

特長

- 高効率：最大93%
- 定周波数適応型パワー(Adaptive Power™)動作
- 入力電圧範囲：3V ~ 13.5V
- 内部0.6V パワー・スイッチ($V_{IN} = 10V$)
- 低ドロップアウト動作：デューティ・サイクル100%
- バッテリ電圧低下検知器
- 内蔵パワーオン・リセット・タイマ
- 電流モード動作で優れたラインおよび負荷過渡応答を達成
- 低消費電流：470μA
- シャットダウン・モード時の消費電流がわずか15μA
- ±1%のリファレンス精度
- 16ピンおよび20ピン細型SSOPパッケージで供給

アプリケーション

- セルラー電話
- 携帯用計測器
- ワイヤレス・モジュール
- RF通信
- 分配型電源システム
- スキナ
- バッテリ駆動機器

LT、LTC、LTはリニアテクノロジー社の登録商標です。
Adaptive Powerはリニアテクノロジー社の商標です。

標準的応用例

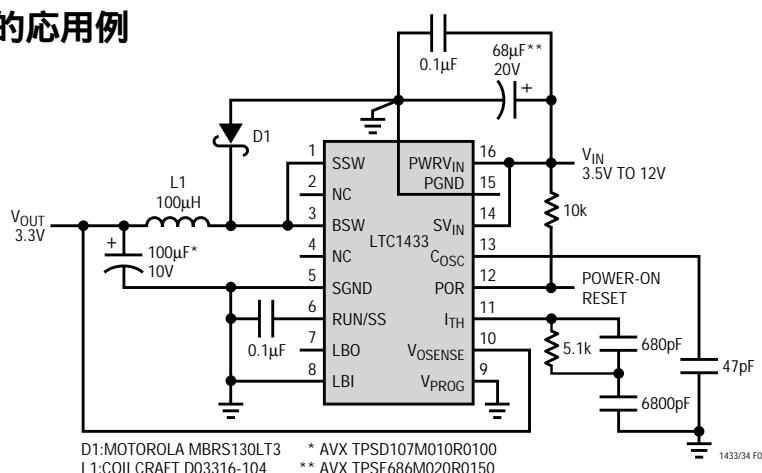


図1. 高効率降圧コンバータ

概要

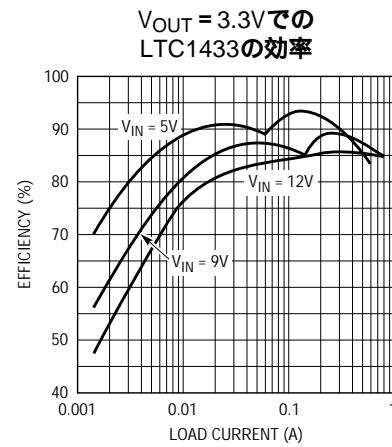
LTC®1433/LTC1434は、モノリシックのパルス幅変調方式降圧DC/DCコンバータです。電流モード・スイッチング技術の利用により、優れたACおよびDCロード・レギュレーションおよびライン・レギュレーションを実現しています。両方のデバイスは固定周波数で動作し、LTC1434は外部クロック信号にフェーズロック可能です。

両方のデバイスとも、0.6Vの並列合成抵抗(10V電源で)を備えた2つのPチャネル・パワーMOSFETを内蔵しています。適応型パワー出力段は、スイッチング損失を低減し、低出力電流時でも高能率を維持しながら、700kHzまでの周波数で1つまたは2つのスイッチを選択的にドライブします。

4

LTC1433/LTC1434は、最大450mAの出力電流が供給可能であり、±2.4%の出力電圧精度をもっています。内部バッテリ電圧低下検知器は、出力電圧と同レベルの精度を有しています。出力が安定化出力電圧の5%以内になった後、 $65536/f_{CLK}$ (標準300ms)だけ遅延した信号を生成するパワーオン・リセット・タイマ(POR)を内蔵しています。

電流に敏感なアプリケーションに最適で、消費電流はわずか470μAです。また、シャットダウン時の消費電流はわずか15μAです。さらにバッテリ電源の寿命を延長するために、ドロップアウト時には内部PチャネルMOSFETスイッチが連続してターンオンします。



絶対最大定格

(電圧はPGNDピンを基準)

入力電源電圧(PWRV _{IN} , SV _{IN})	- 0.3V ~ 13.5V
DC小型スイッチ電流(SSW)	100mA
ピーク小型スイッチ電流(SSW)	300mA
小型スイッチ電圧(SSW)	V _{IN} - 13.5V
DC大型スイッチ電流(BSW)	600mA
ピーク大型スイッチ電流(BSW)	1.2A
大型スイッチ電圧(BSW)	V _{IN} - 13.5V
PLLIN、PLL LPF、I _{TH} 、C _{OOSC}	- 0.3V ~ 2.7V
POR、LBO、RUN/SS、V _{PROG}	- 0.3V ~ 12V
LBI、V _{OSENSE}	- 0.3V ~ 10V

コマーシャル温度範囲

LTC1433C/LTC1434C 0 ~ 70

拡張コマーシャル動作温度

範囲(Note 1) - 40 ~ 85

インダストリアル温度範囲(Note 2)

LTC1433I/LTC1434I - 40 ~ 85

接合部温度(Note 3) 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

TOP VIEW	ORDER PART NUMBER	TOP VIEW										ORDER PART NUMBER			
		NC	1	20	PWRV _{IN}	NC	2	19	PGND	NC	3	18	SV _{IN}		
SSW	1	15	PGND	SSW	2	18	SV _{IN}	NC	4	17	PLLIN	BSW	4	16	PLL LPF
NC	2	14	SV _{IN}	NC	3	15	C _{OOSC}	SGND	5	15	C _{OOSC}	BSW	4	14	POR
BSW	3	13	C _{OOSC}	NC	6	12	POR	RUN/SS	7	13	I _{TH}	NC	8	10	V _{SENSE}
NC	4	12	POR	RUN/SS	6	11	I _{TH}	NC	8	11	V _{SENSE}	LBO	9	12	V _{PROG}
SGND	5	10	V _{SENSE}	LBO	7	9	V _{PROG}	LBI	10	10	V _{PROG}	LBI	10	11	V _{PROG}
RUN/SS	6														
LBO	7														
LBI	8														
GN PACKAGE 16-LEAD PLASTIC SSOP													GN PACKAGE 20-LEAD PLASTIC SSOP		
T _{JMAX} = 125°C, θ _{JA} = 150°C/W													T _{JMAX} = 125°C, θ _{JA} = 150°C/W		

ミリタリ・グレードに関してはお問い合わせください。

電気的特性 注記がない限り、T_A = 25 °C、V_{IN} = 10V、V_{RUN/SS} = 5V (Notes 1, 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Main Control Loop							
I _{IN} V _{OSENSE}	Feedback Current	V _{PROG} Pin Open (Note 4)		10	50	nA	
V _{OSENSE}	Regulated Output Voltage 1.19V (Adjustable) Selected 3.3V Selected 5V Selected	(Note 4) V _{PROG} Pin Open V _{PROG} = 0V V _{PROG} = V _{IN}	● ● ●	1.178 3.220 4.880	1.190 3.300 5.000	1.202 3.380 5.120	V
V _{OVL}	Output Overvoltage Lockout	V _{PROG} Pin Open		1.24	1.28	1.32	V
ΔV _{OSENSE}	Reference Voltage Line Regulation	V _{IN} = 3.6V to 13V (Note 4), V _{PROG} Pin Open		0.002	0.01	%/V	
V _{LOADREG}	Output Voltage Load Regulation	I _{TH} Sinking 5µA (Note 4) I _{TH} Sourcing 5µA (Note 4)	● ●	0.5 -0.5	0.8 -0.8	%	
I _{PROG}	V _{PROG} Input Current	0.5V > V _{PROG} V _{IN} - 0.5V < V _{PROG} < V _{IN}		-4 4	-10 10	µA µA	

電気的特性 注記がない限り、TA = 25°C、VIN = 10V、VRUN/SS = 5V

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Main Control Loop						
I _Q	Input DC Supply Current Normal Mode Shutdown, Reference Alive Complete Shutdown	(Note 5) 3.6V < VIN < 13V VRUN/SS = 0V, 3.6V < VIN < 13V, LBI > 0.6V VRUN/SS = 0V, 3.6V < VIN < 13V, LBI ≤ 0.6V		470 35 15	70 30	μA μA μA
V _{RUN/SS}	RUN/SS Threshold		●	0.8	1.3	2
I _{RUN/SS}	Soft Start Current Source	V _{RUN/SS} = 0V		1.2	3	4.5
Oscillator and Phase-Locked Loop						
f _{OSC}	Oscillator Frequency V _{C0} High	C _{OSC} = 100pF (Note 6) V _{PLL LPF} = 2.4V		112 200	125 240	kHz kHz
R _{PLLIN}	PLL Input Resistance			50		kΩ
I _{PLL LPF}	Phase Detector Output Current Sinking Capability Sourcing Capability	f _{PLLIN} < f _{OSC} f _{PLLIN} > f _{OSC}		10 10	15 15	20 20
Power-On Reset						
V _{SATPOR}	POR Saturation Voltage	I _{POR} = 1.6mA, V _{OSENSE} = 1V, V _{PROG} Open		0.6	1.0	V
I _{LPOR}	POR Leakage	V _{POR} = 10V, V _{OSENSE} = 1.2V, V _{PROG} Open		0.2	1.0	μA
V _{TRPOR}	POR Trip Voltage from Regulated Output	V _{PROG} Pin Open, V _{OSENSE} Ramping Negative		-11	-7.5	-4
t _{DPOR}	POR Delay	V _{PROG} Pin Open		65536		Cycles
Low-Battery Comparator						
V _{SATLBO}	LBO Saturation Voltage	I _{LBO} = 1.6mA, V _{LBI} = 1.1V		0.6	1.0	V
I _{LLBO}	LBO Leakage	V _{LBO} = 10V, V _{LBI} = 1.4V		0.01	1.0	μA
V _{TRLBI}	LBI Trip Voltage	High to Low Transition on LBO		1.16	1.19	1.22
V _{HYSTLBB}	Low-Battery Comparator Hysteresis			40		mV
V _{SDLB}	Low-Battery Shutdown Trip Point			0.74		V
I _{INLBI}	LBI Input Current	V _{LBI} = 1.19V		1	50	nA
P-Channel Power FETs Characteristics						
R _{SMFET}	R _{DS(ON)} of Small FET	I _{SSW} = 15mA		3.3	4.1	Ω
R _{BIGFET}	R _{DS(ON)} of Big FET	I _{BSW} = 150mA		0.8	1.2	Ω
I _{LSSW}	Small FET Leakage	V _{RUN/SS} = 0V	●	7	1000	nA
I _{LBSW}	Big FET Leakage	V _{RUN/SS} = 0V	●	5	1000	nA

は全規定温度範囲の規格値を意味する。

Note 1 : Cグレード・デバイス仕様は、0°C ~ 70°C の温度範囲で保証される。さらに、Cグレード・デバイス仕様は、設計または相間により -40°C ~ 85°C の温度範囲で確認されているが、製造テストは行われていない。

Note 2 : Iグレード・デバイス仕様は、-40°C ~ 85°C の温度範囲で、設計、テスト、または相間により保証されている。

Note 3 : T_Jは周囲温度T_Aと消費電力P_Dから、次の式で計算される：

$$\text{LTC1433/LTC1434: } T_J = T_A + (P_D \times 150 \mu\text{W})$$

Note 4 : LTC1433/LTC1434は、V_{OSENSE}を誤差アンプの帰還点(V_{ITH} = 1.19V)にサーボ制御する帰還ループでテストされる。

Note 5 : スイッチング周波数で発生するゲート電荷により動作時消費電流は高くなる。

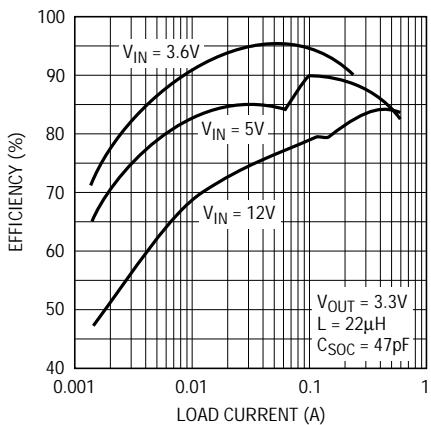
Note 6 : 発振器周波数はC_{OSC}の充電および放電電流を測定し、次の式を適用してテストされる：

$$f_{OSC} (\text{kHz}) = \left(\frac{8.4 \times 10^8}{C_{OSC} (\text{pF}) + 11} \right) \left(\frac{1}{I_{CHG}} + \frac{1}{I_{DIS}} \right)^{-1}$$

LTC1433/LTC1434

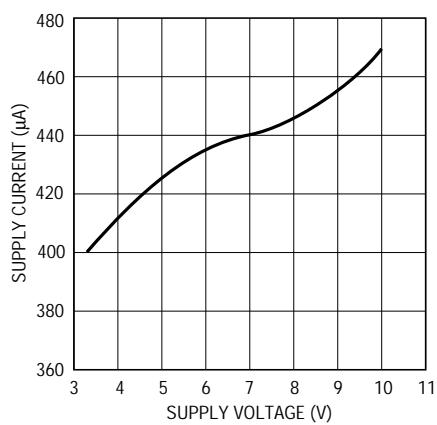
標準的性能特性

$L = 22\mu H$ に対する図1の効率



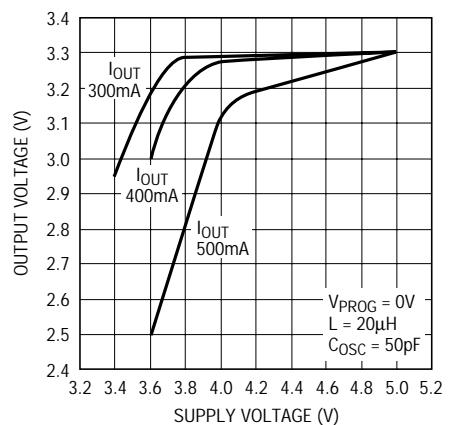
1433/34 G01

電源電流と電源電圧



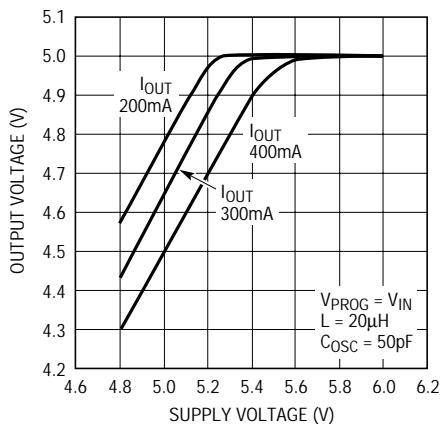
1433/34 G02

異なる負荷電流でのドロップアウト特性($V_{OUT} = 3.3V$)



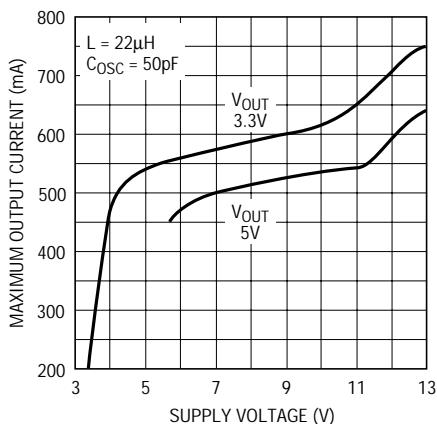
1433/34 G03

異なる負荷電流におけるドロップアウト特性($V_{OUT} = 5V$)



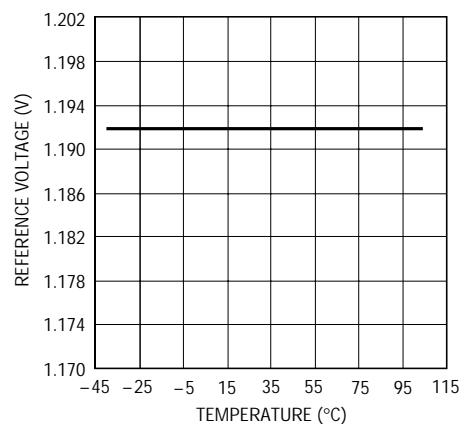
1433/34 G04

最大出力電流と入力電源



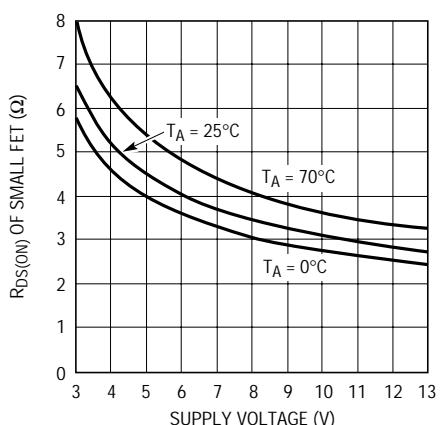
1433/34 G05

リファレンス電圧と温度



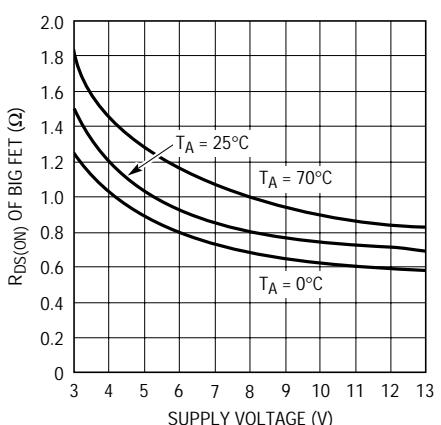
1433/34 G06

小型FETのスイッチ抵抗



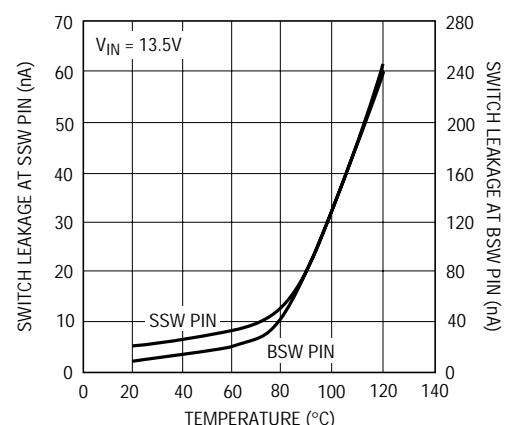
1433/34 G07

大型FETのスイッチ抵抗



1433/34 G08

スイッチ・リーク電流と温度



1433/34 G09

ピン機能 (LTC1433/LTC1434)

SSW(ピン1/ピン2): 小型PチャネルMOSFETスイッチのドレイン。

BSW(ピン3/ピン4): 大型PチャネルMOSFETスイッチのドレイン。

SGND(ピン5): 小信号グランド。他のグランドとは別に C_{OUT} の(-)端子に配線しなければなりません。

RUN/SS(ピン6/ピン7): ソフト・スタートと実行制御入力の組合せ。このピンからグランド間のコンデンサで、最大電流出力までのランプ時間を設定します。この時間は約0.5s/ μ Fです。このピンを強制的に1.3V以下になると、低バッテリ・コンパレータを除くすべての回路がシャットダウンされます。

LBO(ピン7/ピン9): Nチャネル・プルダウンのオープン・ドレイン出力。このピンは、LBIピンが1.19V以下になると電流をシンクします。

LBI(ピン8/ピン10): 低バッテリ電圧コンパレータの(+)入力。(-)入力は1.19Vのリファレンスに接続されます。RUN/SSとLBIを接地すると、このコンパレータは制御回路の残りの部分とともにシャットダウンされます。LBOはハイ・インピーダンスになります。

V_{PROG} (ピン9/ピン11): このピンの電圧で出力電圧モードを制御します。 $V_{PROG} = 0V$ または $V_{PROG} = V_{IN}$ のとき、出力は V_{OSENSE} を出力に接続した状態で、それぞれ3.3Vと5Vに設定されます。 V_{PROG} を開放(DC)しておけば、外部抵抗分割器で出力電圧を設定することができます。 V_{OSENSE} は抵抗分割器の共通ノードに接続されます。

V_{OSENSE} (ピン10/ピン12): このピンは、出力から直接または出力間の外部抵抗分割器から帰還電圧を受け取ります。 V_{PROG} ピンはどの点に V_{OSENSE} を接続しなければならないかを決定します。

$V_{PROG} = 0V$	$V_{OUT} = 3.3V$
$V_{PROG} = V_{IN}$	$V_{OUT} = 5V$
$V_{PROG} = \text{Open (DC)}$	$V_{OUT} = \text{Adjustable}$

I_{TH} (ピン11/ピン13): 誤差アンプの補償点。電流コンパレータのスレッショルドは、この制御電圧に応じて上昇します。このピンの標準電圧範囲は0V ~ 2.4Vです。

POR(ピン12/ピン14): Nチャネル・プルダウンのオープン・ドレイン出力。このピンは、出力電圧がレギュレーションから7.5%逸脱すると電流をシンクします。出力が安定化値の-5%まで上昇すると、ピンは2¹⁶(65536)発振サイクル後にハイ・インピーダンス状態になります。デバイスがシャットダウンすると、 V_{OUT} に関係なくPOR出力が行使されます。

C_{OSC} (ピン13/ピン15): このピンとグランドの間に外部コンデンサを接続して、動作周波数を設定します。

PLL LPF (LTC1434ではピン16): 位相検出器の出力と発振器の制御入力。通常、このピンからグランドに直列RCローパス・ネットワークが接続されます。このピンはフェーズロック・ループを使用しないアプリケーションでは、SGNDに接続してください。周波数シフト・オプションでは、0V ~ 2.4Vのロジック信号でドライブできます。

PLLIN (LTC1434ではピン17): 位相検出器への外部同期入力。このピンは50k の抵抗で内部でSGNDに終端されます。このピンはフェーズロック・ループを使用しないアプリケーションでは、SGNDに接続してください。

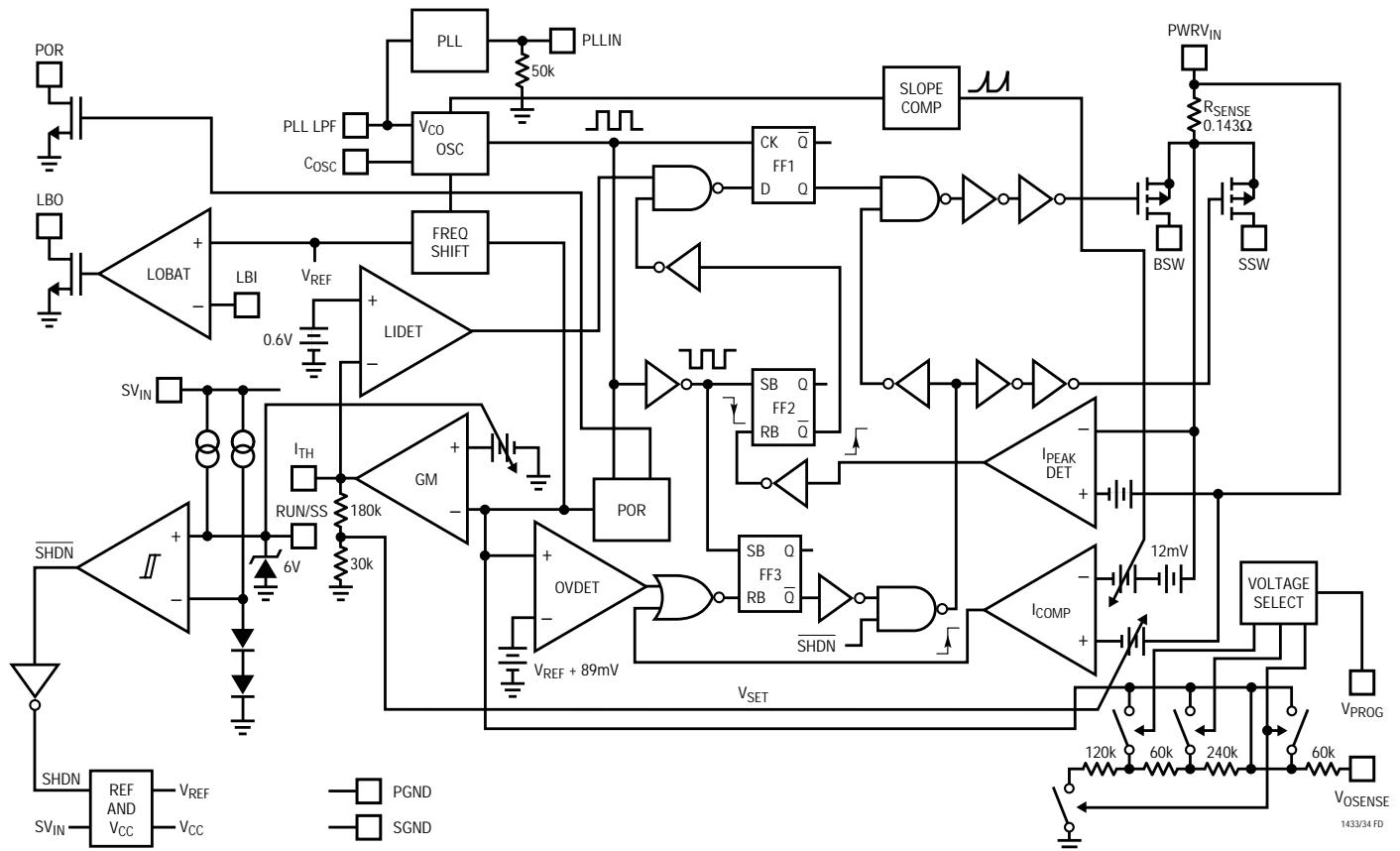
SV_{IN} (ピン14/ピン18): すべての制御回路用のメイン電源。

PGND(ピン15/ピン19): スイッチ・ドライバ・グランド。 C_{IN} の(-)端子に接続します。ショットキ・ダイオードのアノードは、このピンの近くに接続しなければなりません。

PWR V_{IN} (ピン16/ピン20): 内部パワーMOSFETおよびスイッチ・ドライバ用電源。このピンはグランドに適切にデカップリングしなければなりません。

NC(ピン2、4/ピン1、3、6、8): 無接続。

機能図



動作（機能図を参照）

メイン制御ループ

LTC1433/LTC1434は、定周波数、パルス幅変調方式電流モード・スイッチング・レギュレータです。通常動作中は、発振器がRSラッチFF3をセットすると、各サイクルごとに内部Pチャネル・パワーMOSFETがターンオンし、メイン電流コンパレータI_{COMP}がこのラッチをリセットするとターンオフします。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、誤差アンプGMの出力であるI_{TH}ピンの電圧によって制御されます。ピン機能で説明するV_{PROG}ピンとV_{SENSE}ピンによって、GMは内部または外部抵抗分割器から出力帰還電圧V_{FB}を受け取ることができます。負荷電流が増加すると、1.19Vリファレンスに対してV_{FB}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しい負荷電流と等しくなるまで、I_{TH}電圧が上昇します。メイン制御ループは、RUN/SSピンを“L”になるとシャット・ダウンされます。RUN/SSを解放すると、内部3μA電流源がソフト・スタート・コ

ンデンサC_{SS}を充電することができます。C_{SS}が1.3Vに達すると、メイン制御ループは、最大値の約30%でクランプされたI_{TH}電圧でイネーブルされます。C_{SS}が継続して充電されると、I_{TH}は徐々に解放され、通常の動作が再開できます。

コンパレータOVDETは、Pチャネル・パワーMOSFETをターンオフし、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、7.5%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。

低電流動作

LTC1433/LTC1434は、低および高負荷電流条件に対応する2つの内部PチャネルMOSFETを備えています。低負荷電流では小型MOSFETだけがターンオンし、高負荷電流では両方のMOSFETがターンオンします。

動作（機能図を参照）

低負荷電流時には小型MOSFETだけをオンにして、スイッチング損失とゲート電荷損失を低減することによって、効率を向上させます。デバイスが低電流モードに入るには、インダクタのピーク電流が260mAを超えない、そして I_{TH} ピンの電圧が0.6Vを超えないという2つの条件を満足しなければなりません。いずれかの条件を超えると、次のクロック・サイクルで大型MOSFETがターンオンします。

ドロップアウト動作

入力電源電圧が出力電圧の方向に低下すると、オン・サイクル中のインダクタ電流の変化率が低下します。この低下は、 I_{COMP} がトリップされないためPチャネルMOSFETが1発振サイクルより長くオンになることを意味します。入力電源電圧がさらに低下すると、最終的にPチャネルMOSFETが100%ターンオン（つまり、DC）するようになります。出力電圧は、入力電圧からMOSFETでの電圧降下を引いた電圧で決定されます。通常、ドロップアウト時には、 I_{TH} ピンの電圧が0.6Vを超えるため両方のパワーMOSFETがオンになります。

周波数同期

LTC1434ではフェーズロック・ループ（PLL）を使用できるため、発振器はPLLIN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発振器の制御入力であり、発振器の中央周波数の-30%から+30%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MOSFETのターンオンを同期信号の立上りエッジに揃えます。PLLINがオープンになっていると、PLL LPFは“L”になり、発振器の周波数を最小にします。

パワーオン・リセット

PORピンはレギュレータがレギュレーションを行っていないとき、“L”になるオープン・ドレイン出力です。出力電圧がレギュレーションの5%以内に上昇すると、タイマが始動し、 $2^{16} (65536)$ 発振サイクル後にPORを解放します。シャットダウン時にはPOR出力は“L”になります。

短絡保護

出力がグランドに短絡すると、発振器の周波数は設計レートの約1/4.5まで低減されます。この低周波数によって、インダクタ電流が放電できるため暴走が回避されます。出力電圧が上昇して0.65Vを超えると、発振器の周波数は徐々に設計レートまで増加します。

4

アプリケーション情報

基本的なLTC1434のアプリケーション回路を図1に示します。外付け部品の選択は負荷条件に基づいて行い、まず C_{OSC} と L の選択から実行します。次に、ショットキ・ダイオードD1を選択し、続いて C_{IN} と C_{OUT} を選択します。

動作周波数に対応した C_{OSC} の選択

LTC1433/LTC1434は、定周波数アーキテクチャを採用しており、周波数は外部発振器コンデンサ C_{OSC} によって決定されます。オンタイム中、 C_{OSC} は固定電流と位相検出器の出力電圧（LTC1434では $V_{PLL\ LPF}$ ）に比例する追加電流を加えた電流によって充電されます。 C_{OSC} コンデンサの電圧が1.19Vに達すると、グランドにリセットされます。ついで、このサイクルが繰り返されます。

C_{OSC} の値は希望の動作周波数から計算されます。フェー

ズロック・ループに外部発振器入力がない（ $V_{PLL\ LPF} = 0V$ ）と仮定すると、次のようにになります。

$$C_{OSC} \left(\mu F \right) = \left[\frac{1.37 \left(10^4 \right)}{\text{Frequency} \left(\text{kHz} \right)} \right] - 11$$

入力電圧の影響を含む C_{OSC} の選択対周波数のグラフを図2に示します。LTC1433の場合、発振器が $V_{PLL\ LPF} = 0V$ と等しい条件で動作するように内部で設定されるため上記の式も適用できます。したがって、発振器周波数に対する容量値を決定するためのグラフを使用するときは、LTC1433には $V_{PLL\ LPF} = 0V$ 曲線を使用しなければなりません。動作周波数が高くなると、ゲート電荷損失が増加し

アプリケーション情報

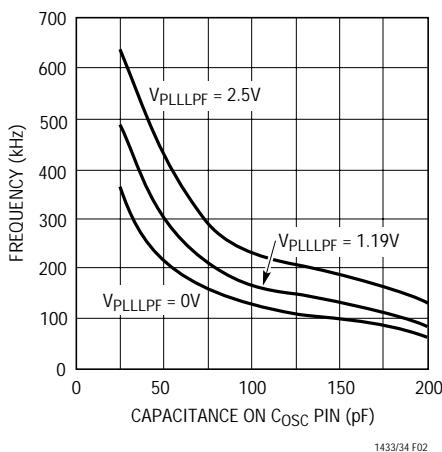


図2. 発振器周波数設定のためのC_{Osc}の選択

て、効率が低下します。最大推奨スイッチング周波数は700kHzです。図2を同期化可能なアプリケーションに使用するときには、中心周波数より約30%低い周波数に対応するC_{Osc}を選択してください(フェーズロック・ループおよび周波数同期を参照)。

低電源動作

LTC1433/LTC1434は最小3Vで動作可能であり、またV_{IN}が低いときは最大許容出力電流も低減されます。図3は電源を2.5Vまで低下させたときの変化量を示します。

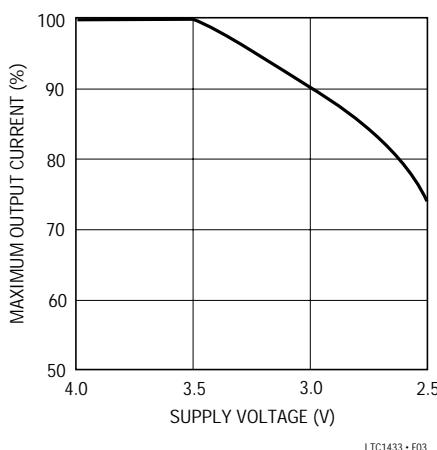


図3. 最大許容出力電流と電源電圧

注意すべきもう1つの重要な点は、低い電源電圧では、Pチャネル・スイッチのR_{DQ,ON}が増加するということです(標準的な性能特性を参照)したがって、LTC1433/LTC1434を低い

V_{IN}で100%デューティ・サイクルで使用するときには、ユーザは消費電力を計算しなければなりません。

インダクタ値の計算

動作周波数とインダクタの選択には相関関係があるため、インダクタ・リップル電流が同じ場合、高い動作周波数ではより小さなインダクタとコンデンサ値を使用できます。しかし、この場合はMOSFETゲートの電荷損失が増加するため、効率が犠牲になります。

インダクタ値は、リップル電流に直接影響を及ぼします。インダクタ・リップル電流 I_Lは、次式で示すように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：

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

コア損失はピーク・ツー・ピーク・リップル電流およびコア材質に依存します。したがって、インダクタンスを大きくすると、インダクタのピーク・ツー・ピーク・リップル電流が減少するため、コア損失が減少します。損失をさらに低減するには、MolypermalloyやKool Mu[®]のような低コア損失の材料をインダクタ・コア材質として選択することができます。

インダクタが効率に間接的に影響を及ぼすのは、低負荷電流時に大型Pチャネルを使用する場合です。インダクタンス値が低いと、ピーク・インダクタ電流が大きくなります。大型Pチャネルのターンオンを決定する条件の1つがピーク電流であるため、負荷電流が低い場合にも大型Pチャネルを使用することになります。したがって、低負荷電流時の効率が影響を受けます。効率の検討を参照してください。

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、一般に低コストの鉄粉コアで生じるコア損失では最適な性能が得られないため、より高価なフェライト、Molypermalloy、またはKool Muコアを使用しなければなりません。実際のコア損失は一定のインダクタ値に対するコア・サイズには関係ありませんが、選択したインダクタンスに大きく依存します。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、インダクタンスが増加すると巻線の巻数が増加するため、銅損失が増加します。

Kool MuはMagnetics, Inc.の登録商標です。

アプリケーション情報

フェライトによる設計ではコア損失がきわめて低く、高スイッチング周波数では好まれるため、設計目標を銅損失に集中して、飽和問題を回避することができます。フェライト・コア材料は極度に飽和します。つまり、最大設計電流を超えるとインダクタンスが急激に消滅します。この結果、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。コアを飽和させないでください。

Molypermalloy(Magnetics, Inc. 製)は、トロイドに最適な低損失コア材料ですが、フェライトよりも高価です。Magnetics, Inc. 製で経済的なものが Kool Mu μ です。トロイドは特に多層巻線が使用できるときに、空間効率が非常に高くなります。一般に、これらに適したボビンがないため実装が困難です。しかし、表面実装用の製品が入手でき、高さもそれほどではありません。

キャッチ・ダイオードの選択

キャッチ・ダイオードはオフタイム時に負荷電流を流します。したがって、平均ダイオード電流は、Pチャネル・スイッチのデューティ・サイクルに依存します。高入力電圧では、ダイオードはほとんど導通しています。V_{IN}がV_{OUT}近くになると、ダイオードはわずかな時間だけ導通します。ダイオードにとって最も過酷な状態は出力短絡時です。この状態では、ダイオードは100%近いデューティ・サイクルでI_{PEAK}を安全にカバーする必要があります。効率を最適化するために、高速スイッチング・ダイオードも使用しなければなりません。順方向の電圧降下が低く、スイッチング時間が高速であるため、ショットキ・ダイオードが適しています。大部分の LTC1433/LTC1434 回路には、1N5818、MBR130LT3、または MBRM5819 のいずれかのショットキ・ダイオードで十分です。

C_{IN}およびC_{OUT}の選択

連続モードでは、Pチャネル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、最大実効電流に対応できる容量の低ESR入力コンデンサを使用しなければなりません。最大実効コンデンサ電流は次式で与えられます。

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

この式はV_{IN} = 2V_{OUT}のときに最大値になります。ただ

し、I_{RMS} = I_{OUT}/2です。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。多くの場合、コンデンサ製造業者のリップル電流定格は、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ィレーティングする、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ようしてください。設計でのサイズまたは高さの条件に適合させるため、何個かのコンデンサを並列にすることもできます。疑問があれば必ず製造業者に問い合わせてください。

C_{OUT}は要求される等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。一般に、ESR要求条件が満たされると、容量はフィルタリングに十分なものです。出力リップル(V_{OUT})は次式から求められます：

$$\Delta V_{OUT} \approx \Delta I_L \left(ESR + \frac{1}{4fC_{OUT}} \right)$$

ここで、f = 動作周波数、C_{OUT} = 出力容量、I_L = インダクタのリップル電流です。I_Lは入力電圧に応じて増加するために、出力リップルは入力電圧が最大のときに最も高くなります。LTC1433/LTC1434では、適切に動作させるための一般則は以下のとおりです：

$$C_{OUT} \text{の所要 ESR} < 0.25$$

ニチコン、United Chemicon、三洋などのメーカーから高性能スルーホール・コンデンサが入手できます。三洋製の OS-CON 半導体誘電体コンデンサは、アルミ電解コンデンサの中で ESR/サイズ比が最も低いのですが、価格はいくらか高くなります。C_{OUT}の ESR 条件を満足すれば、一般に実効電流定格は I_{RIPPLE P-P} 条件をはるかに上回ります。

表面実装アプリケーションでは複数のコンデンサを並列に接続して、応用回路の ESR または RMS 電流処理要件に適合させる必要があります。表面実装型のアルミ電解コンデンサと乾式タンタル・コンデンサが提供されています。タンタル・コンデンサの場合、スイッチング電源に使用するためのサーボ試験が実施されていることが重要です。ケース高さが 2mm から 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、三洋製の OS-CON、ニチコン PL シリーズ、そして Sprague 595D シリーズがあります。その他の特徴については製造業者にお問い合わせください。

アプリケーション情報

効率の検討

小型および大型Pチャネル・スイッチのドレイン用に2本の独立したピンがあるため、2つのインダクタを利用して、全低負荷電流範囲にわたってさらにレギュレータの効率を向上させることができました。図4に回路接続を示します。

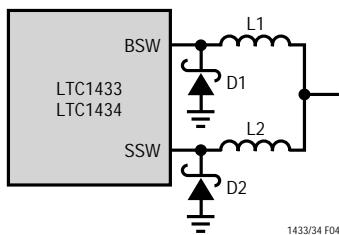


図4. 2個のインダクタを使用して低電流時の効率を改善

コア損失を低減するために、ユーザはより高い値のインダクタを小型Pチャネル・スイッチに対して使用することができます。このスイッチは全体の電流のうちわずかな部分を伝達するだけなので、ユーザは銅損失を犠牲にすることなく、物理的に小型のインダクタを使用することができます。また、より電流定格の低いショットキ・ダイオードを選択することもできます。図5のグラフは、SSWピンでCoilcraft DT1608CシリーズのインダクタをMBRS0520LT3ショットキ・ダイオードとともに使用した場合のものです。図5から分かるように、小型Pチャネルが導通する領域では平均効率が約3%向上しています。

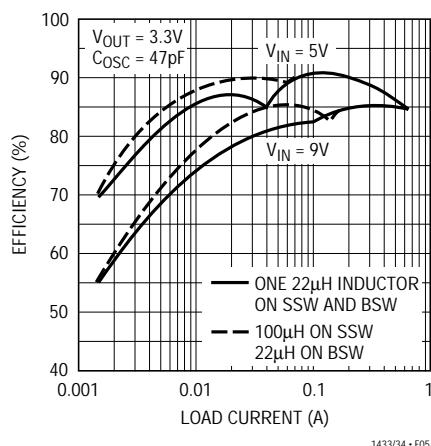


図5. シングル・インダクタとデュアル・インダクタの効率の比較

したがって、低負荷において固定周波数動作を維持しながら可能な限り高い効率を必要とするユーザには、デュアル・インダクタ構成が適当です。

出力電圧のプログラミング

LTC1433/LTC1434ファミリはすべて、ピンを選択して出力電圧をプログラムできます。出力電圧は V_{PROG} ピンによって、次のとおり選択されます：

$V_{PROG} = 0V$	$V_{OUT} = 3.3V$
$V_{PROG} = V_{IN}$	$V_{OUT} = 5V$
$V_{PROG} = \text{Open (DC)}$	$V_{OUT} = \text{Adjustable}$

LTC1433/LTC1434ファミリは、リモート出力電圧検知機能も備えています。内部抵抗分割器のトップは内部で V_{OSENSE} に接続されています。固定出力電圧アプリケーションでは、図6に示すとおり、 V_{OSENSE} ピンは出力電圧に接続されます。外部抵抗分割器を使用するときは、図7に示すとおり、 V_{PROG} ピンは開放されたままであり、DCおよび V_{OSENSE} ピンは帰還抵抗に接続されます。寄生ピックアップを防止するために、LTC1433/LTC1434の近くに配置したR1の両端に100pFコンデンサを接続してください。

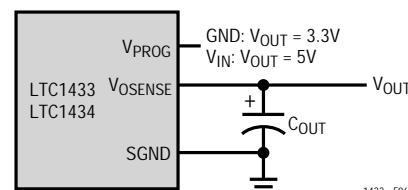


図6. LTC1433/LTC1434固定電圧出力アプリケーション

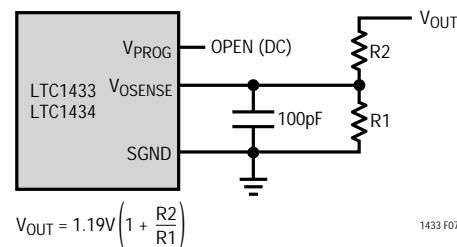


図7. LTC1433/LTC1434可変電圧アプリケーション

アプリケーション情報

パワーオン・リセット機能(POR)

パワーオン・リセット機能は出力電圧をモニタし、安定化が失われるとオープン・ドレイン・デバイスをターンオフします。PORピンに外部プルアップ抵抗が必要です。

最初に電源を投入したとき、あるいはシャットダウンから立ち上がったときに、POR出力はグランド電位になります。出力電圧が安定化出力値より5%低いレベルより高く上昇すると、内部カウンタがスタートします。^{21(65536)}クロック・サイクルをカウントした後、PORプルダウン・デバイスがターンオフします。

出力電圧が約30μsより長く調整値の7.5%以下に低下すると、POR出力が“L”になり、調整不良状態を知らせます。シャットダウン時には、レギュレータの出力が外部ソースによってあるレベルに維持された場合でも、POR出力は“L”になります。

実行/ソフト・スタート機能

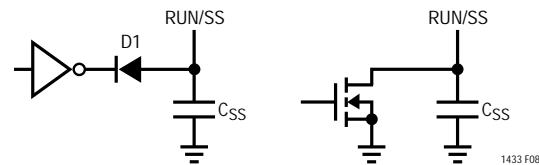
RUN/SSピンには2つの機能があり、ソフト・スタート機能とLTC1433/LTC1434をシャット・ダウンする手段を提供します。ソフト・スタートは、内部電流制限を徐々にランプアップすることによって、入力サージ電流を低減します。また、このピンを使用して電源のシーケンシングも実行できます。

内部3μA電流源は外部コンデンサC_{SS}を充電し、RUN/SSの電圧が1.3Vに達すると、LTC1433/LTC1434が動作を開始します。このピンの電圧が1.3Vから2.4Vまで上昇し続けると、内部電流制限もそれに比例した直線レートで上昇します。電流制限は約350mA($V_{RUN/SS} = 1.3V$)で開始し、1.2A($V_{RUN/SS} = 2.4V$)で終了します。このように、出力電圧はゆっくり上昇して、出力コンデンサを充電します。RUN/SSがグランド・レベルになると、スタート前に約0.5s/μFの遅延があり、続いて最大電流が流れるまでに同じような時間が経過します。

$$t_{DELAY} = 5(10^5) C_{SS} \text{秒}$$

RUN/SSピンを1.3V以下にすると、LTC1433/LTC1434は低電流シャットダウンに入ります。このピンは、図8に示すとおり、直接ロジックからドライブできます。図8のダイオードD1によってスタート遅延は短くなります。C_{SS}をゆっくりランプアップさせるソフト・スタート機能を実現できます。ソフト・スタートが必要ない場

合、このダイオードは必要ありません。RUN/SSピンは6Vツエナー・クランプを内蔵しており、このピンの電圧をクランプします(機能図を参照)。



1433 FOB

図8. RUN/SSピンのインターフェース

フェーズロック・ループと周波数同期

LTC1434は内部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。これによって、MOSFETのターンオンを外部ソースの立上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、中心周波数f_Oの±30%です。C_{OSC}の値は、希望の動作周波数(f_O)から、以下の式で計算されます(フェーズロック・ループがロックされており、V_{PLL LPF} = 1.19Vと仮定)：

$$C_{OSC} (\text{pF}) = \left[\frac{2.06(10^4)}{\text{Frequency (kHz)}} \right] - 11$$

上記の式を使用する代わりに、図2はPLL LPFピンの各種電圧条件における発振器周波数とC_{OSC}の値の関係をグラフで示します。

使用される位相検出器は、外部発振器と内部発振器の間に0度の位相シフトを与えるエッジセンシティブ・デジタルタイプです。このタイプの位相検出器は、V_{CO}中心周波数の高調波の近くの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 f_Hは、キャプチャ範囲と等しくなります(f_H = f_C = ±0.3f_O)。

位相検出器の出力は、PLL LPFピンの外部フィルタ・ネットワークを充・放電する電流源のコンプリメンタリ・ペアです。PLL LPFピンの電圧と動作周波数の関係を図9に示します。また、図10に簡略ブロック図を示します。

アプリケーション情報

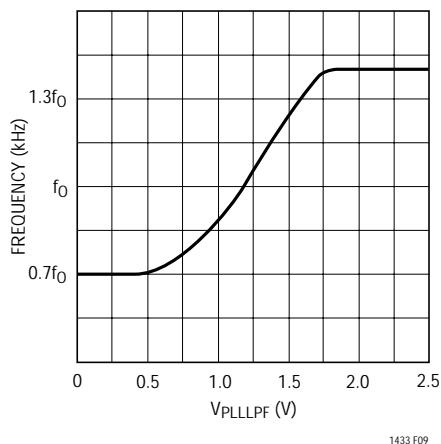


図9. PLL LPFピンの発振周波数と電圧の関係

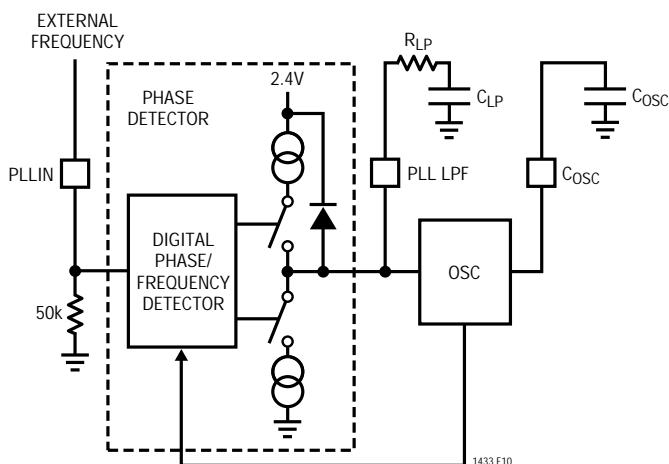


図10. フェーズロック・ループのブロック図

外部周波数(V_{PLLIN})が中心周波数 f_0 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 f_0 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、電流源が位相差に相当する時間の長さだけターンオンします。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および周波数が同じになるまで調整されます。この安定動作点で、位相コンパレータ出力が開き、フィルタ・コンデンサ C_{LP} がその電圧を保持します。

ループ・フィルタ部品 C_{LP} と R_{LP} は、位相検出器からの電流パルスを平滑して、電圧制御発振器に安定した入力を提供します。フィルタ部品 C_{LP} と R_{LP} は、ループがどれ

くらい速くロックを得るかを決定します。一般に、 $R_{LP} = 10\text{k}$ 、 C_{LP} は $0.01\mu\text{F}$ から $0.1\mu\text{F}$ です。フィルタの下側は必ずSGNDに接続してください。

PLL LPFピンを外部ロジックからドライブして、1:1.9の周波数シフトを得ることができます。図11に示す回路は、 $V_{PLL\ LPF}$ の電圧が0Vから2.4Vまで上昇すると、 f_0 から $1.9f_0$ までの周波数シフトを提供します。 $V_{PLL\ LPF}$ が2.4Vを超えてはなりません。

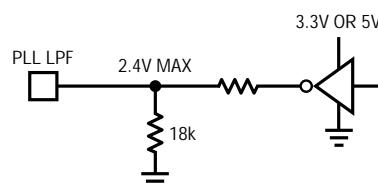


図11. PLL LPFピンの直接ドライブ

低バッテリ・コンパレータ

LTC1433/LTC1434は、図12のように構成して、バッテリ電圧降下状態を感知するのに使用できる低バッテリ・コンパレータを内蔵しています。抵抗分割器R3/R4は、コンパレータ・トリップ点を次のとおり設定します：

$$V_{LBTRIP} = 1.19 \left(\frac{R_4}{R_3} + 1 \right)$$

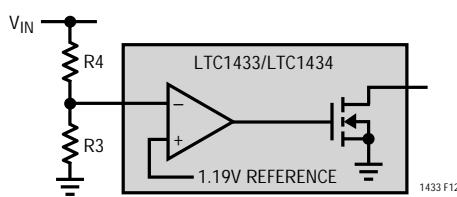


図12. 低バッテリ・コンパレータ

コンパレータの負(-)入力の分圧電圧が内部1.19Vリファレンスと比較されます。高速スイッチングのために、40mVのヒステリシスが組み込まれています。出力はオープン・ドレインMOSFETで、動作にはプルアップ抵抗が必要です。このコンパレータはシャットダウン時にも動作しています。シャットダウン消費電流をさらに節減するには、LBIピンを0.74V以下にしてこのコンパレータをシャットダウンし、電

アプリケーション情報

流をさらに $15\mu A$ まで低減できます。抵抗分割器の下側はSGNDに接続しなければなりません。

PCボード・レイアウト・チェックリスト

PCボード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LTC1433/LTC1434が正しく動作するよう配慮しなければなりません。これらの項目は図13のレイアウト図にもイラストで示してあります。レイアウトで以下の項目をチェックしてください。

- 信号およびパワー・グランドが分離されているか？ LTC1433/LTC1434の信号グランドは、 C_{OUT} (X -)プレートにリターンしなければなりません。パワー・グランドは、ショットキ・ダイオードのアノードおよび C_{IN} (X -)プレートにリターンします。配線のリードはできる限り短くしてください。
- LTC1433/LTC1434の V_{OSENSE} ピンが C_{OUT} (X +)プレートに接続されているか？可変電圧アプリケーションでは、抵抗分割器R1/R2を C_{OUT} (X +)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。
- C_{IN} (X +)プレートができる限りパワー V_{IN} ピンの近くで接続されているか？このコンデンサは内部PチャネルMOSFETとそれらのドライバにAC電流を供給します。

- ショットキ・ダイオードがパワー・グランドとSWITCHピンの間で、ピンの近くに接続されているか？
- スイッチング・ノードSSWとBSWを敏感な小信号ノード V_{OSENSE} 、PLLIN、PLL LPF、COSC、 I_{TH} 、およびLBIから離しておきます。

設計例

設計例として、 $V_{IN} = 6V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $I_{MAX} = 400mA$ 、そして $f_{OSC} = 200kHz$ と仮定します。これらの要求条件に基づいて、重要なすべての部品の選択を開始できます。

周波数同期が必要ないため、この回路にはLTC1433を使用できます。図2から、 $V_{PLL_LPF} = 0V$ 曲線を使用して、発振器コンデンサの値を決定します。グラフから $50pF$ の値が希望の周波数を提供します。

4

次にインダクタ値を選択します。標準性能特性セクションの最大出力電流対入力電源のグラフから、 $L = 22\mu H$ で出力負荷電流の要求条件を満足することができます。

キャッチ・ダイオードには、MBRS130LT3が選択されます。

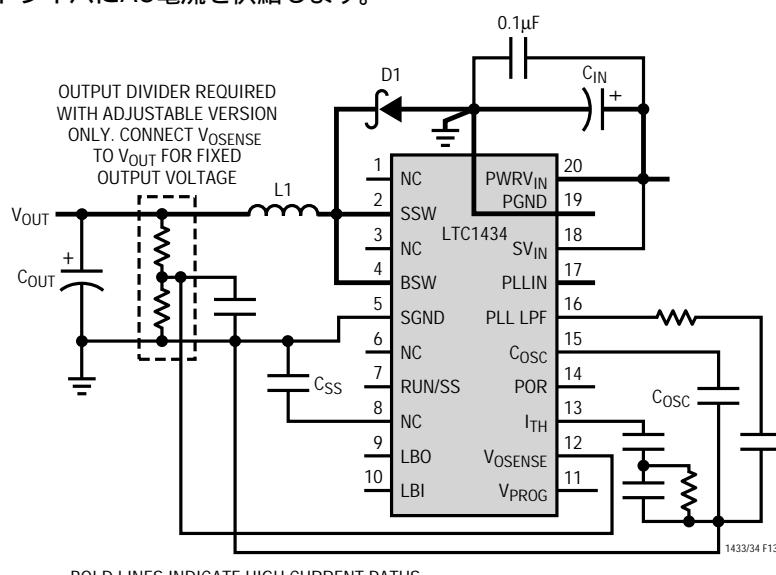


図13. LTC1434レイアウト図(ボード・レイアウト・チェックリストを参照)

アプリケーション情報

C_{IN} は全動作温度で最低0.2AのRMS電流定格が必要であり、また C_{OUT} は0.25以下 のESRを必要とします。大部分のアプリケーションでは、これらのコンデンサの要求条件はよく似ています。

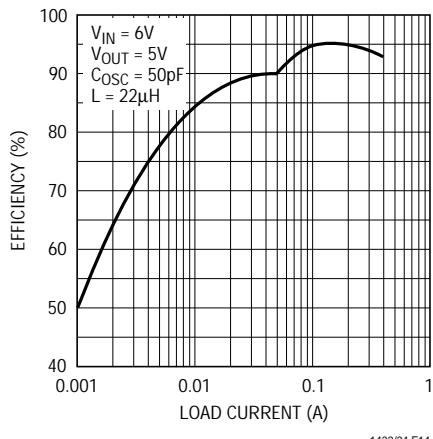
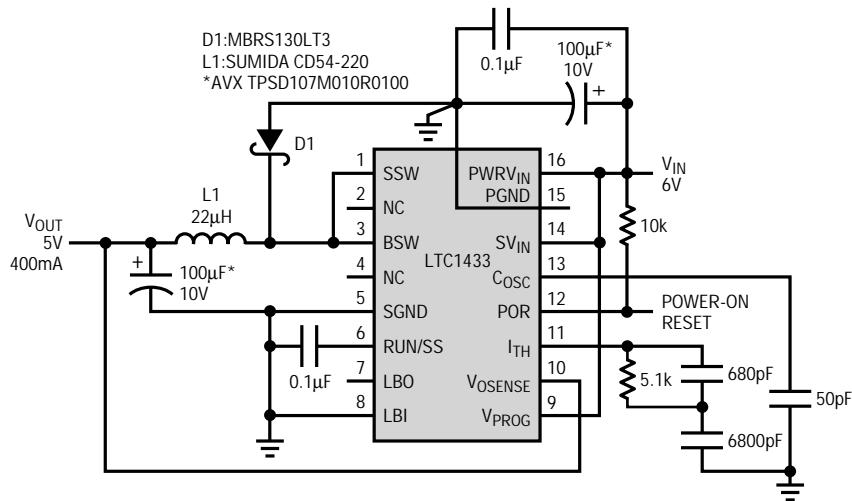
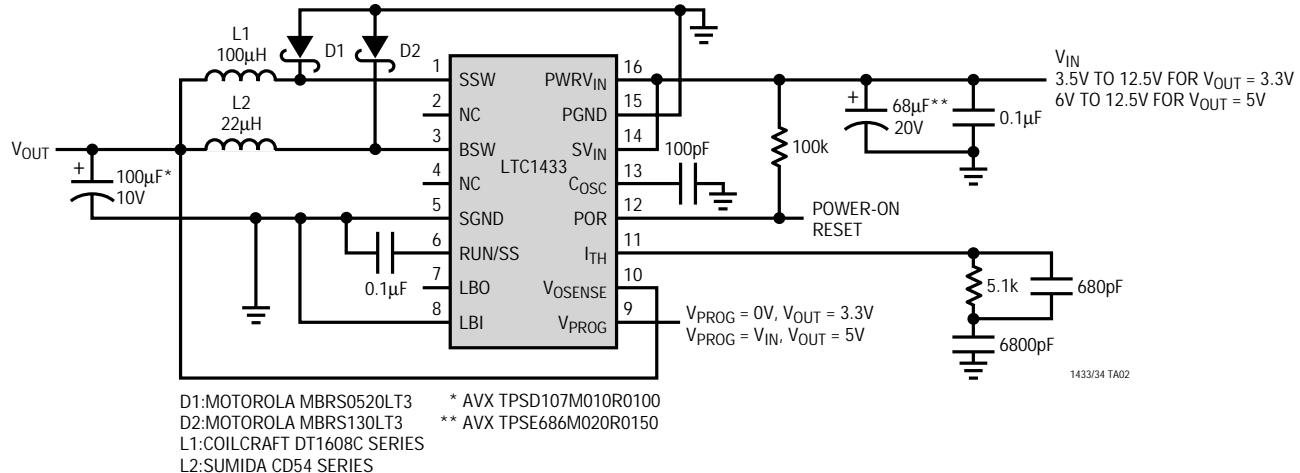


図14. 設計例の回路と効率曲線

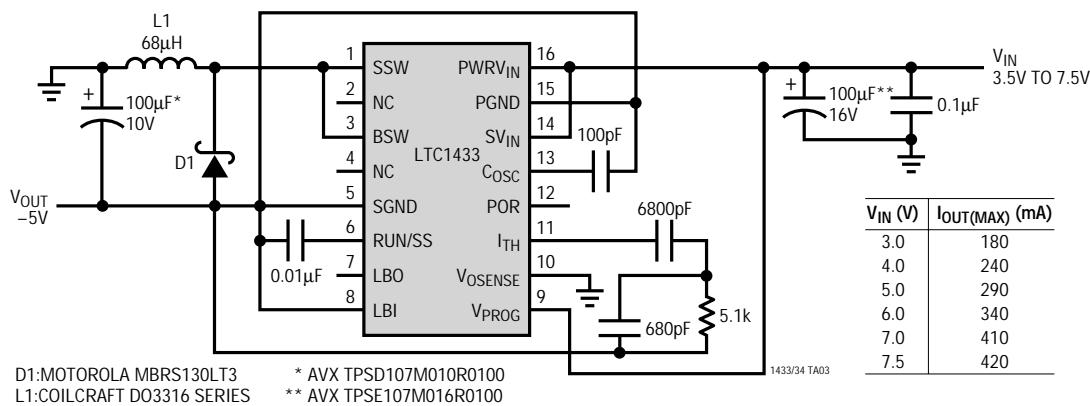
標準的応用例

最高効率の3.3V/5Vコンバータ



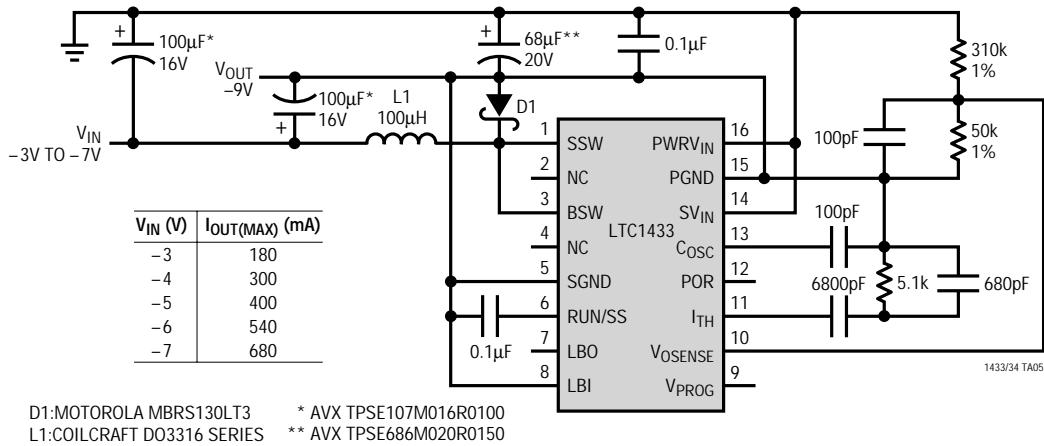
4

正・負 - 5Vコンバータ



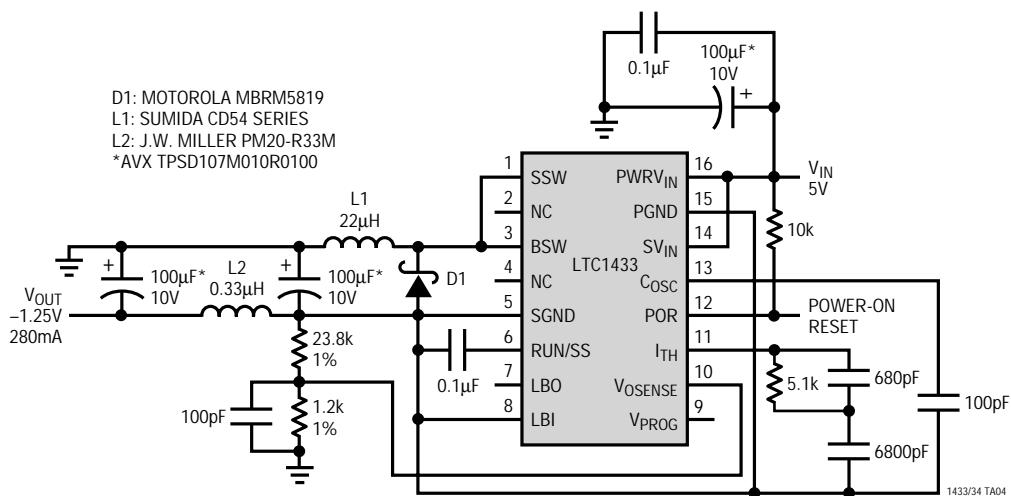
標準的応用例

負出力ブースト・コンバータ

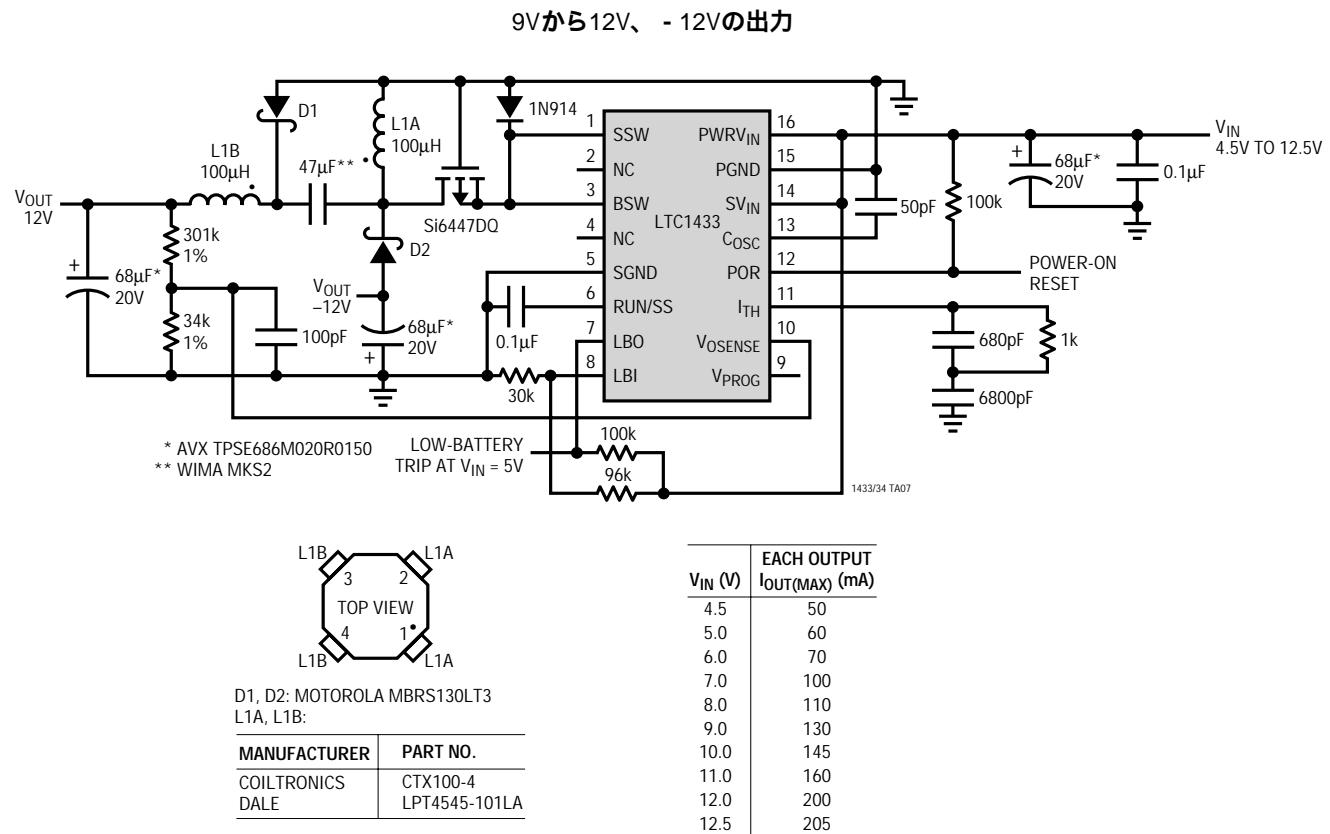


D1:MOTOROLA MBR130LT3 * AVX TPSE107M016R0100
L1:COILCRAFT DO3316 SERIES ** AVX TPSE686M020R0150

超低出力リップルの5Vから -1.25VのMRヘッド・アンプ用電源

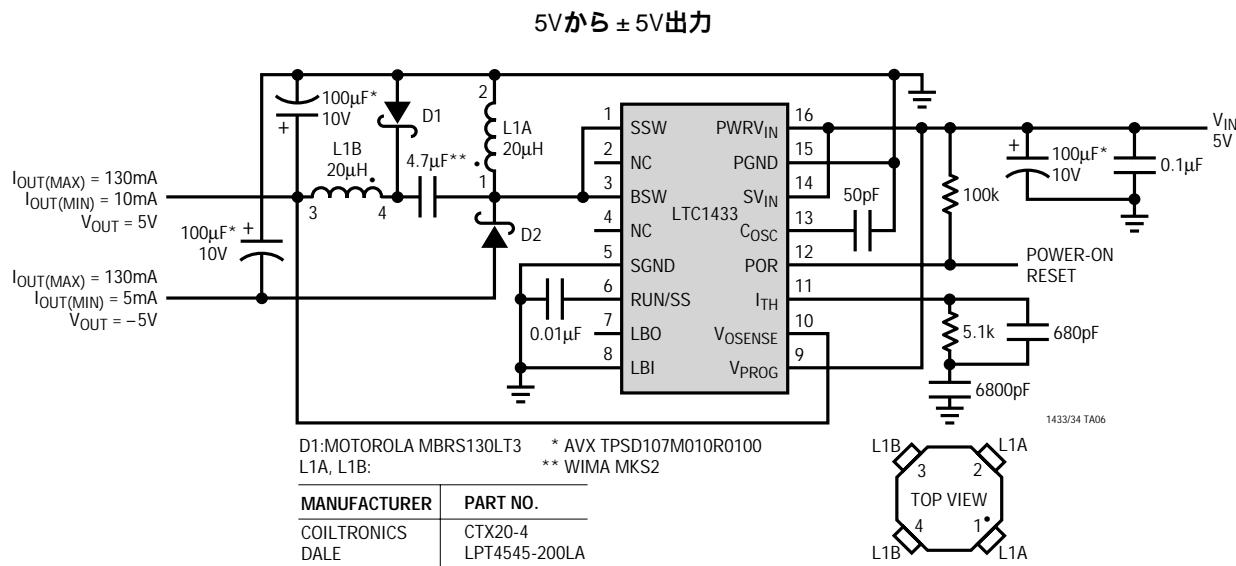


標準的応用例



LTC1433/LTC1434

標準的応用例



関連製品

PART NUMBER	DESCRIPTION	COMMENTS
LT [®] 1074/LT1076	Step-Down Switching Regulators	100kHz, 5A (LT1074) or 2A (LT1076) Internal Switch
LTC1174/LTC1174-3.3/ LTC1174-5	High Efficiency Step-Down and Inverting DC/DC Converters	Burst Mode [™] Operation
LTC1265	1.2A High Efficiency Step-Down DC/DC Converter	Burst Mode Operation
LTC1375/LT1376	1.5A, 500kHz Step-Down Switching Regulators	High Frequency, Small Inductor, High Efficiency Switchers, 1.5A Switch
LTC1435	High Efficiency Low Noise Synchronous Step-Down Controller	16-Pin Narrow SO and SSOP
LTC1436/LTC1436-PLL	High Efficiency Low Noise Synchronous Step-Down Controllers	24-Pin Narrow and 28-Pin SSOP
LTC1438/LTC1439	Dual High Efficiency Low Noise Synchronous Step-Down Controllers	Up to Four Outputs Capability
LTC1538-AUX	Dual High Efficiency Low Noise Synchronous Step-Down Controller	Auxiliary Linear Regulator 5V Standby in Shutdown
LTC1539	Dual High Efficiency Low Noise Synchronous Step-Down Controller	Auxiliary Linear Regulator 5V Standby in Shutdown

バースト・モードはリニアテクノロジー社の商標です。