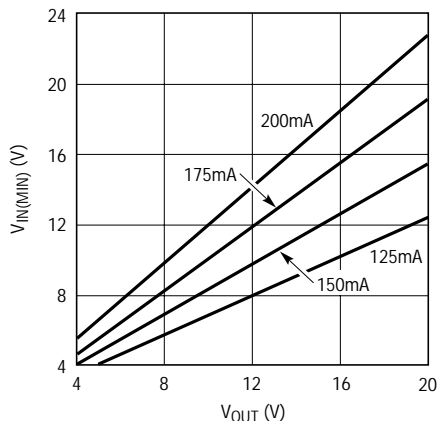
$$I_{OUT(MAX)} = 0.501 \cdot [1 - 0.674 \cdot (1 + 0.05 + 0.05)] - 800\mu\text{A}$$

$$I_{OUT(MAX)} = 129\text{mA}$$

### 増加した出力電圧

LT3433は出力電圧が3.3V ~ 20Vのコンバータ・アプリケーションに使用することができますが、コンバータの出力電圧が増加するにつれ、出力電流とデューティ・サイクルの制限により、LT3433の動作範囲の極端に下の方の $V_{IN}$ での動作が妨げられます。コンバータが降圧/昇圧コンバータとして動作する場合、出力電流が不連続になるので、出力電流能力がおよそ $1 - DC$ の割合で低下します(ここで、DCはデューティ・サイクル)。このように、出力電流の必要条件により出力安定化を維持できる最小入力電圧が支配されます。

出力電圧と必要な負荷電流の関数としての標準的最小入力電圧



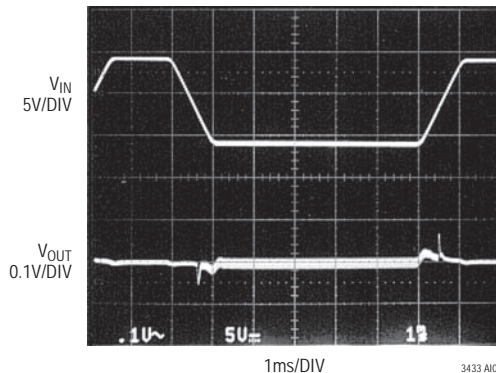
3433 AI03

## アプリケーション情報

### 入力電圧過渡の抑止

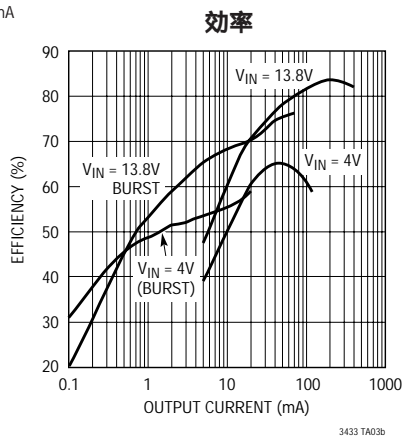
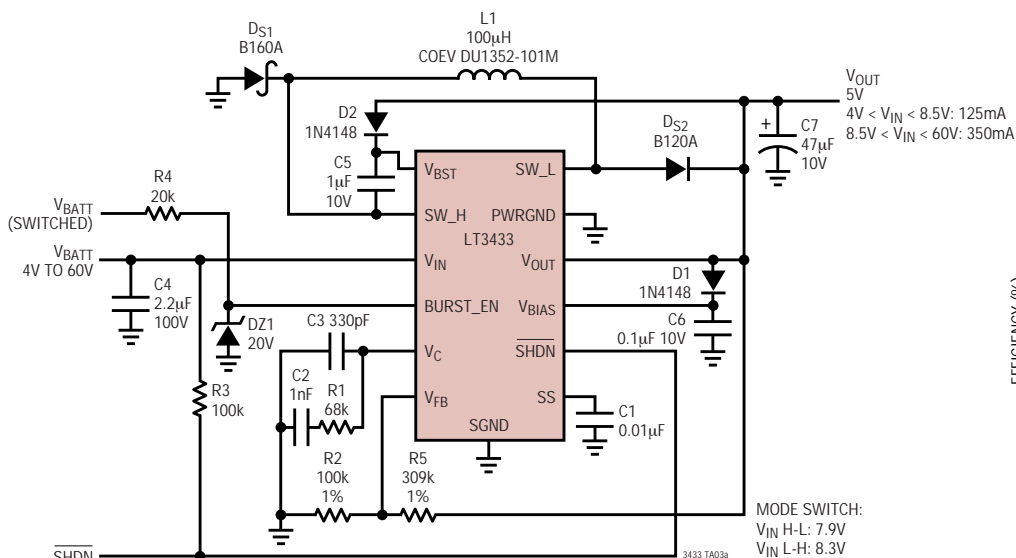
LT3433コンバータは広い範囲のDC入力電圧で動作するだけでなく、入力電圧の大きな過渡時にも出力の厳密な安定化を維持します。降圧モード動作と降圧/昇圧モード動作のあいだを自動的に移行するので、入力電圧過渡時にシームレスに出力を安定化します。車載環境では、コールドクランク状態で経験するような入力電圧過渡はありふれた現象です。コールドクランクの開始時、バッテリー電圧がわずかに1msのあいだ4Vに引き下げられることがあります。このデータシートの表紙に示されている4V ~ 60Vから5VへのDC/DCコンバータのアプリケーションでは、(13.8Vから4Vへの1msの入力過渡でシミュレーションした)コールドクランク過渡状態に対して、125mAの負荷で1%の安定化が維持されます。

4V ~ 50Vから5Vへのコンバータの入力過渡応答  
1msで13.8Vから4Vへの入力遷移



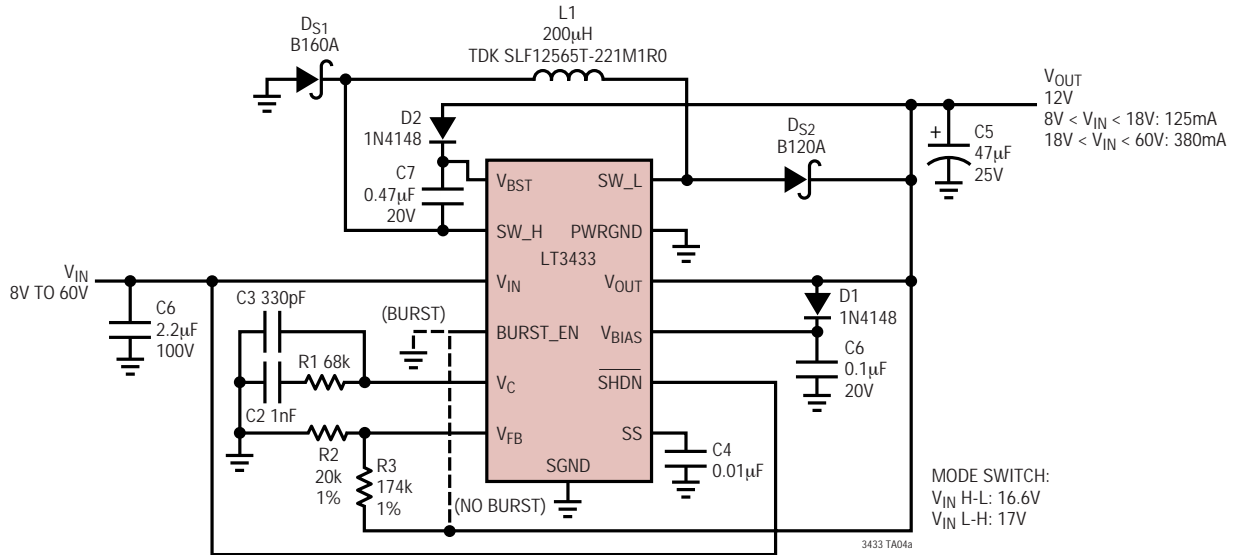
## 標準的応用例

4V ~ 60Vから5Vへのコンバータ(バースト・イネーブルとシャットダウンの切替え付き)

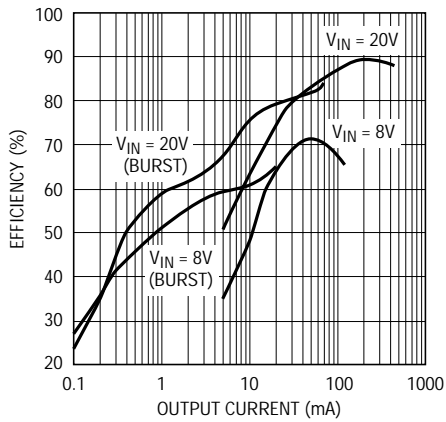


## 標準的応用例

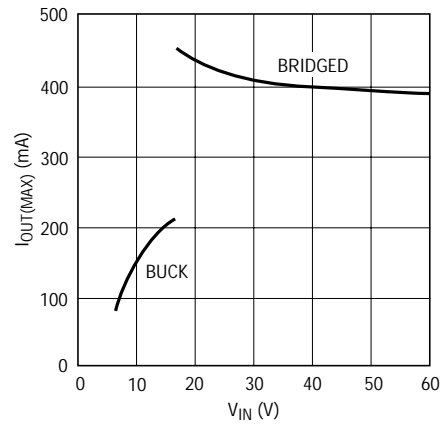
### 8V ~ 60Vから12Vへのコンバータ



効率



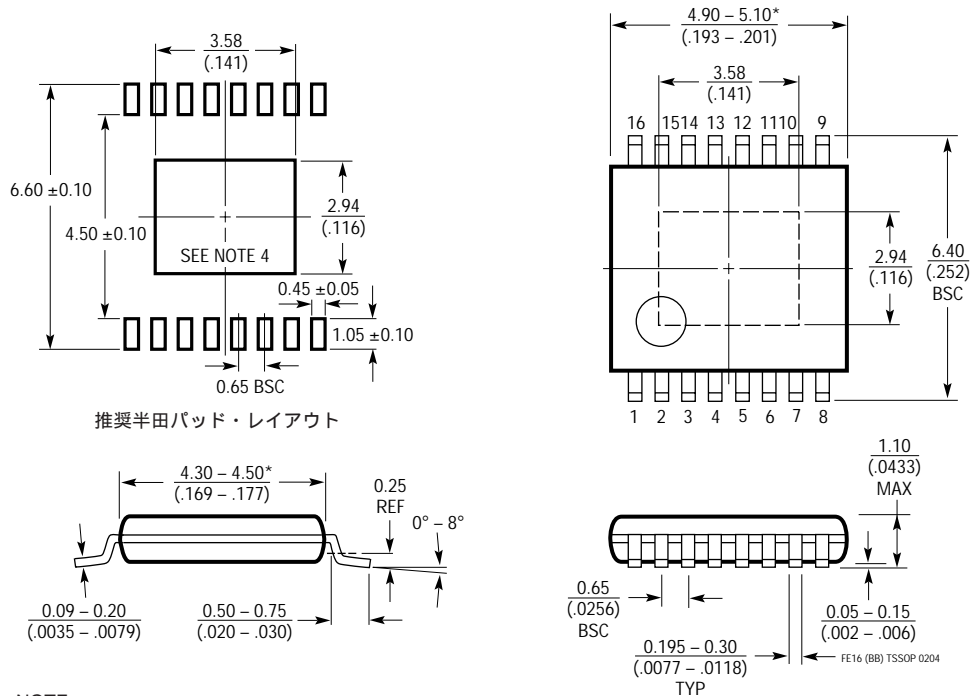
最小出力電流と $V_{IN}$



パッケージ寸法

FEパッケージ  
16ピン・プラスチックTSSOP(4.4mm)  
(Reference LTC DWG # 05-08-1663)

露出パッドのバリエーションBB



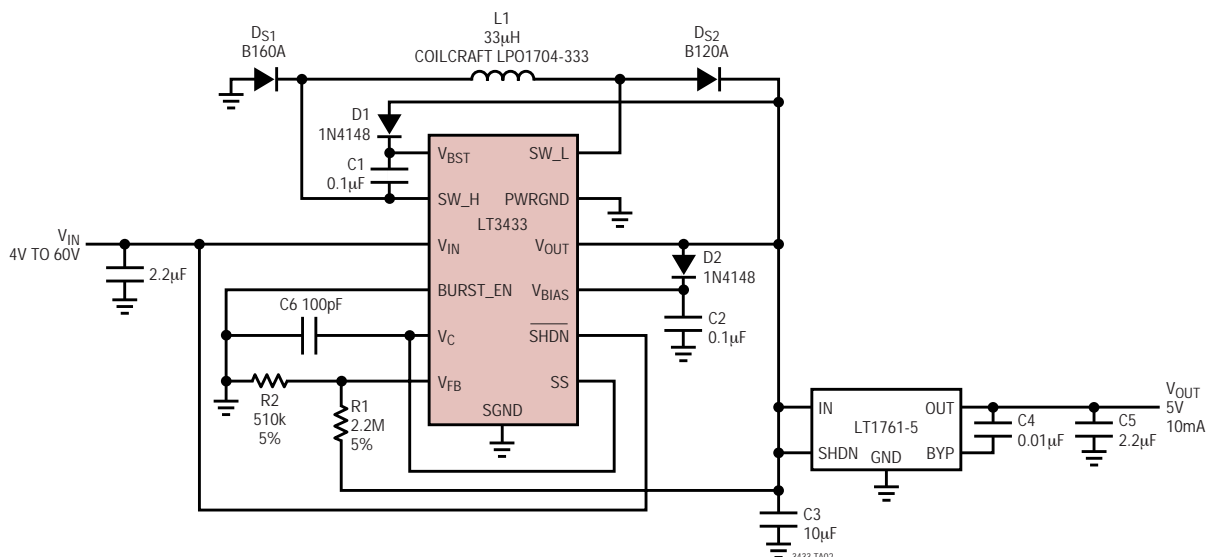
NOTE :

1. 標準寸法：ミリメートル
2. 寸法はミリメートル (インチ)
3. 図は実寸とは異なる

4. 露出パッド接着のための推奨最小PCBメタルサイズ  
\*寸法にはモールドのバリを含まない。モールドのバリは各サイドで0.150mm(0.006")を超えないこと

## 標準的応用例

バーストのみの低ノイズ5V保守用電源



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1076/LT1076HV	1.6A (I <sub>OUT</sub> ), 100kHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V <sub>IN</sub> : 7.3V ~ 45V/64V, V <sub>OUT(MIN)</sub> = 2.21V, I <sub>Q</sub> = 8.5mA, I <sub>SD</sub> < 10µA, DD5/DD7, TO220-5/TO220-7
LT1676	60V, 440mA (I <sub>OUT</sub> ), 100kHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V <sub>IN</sub> : 7.4V ~ 60V, V <sub>OUT(MIN)</sub> = 1.24V, I <sub>Q</sub> = 3.2mA, I <sub>SD</sub> < 2.5µA, SO-8
LT1765	25V, 2.75A (I <sub>OUT</sub> ), 1.25MHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V <sub>IN</sub> : 3V ~ 25V, V <sub>OUT(MIN)</sub> = 1.20V, I <sub>Q</sub> = 1mA, I <sub>SD</sub> < 15µA, SO-8, TSSOP16E
LT1766/LT1956	60V, 1.2A (I <sub>OUT</sub> ), 200kHz/500kHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V <sub>IN</sub> : 5.5V ~ 60V, V <sub>OUT(MIN)</sub> = 1.20V, I <sub>Q</sub> = 2.5mA, I <sub>SD</sub> < 25µA, TSSOP16/TSSOP16E
LT1767	25V, 1.2A (I <sub>OUT</sub> ), 1.25MHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V <sub>IN</sub> : 3V ~ 25V, V <sub>OUT(MIN)</sub> = 1.20V, I <sub>Q</sub> = 1mA, I <sub>SD</sub> < 6µA, MS8/MS8E
LT1776	40V, 550mA (I <sub>OUT</sub> ), 200kHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V <sub>IN</sub> : 7.4V ~ 40V, V <sub>OUT(MIN)</sub> = 1.24V, I <sub>Q</sub> = 3.2mA, I <sub>SD</sub> < 30µA, N8, SO-8
LT1976	60V, 1.2A (I <sub>OUT</sub> ), 200kHz高効率マイクロパワー (I <sub>Q</sub> < 100µA) 降圧DC/DCコンバータ	V <sub>IN</sub> : 3.3V ~ 60V, V <sub>OUT(MIN)</sub> = 1.20V, I <sub>Q</sub> = 100µA, I <sub>SD</sub> < 1µA, TSSOP16E
LT3010	80V, 50mA低ノイズ・リニア・レギュレータ	V <sub>IN</sub> : 1.5V ~ 80V, V <sub>OUT(MIN)</sub> = 1.28V, I <sub>Q</sub> = 30µA, I <sub>SD</sub> < 1µA, MS8E
LTC3412/LTC3414	2.5A (I <sub>OUT</sub> ), 4MHz同期式降圧DC/DCコンバータ	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
LTC3414	4A (I <sub>OUT</sub> ), 4MHz同期式降圧DC/DCコンバータ	V <sub>IN</sub> : 2.3V ~ 5.5V, V <sub>OUT(MIN)</sub> = 0.8V, I <sub>Q</sub> = 64µA, I <sub>SD</sub> < 1µA, TSSOP20E
LTC3727/LTC3727-1	36V, 500kHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V <sub>IN</sub> : 4V ~ 36V, V <sub>OUT(MIN)</sub> = 0.8V, I <sub>Q</sub> = 670µA, I <sub>SD</sub> < 20µA, QFN32, SSOP28
LT3430/LT3431	60V, 2.75A (I <sub>OUT</sub> ), 200kHz/500kHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V <sub>IN</sub> : 5.5V ~ 60V, V <sub>OUT(MIN)</sub> = 1.20V, I <sub>Q</sub> = 2.5mA, I <sub>SD</sub> < 30µA, TSSOP16E
LTC3440/LTC3441	600mA/1.2A (I <sub>OUT</sub> ), 2MHz/1MHz, 効率95%の同期式降圧/昇圧DC/DCコンバータ	V <sub>IN</sub> : 2.5V ~ 5.5V, V <sub>OUT(MIN)</sub> = 2.5V, I <sub>Q</sub> = 25µA, I <sub>SD</sub> < 1µA, MS10

3433f