

特長

- 複数のDC電源を使用するシステム用電源経路の管理
- すべてNチャネルのスイッチングにより、電力損失とシステム・コストを低減
- 最高30Vの電源の切替えと絶縁
- Nチャネル・ゲート・ドライブ用の適応型高電圧昇圧レギュレータ
- コンデンサの突入および短絡電流制限
- スwitchの消費電力を制限するユーザがプログラム可能なタイマ
- 小さな実装面積：16ピン細型SSOP

アプリケーション

- ノート型コンピュータのパワー・マネージメント
- 携帯用計測器
- ハンディ・ターミナル
- 携帯用医療装置
- 携帯用産業制御システム

概要

LTC®1473は、シングルおよびデュアル・バッテリーのノート型コンピュータやその他の携帯用機器のためのトータル・パワー・マネージメント・ソリューションの「心臓部」です。LTC1473は2組のバック・トゥ・バックNチャネルMOSFETスイッチをドライブして、電源をメイン・システム・スイッチング・レギュレータの入力に送ります。内部昇圧レギュレータは、ロジック・レベルNチャネルMOSFETスイッチを完全に導通させるのに必要な電圧を提供します。

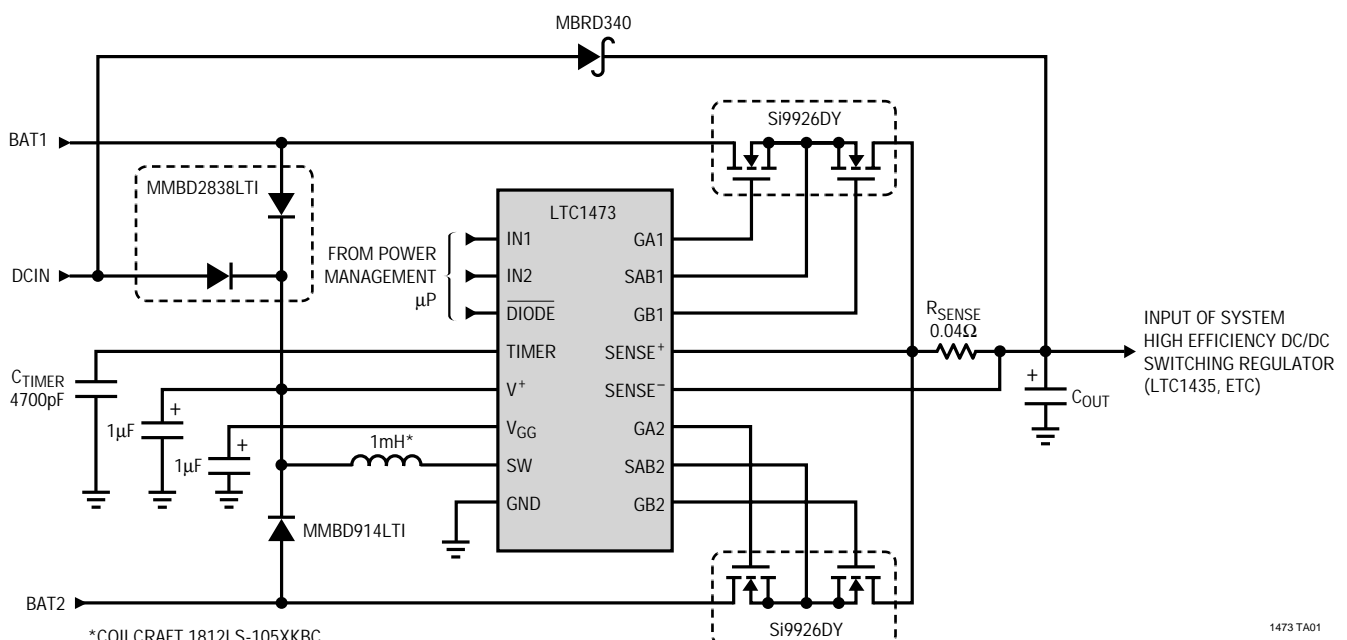
LTC1473は電流検知ループを使用して、スイッチ切替え中またはフォールト状態時にバッテリーおよびシステム電源コンデンサに流れ込む、あるいは流れ出す電流を制限します。ユーザ・プログラマブル・タイマは、MOSFETスイッチが電流制限となっている時間をモニタし、プログラムされた時間を超えたらそれらをラッチ・オフします。

独自の「2ダイオード・モード」ロジックにより、最初にどの入力に電力が印加されるかに関係なく、システムの起動を保証します。

LT、LTC、LTはリアテクノロジー社の登録商標です。
PowerPathはリアテクノロジー社の商標です。

4

標準的応用例



絶対最大定格

DCIN、BAT1、BAT2の電源電圧	- 0.3 ~ 32V
SENSE ⁺ 、SENSE ⁻ 、V ⁺	- 0.3 ~ 32V
GA1、GB1、GA2、GB2	- 0.3 ~ 42V
SAB1、SAB2	- 0.3 ~ 32V
SW、V _{GG}	- 0.3 ~ 42V
IN1、IN2、DIODE	- 0.3V ~ 7.5V
接合部温度(Note 1)	125
動作温度範囲	0 ~ 70
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>GN PACKAGE 16-LEAD NARROW PLASTIC SSOP T_{JMAX} = 125°C, θ_{JA} = 150°C/W</p>	ORDER PART NUMBER
	LTC1473CGN

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、テスト回路、T_A = 25 °C、V⁺ = 20V

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
V ⁺	Supply Operating Range			4.75		30	V
I _S	Supply Current	V _{IN1} = V _{DIODE} = 5V, V _{IN2} = 0V, V _{SENSE} ⁺ = V _{SENSE} ⁻ = 20V	●		100	200	μA
V _{GG}	V _{GG} Gate Supply Voltage	V _{GG} – V ⁺	●	7.5	8.5	9.5	V
V ⁺ _{UVLO}	V ⁺ Undervoltage Lockout Threshold	V ⁺ Ramping Down		2.7	3.1	3.5	V
V ⁺ _{UVLOHYS}	V ⁺ Undervoltage Lockout Hysteresis			0.75	1	1.25	V
V _{HIDIGIN}	Digital Input Logic High		●	2	1.6		V
V _{LODIGIN}	Digital Input Logic Low		●		1.5	0.8	V
I _{IN}	Input Current	V _{IN1} = V _{IN2} = V _{DIODE} = 5V				±1	μA
V _{GS(ON)}	Gate-to-Source ON Voltage	I _{GA1} = I _{GA2} = I _{GB1} = I _{GB2} = –1μA, V _{SAB1} = V _{SAB2} = 20V	●	5.0	5.6	7.0	V
V _{GS(OFF)}	Gate-to-Source OFF Voltage	I _{GA1} = I _{GA2} = I _{GB1} = I _{GB2} = 100μA, V _{SAB1} = V _{SAB2} = 20V	●		0	0.4	V
I _{BSENSE} ⁺	SENSE ⁺ Input Bias Current	V _{SENSE} ⁺ = V _{SENSE} ⁻ = 20V V _{SENSE} ⁺ = V _{SENSE} ⁻ = 0V (Note 2)	● ●	2 –300	4.5 –200	6.5 –100	μA μA
I _{BSENSE} ⁻	SENSE ⁻ Input Bias Current	V _{SENSE} ⁺ = V _{SENSE} ⁻ = 20V V _{SENSE} ⁺ = V _{SENSE} ⁻ = 0V (Note 2)	● ●	2 –300	4.5 –200	6.5 –100	μA μA
V _{SENSE}	Inrush Current Limit Sense Voltage	V _{SENSE} ⁻ = 20V (V _{SENSE} ⁺ – V _{SENSE} ⁻) V _{SENSE} ⁻ = 0V (V _{SENSE} ⁺ – V _{SENSE} ⁻)	●	0.15 0.10	0.20 0.20	0.25 0.30	V V
I _{PDSAB}	SAB1, SAB2 Pull-Down Current	V _{IN1} = V _{IN2} = V _{DIODE} = 0.8V V _{IN1} = V _{IN2} = 0.8V, V _{DIODE} = 2V		5 30	20 200	30 300	μA μA
I _{TIMER}	Timer Source Current	V _{IN1} = 0.8V, V _{IN2} = V _{DIODE} = 2V, V _{TIMER} = 0V, V _{SENSE} ⁺ – V _{SENSE} ⁻ = 300mV	●	3	5.5	8	μA
V _{TIMER}	Timer Latch Threshold Voltage	V _{IN1} = 0.8V, V _{IN2} = V _{DIODE} = 2V	●	1.1	1.2	1.3	V
t _{ON}	Gate Drive Rise Time	C _{GS} = 1000pF, V _{SAB1} = V _{SAB2} = 0V (Note 3)			33		μs
t _{OFF}	Gate Drive Fall Time	C _{GS} = 1000pF, V _{SAB1} = V _{SAB2} = 20V (Note 3)			2		μs
t _{D1}	Gate Drive Turn-On Delay	C _{GS} = 1000pF, V _{SAB1} = V _{SAB2} = 0V (Note 3)			22		μs
t _{D2}	Gate Drive Turn-Off Delay	C _{GS} = 1000pF, V _{SAB1} = V _{SAB2} = 20V (Note 3)			1		μs
f _{OVGG}	V _{GG} Regulator Operating Frequency				30		kHz

電気的特性 注記がない限り、テスト回路、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V^+ = 20\text{V}$

は全動作温度範囲の規格値を意味する。

Note 1: 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:

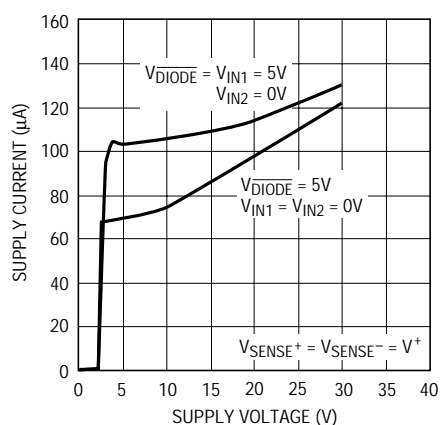
$$T_J = T_A + (P_D)(150^\circ\text{C}/\text{W})$$

Note 2: I_S は同相電圧が5V以下に低下すると、 $I_{\text{BSENSE}^+} + I_{\text{BSENSE}^-}$ と同じ量だけ増加する。

Note 3: ゲート・ターンオンおよびターンオフ時間は、突入電流を制限しない(つまり $V_{\text{SENSE}} = 0\text{V}$)で測定される。ゲートの立上り時間は1Vから4.5V、立下り時間は4.5Vから1Vまでで測定される。遅延時間は、入力変化からゲート電圧が3Vに上昇または下降するまでの間で測定される。

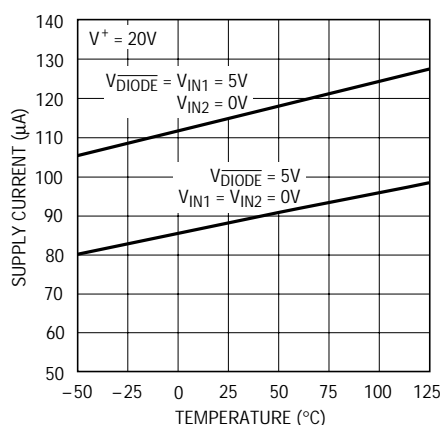
標準的性能特性

DC電源電流と電源電圧



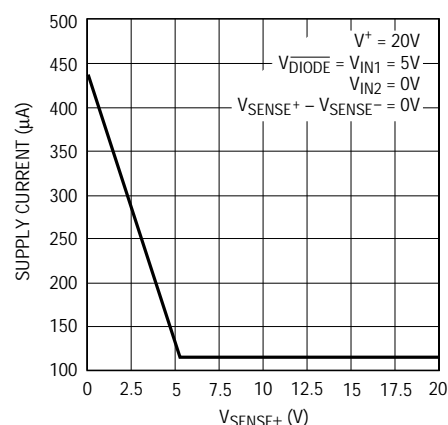
1473 G01

DC電源電流と温度



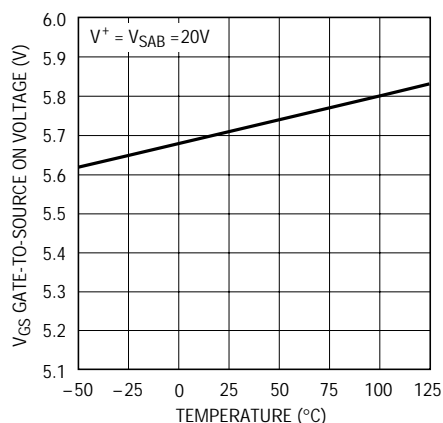
1473 G02

DC電源電流と V_{SENSE^\pm}



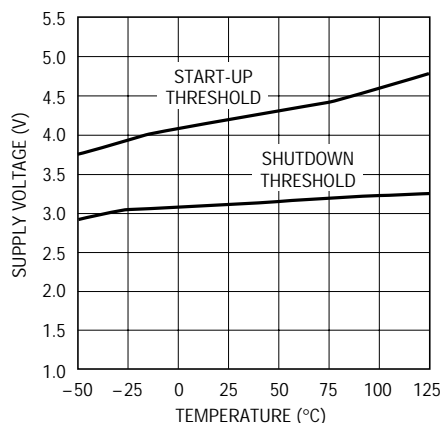
1473 • TPC02.5

V_{GS} ゲート・ソース間オン電圧と温度



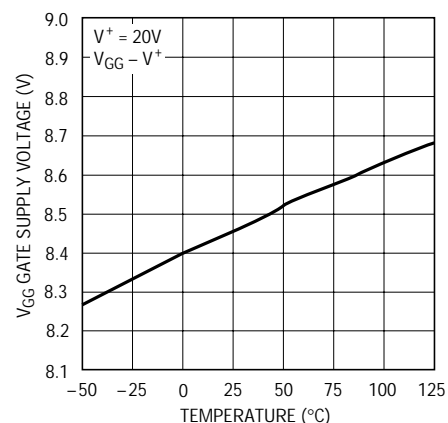
1473 G04

低電圧ロックアウト・スレッショルド (V^+)と温度



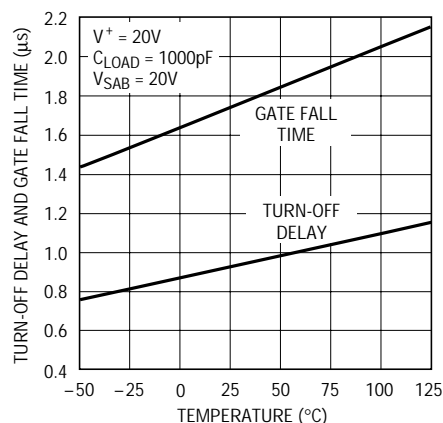
1473 G05

V_{GG} ゲート電源電圧と温度

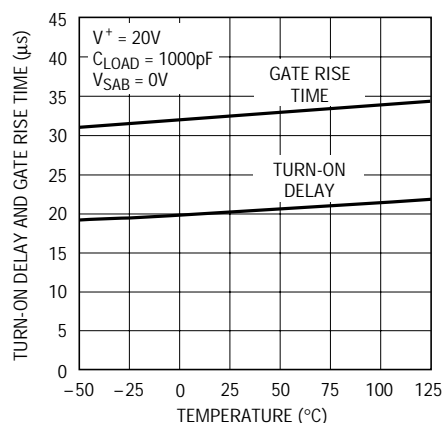


1473 G03

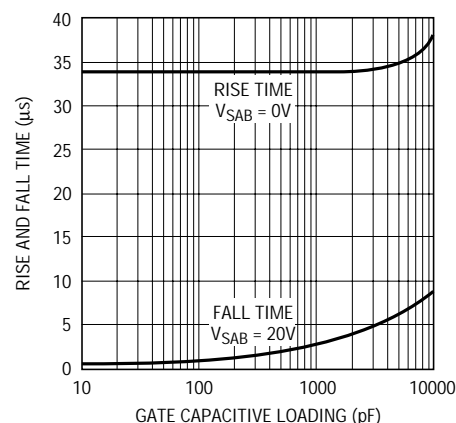
標準的性能特性

ターンオフ遅延およびゲート
立下り時間と温度

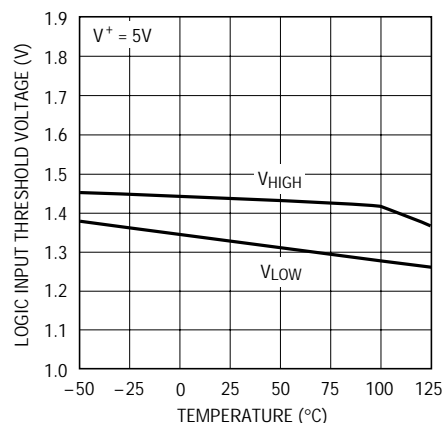
1473 G07

ターンオン遅延およびゲート
立上り時間と温度

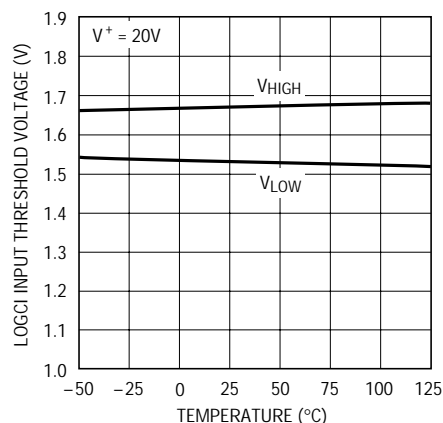
1473 G06

立上りおよび立下り時間と
ゲート容量性負荷

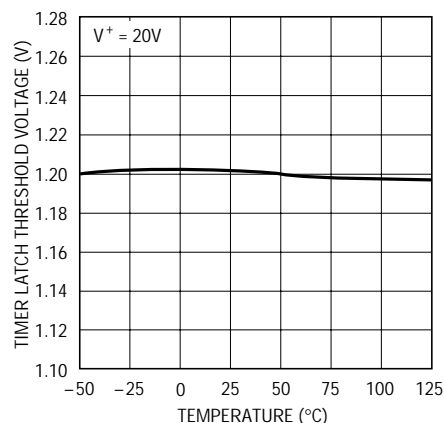
1473 G08

ロジック入力スレッシュホールド
電圧と温度

1473 G10

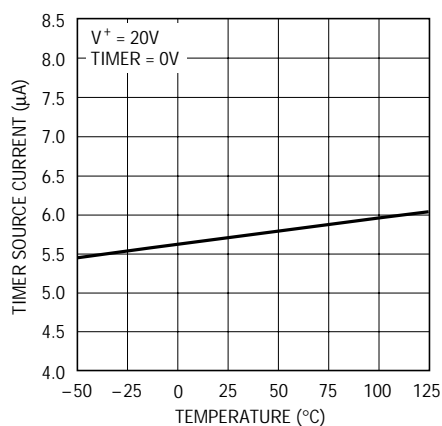
ロジック入力スレッシュホールド
電圧と温度

1473 G11

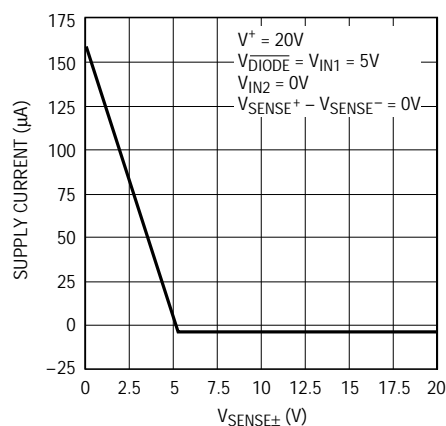
タイマ・ラッチ・スレッシュホールド
電圧と温度

1473 G12

タイマ・ソース電流と温度



1473 G13

 $I_{BSENSE+}$ と V_{SENSE+} 

1473 • TPC14

ピン機能

IN1(ピン1): ゲート・ドライバGA1とGB1のロジック入力。この入力はIN2が“H”またはDIODEが“L”のときにディスエーブルされます。

IN2(ピン2): ゲート・ドライバGA2とGB2のロジック入力。IN1が“H”またはDIODEが“L”のときに、この入力はディスエーブルされます。

DIODE(ピン3): 「2ダイオード・モード」ロジック入力。この入力はIN1およびIN2に優先し、2つのバック・トゥ・バックNチャネルMOSFETスイッチは強制的に2個のダイオードを模倣したものになります。

TIMER(ピン4): フォールト・タイマ。このピンからGNDに接続したコンデンサで、MOSFETスイッチが電流制限を許される時間をプログラムします。ピン4を接地すれば、この機能をディスエーブルすることができます。

V⁺(ピン5): 電源。このピンは最低1μFのコンデンサでバイパスします。

V_{GG}(ピン6): ゲート・ドライブ電源。この高電圧電源は、内部マイクロパワー・ゲート・ドライブ回路をドライブすることのみを目的としています。このピンに外部回路から負荷を接続してはなりません。このピンは最低1μFのコンデンサでバイパスしてください。

SW(ピン7): NチャネルMOSFETスイッチのオープン・ドレインです。このピンは、このピンとV⁺ピンとの間に接続されているV_{GG}スイッチング・レギュレータ・インダクタのボトムをドライブします。

GND(ピン8): グランド。

GA2、GB2(ピン11、9): スイッチ・ゲート・ドライバ。GA2とGB2は2番目のバック・トゥ・バックNチャネル・スイッチのゲートをドライブします。

SAB2(ピン10): ソース・リターン。SAB2ピンは、SW A2とSW B2のソースに接続されています。スイッチがターンオフすると、小さなプルダウン電流源によってこのノードが0Vに戻ります。

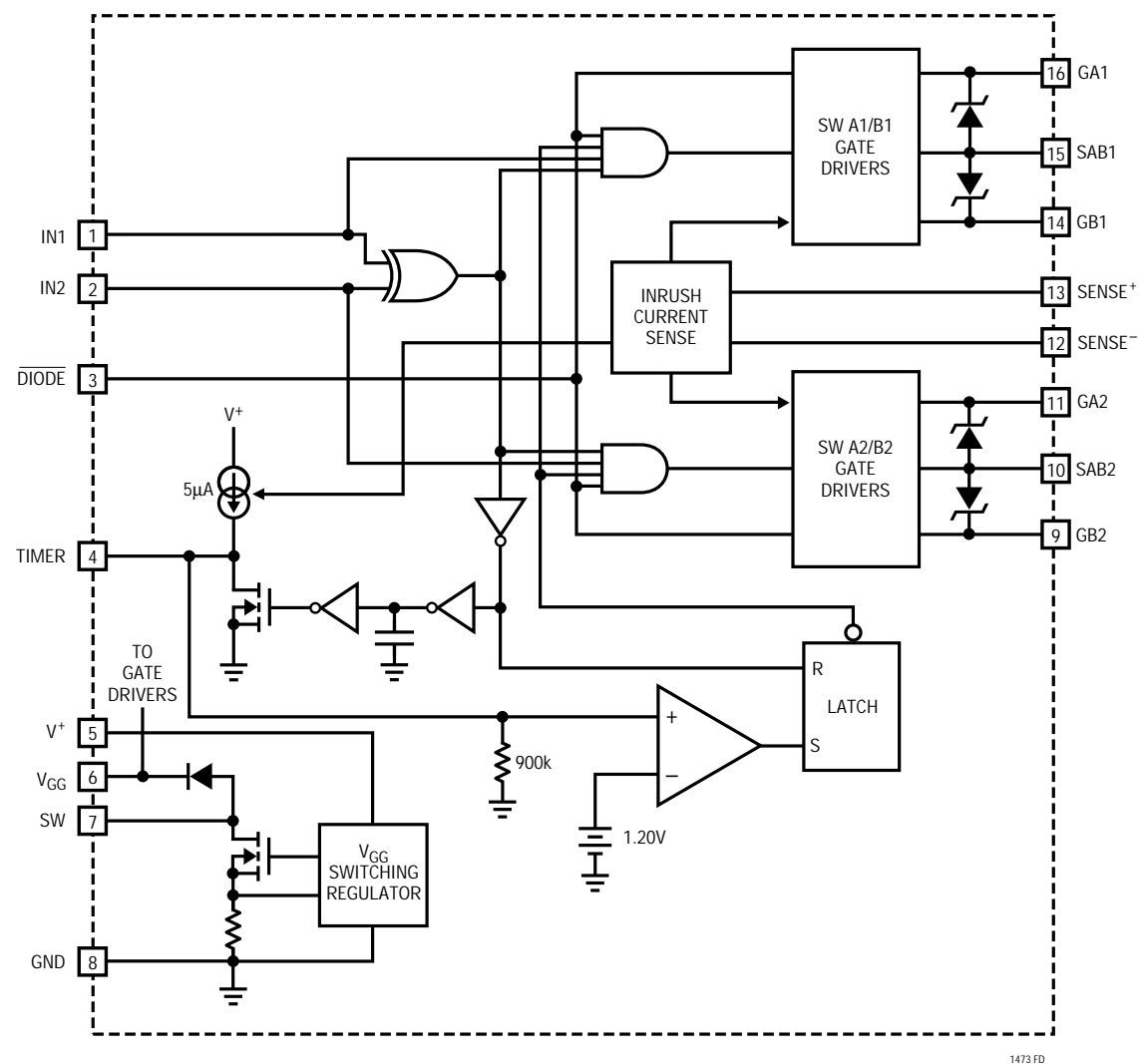
SENSE⁻(ピン12): 突入電流入力。このピンは、電源供給元と出力コンデンサに出入りする突入電流を検出および抑止するために、2組の入力電源セクタ・スイッチ(SW A1/B1およびSW A2/B2)と直列に低い値の抵抗器の「ボトム(出力側)」に直接接続しなければなりません。

SENSE⁺(ピン13): 突入電流入力。このピンは、電源供給元と出力コンデンサに出入りする突入電流を検出および抑止するために、2組の入力電源セクタ・スイッチ(SW A1/B1およびSW A2/B2)と直列に低い値の抵抗器の「トップ(スイッチ側)」に直接接続しなければなりません。(V_{SENSE⁺} - V_{SENSE⁻}が±0.2Vを超えると) 電流制限が起動されます。

GA1、GB1(ピン16、14): スイッチ・ゲート・ドライバ。GA1およびGB1は、最初のバック・トゥ・バックNチャネル・スイッチのゲートをドライブします。

SAB1(ピン15): ソース・リターン。SAB1ピンはSW A1およびSW B1のソースに接続されます。スイッチがターンオフすると、小さなプルダウン電流源によってこのノードが0Vに戻ります。

機能図



動作

LTC1473はパワー・マネージメント・システムの「フロントエンド」で低損失のスイッチング動作を行い、最大2個のバッテリー・パックを接続および切断することができます。入力電源の円滑な切替えは、バッテリー・パックとシステム電源コンデンサに出入りする突入電流を制限する特別なゲート・ドライブ回路でドライブされる低損失Nチャネル・スイッチによって実現されています。

全Nチャネル・スイッチング

LTC1473は外部バック・トゥ・バックNチャネルMOSFETスイッチをドライブして、2つの電源、つまり一次バッテリーと二次バッテリーまたはバッテリーとAC電源からの電力を切り替えます。(NチャネルMOSFETスイッチは、Pチャネル相当品よりも経済的で電圧降下も小さくなっています)。

ゲート・ドライブ (V_{GG}) 電源

低損失Nチャネル・スイッチ用ゲート・ドライブ電圧は、最大37Vまで V^+ より8.5V高い電圧で安定化されたマイクロパワー昇圧レギュレータから供給されます。2個のバッテリー・システムでは、LTC1473の V^+ ピンが、3個の外部ダイオードを通してメイン電源、DCIN、BAT1、BAT2にダイオードORされています。したがって、 V_{GG} は最高電圧の電源より8.5V高い電圧で安定化され、MOSFETスイッチを完全に導通させるのに必要なオーバードライブを提供します。

効率を最大限に高めるために、昇圧レギュレータ・インダクタのトップは、図1に示すとおり、 V^+ に接続されます。C1は、小型表面実装パッケージに収納された1mHスイッチト・インダクタL1のトップでフィルタ機能を提供します。内部ダイオードは1mHインダクタからの電流を V_{GG} 出力コンデンサC2に振り分けます。

突入電流および短絡電流の制限

LTC1473は適応型突入電流制限方式を使用して、切替え中に2つのメイン電源およびDC/DCコンバータの入力コンデンサに出入りする電流を低減しています。1本の小さな値の抵抗 (R_{SENSE}) の両端の電圧を測定して、遷移中の2組のスイッチ、SW A1/B1およびSW A2/B2を流れる瞬時的な電流を確認します。

図2にスイッチ・ドライバ・ペア (SW A1/B1) のブロック図を示します。双方向電流センスおよび制限回路は、 R_{SENSE} 両端の電圧降下が $\pm 200\text{mV}$ を超えるとそれを検知します。該当するスイッチのゲート・ソース間電圧 V_{GS} は、遷移中に、突入電流が低下するまで (DC/DCコンバータ入力コンデンサの値によって異なりますが、一般に数ms以内) 制限されます。

この方式により、回路を変更しないで同じシステムで異なるサイズおよび電流定格のコンデンサとMOSFETスイッチを使用することができます。

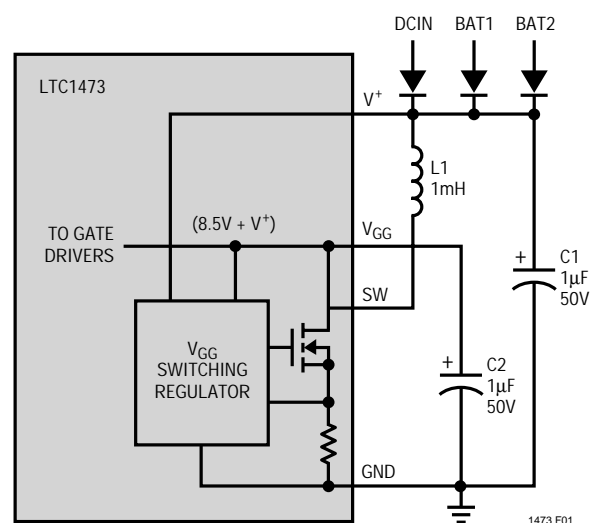


図1. V_{GG} スイッチング・レギュレータ

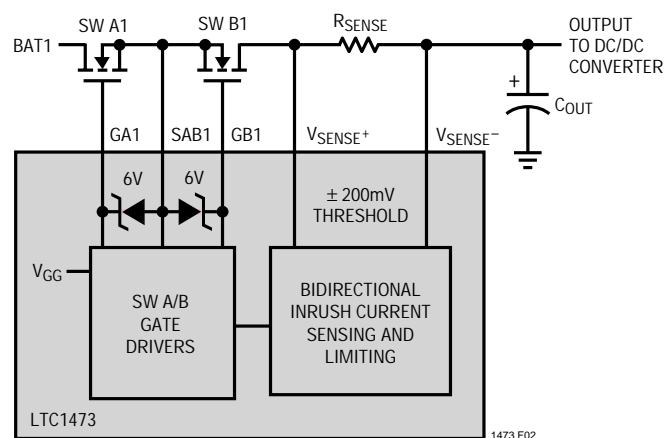


図2. SW A1/B1による突入電流制限

アプリケーション情報

遷移期間が終了すると、選択されたスイッチ・ペアの2つのMOSFETの V_{GS} が約5.6Vまで上昇します。ゲート・ドライブは5.6Vに設定されており、ロジック・レベルMOSFETスイッチに最大 V_{GS} 定格を超えない十分なオーバードライブを提供します。

フォールト状態の場合は、電流制限ループが短絡点に流れ込む電流を制限します。MOSFETスイッチが電流制限されているとき、すなわち R_{SENSE} 両端の電圧降下が $\pm 200\text{mV}$ のとき、フォールト・タイマが計時を開始します。MOSFETスイッチが電流制限されている限り、計時を続けます。最終的に、プリセットされた時間が経過し、MOSFETスイッチがラッチ・オフします。ラッチはゲート・ドライブ入力の選択を解除するとリセットされます。フォールト・タイムアウトは、TIMERピンとグランド間に接続される外付けコンデンサでプログラムされます。

電源経路切替えの概念

電源の選択

LTC1473は低損失スイッチをドライブして、シングルまたはデュアルの再充電可能バッテリー・システム(多くのノート型コンピュータや他の携帯用機器で使用されている形態)のメイン電源経路の電源を切り替えます。

図3はLTC1473デュアル・バッテリー・パワー・マネージメント・システムの主な特長を示す概念ブロック図で、3つのメイン電源から始まりシステムDC/DCレギュレータで終わります。

スイッチSW A1/B1およびSW A2/B2は、いずれかのバッテリー・パックから、DC/DCスイッチング・レギュレータの入力に電源を供給します。これらのスイッチはそれぞれ、パワー・マネージメント・システム用 μP に直接インタフェース可能なTTL/CMOS互換入力によって制御されます。

タンタル・コンデンサの使用

システムのDC/DCレギュレータ入力コンデンサの突入(および「噴出」)電流は、LTC1473によって制限されます。すなわち、一方の入力電源から他方への遷移中にコンデンサに流入・流出する電流が制限されます。多くのアプリケーションでは、この突入電流制限によって、DC/DCコンバータの入力に高価でサイズの大きいアルミニウム電解コンデンサを使用しないで、低コスト/小型のタンタル表面実装コンデンサを使用することができます。

注：具体的な突入電流の仕様と制限については、コンデンサ・メーカーに問い合わせてください。また、何らかの実験を行って起こりうるすべての動作条件で、制限に適合することを確認する必要があります。

バック・トゥ・バック・スイッチのトポロジー

図3に示す単純なSPSTスイッチは、実際に2つのバック・トゥ・バックNチャネル・スイッチで構成されています。これらの低損失Nチャネル・スイッチ・ペアは、8ピンSOおよびSSOPパッケージに収納されており、多数の製造業者から入手可能です。バック・トゥ・バック・トポロジーによって、パワーMOSFETスイッチの固有ボディ・ダイオードに付随する問題が解消され、各スイッチ・ペアは2つの

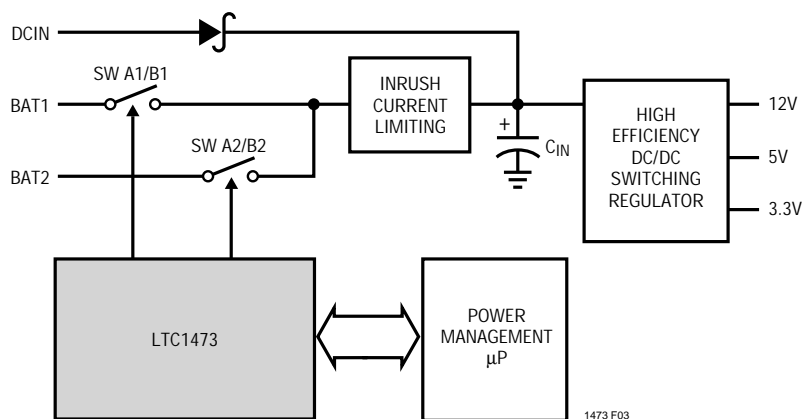


図3. LTC1473 PowerPathの概念図

アプリケーション情報

スイッチがターンオフされたとき、両方向の電流を阻止することができます。

またバック・トゥ・バック・トポロジでは、スイッチ・ペアの各半分を個別に制御することもできます。これらのスイッチ・ペアによって、両方向の突入電流の制限と次の項で説明するいわゆる「2ダイオード」モードを容易に実行できます。

2ダイオード・モード

通常の動作条件では、各スイッチ・ペアの両方のセクションが同時にターンオン/オフされます。たとえば、図4に示すBAT1からBAT2に入力電源が切り替えられると、通常、スイッチ・ペアSW A1/B1の両ゲートがターンオフし、スイッチ・ペアSW A2/B2の両ゲートがターンオンします。スイッチ・ペアSW A1/B1のバック・トゥ・バック・ボディ・ダイオードは、BAT1入力コネクタに流入・流出する電流を阻止します。

「2ダイオード」モードでは、各電源経路のスイッチ・ペアの一方のペアつまりSW A1とSW A2だけがターンオンし、別のペアSW B1とSW B2はターンオフします。これら2つのスイッチ・ペアは、図4に示すように2つのメイン入力電源に接続された単なる2個のダイオードとして動作します。最大の入力電圧を持つパワー・パス・ダイ

オードが、DC/DCコンバータの入力に電流を流し、起動時または異常動作状態時にも確実にパワー・マネージメント μ Pに電源が供給されます。(V^+ ピンの電圧が約3.2V以下に低下すると、このモードに代わって低電圧ロックアウト回路が動作します。図1に示すとおり、 V^+ への電源はメイン電源、DCIN、BAT1、BAT2から3個の外部ダイオード通して供給されます。)

2ダイオード・モードは、 $\overline{\text{DIODE}}$ 入力にアクティブ「L」を印加すると行使されます。

部品の選択

Nチャネル・スイッチ

LTC1473適応型突入電流制限回路では、広範なロジック・レベルNチャネルMOSFETスイッチを使用できます。LTC1473アプリケーションに最適な8ピン表面実装型パッケージのデュアル低 $R_{DS(ON)}$ Nチャネル・スイッチが多数提供されています。

2つのスイッチ・ペアSW A1/B1およびSW A2/B2の最大許容ドレイン・ソース電圧 $V_{DS(MAX)}$ は、最大DC電源電圧に耐えるだけ十分高くなければなりません。DC電源が20~28Vの範囲にある場合は、30VのMOSFETスイッチを使用します。DC電源が10~18Vの範囲にあり、十分に安定化されている場合は、20VのMOSFETスイッチを使用します。

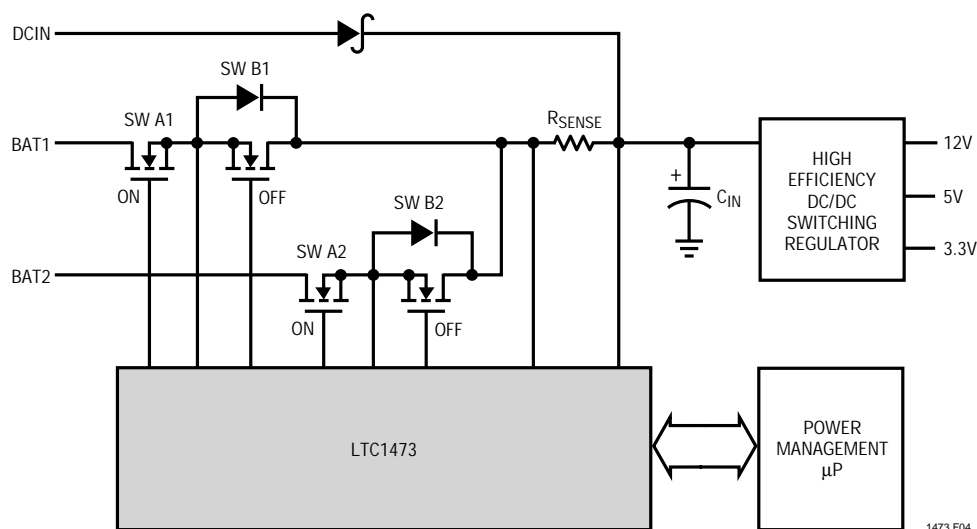


図4. 2ダイオード・モードでのLTC1473のPowerPathスイッチ

アプリケーション情報

一般則として、最大許容 V_{DS} において最も低い $I_{RDS(ON)}$ をもつスイッチを選択します。これによってスイッチで消費される熱が小さくなり、システム全体の効率が向上します。電流要求が小さいシステムでは、スイッチ抵抗が大きくても許容できる場合がありますが、スイッチで消費される電力が製造メーカーの推奨レベルを超えないよう注意しなければなりません。

突入電流センス抵抗、 R_{SENSE}

2つのスイッチ・ペアのドライバによって小さな値のセンス抵抗(電流シャント)が使用され、導通しているスイッチ・ペアを流れる突入電流が測定され制限されます。

突入電流制限は、所要最大DC/DC入力電流の約2~3倍に設定しなければなりません。これはドロップアウトに相当するDC/DC入力電圧で発生します。たとえば、DC/DCコンバータに必要な最大電流が2Aの場合、次の公式を使用し、0.033 のセンス抵抗(R_{SENSE})を選択すれば、6Aの突入電流制限が設定されます。

$$R_{SENSE} = (200\text{mV})/I_{INRUSH}$$

この例では、抵抗における電圧降下は通常動作条件ではわずか66mVであることに注意してください。したがって、抵抗での消費電力は非常に小さく(132mW)、このアプリケーションでは小型の1/4W表面実装抵抗を使用することができます(この抵抗はフォールト・タイムアウト時の電流制限期間での高い消費電力に耐えることができます)。高効率電流センス・アプリケーション用に特別に設計された、小さな抵抗値の表面実装抵抗が多数提供されています。

プログラム可能なフォールト・タイム・コンデンサ(C_{TIMER})

フォールト・タイム・コンデンサ(C_{TIMER})を使用して、MOSFETスイッチが電流制限時に連続して許容される持続時間をプログラムします。

フォールト状態では、MOSFETスイッチは突入電流制限ループによって電流が制限されます。電流制限状態で動作しているMOSFETスイッチは、高消費電力モードにあり、迅速に終了しなかった場合は、破壊的故障を招くおそれがあります。

フォールト時間遅延は、TIMERピンとGNDの間に接続された外付けコンデンサでプログラムされます。MOSFETスイッチが電流制限に入ると、5 μ Aの電流源がTIMERピンを通して C_{TIMER} を充電し始めます。 C_{TIMER} 両端の電圧が1.2Vに達すると、内部ラッチがセットされ、MOSFETスイッチがターンオフします。ラッチをリセットするには、MOSFETゲート・ドライバのロジック入力を選択解除します。

フォールト時間遅延は、保護回路が早期にトリップするのを回避するために、最大スイッチング遷移期間の最低3倍から5倍で、できる限り長い時間にプログラムしなければなりません。反対に、保護回路を有効にするには、製造業者のデータシートに規定されるとおり、フォールト時間遅延はMOSFETスイッチの安全動作領域内になければなりません。

最大スイッチング遷移期間は、コールド・スタート中に、完全に充電されたバッテリーが電源が供給されていないシステムに接続されたときに発生します。システム電源コンデンサをバッテリー電圧まで充電する突入電流によって、遷移期間が決まります。

以下の例は C_{TIMER} を計算する方法を示します。最大バッテリー電圧が15V、システム電源コンデンサを100 μ Fと仮定すると、突入電流制限は6Aに制限され、DC/DCコンバータが必要とする最大電流は2Aです。したがって、最大スイッチング遷移期間は、以下の式を用いて計算されます：

$$t_{SW(MAX)} = \frac{(V_{BAT(MAX)})(C_{IN(DC/DC)})}{I_{INRUSH} - I_{LOAD}}$$

$$t_{SW(MAX)} = \frac{(15)(100\mu\text{F})}{6\text{A} - 2\text{A}} = 375\mu\text{s}$$

$3 \times 375\mu\text{s} = 1.125\text{ms}$ の最小フォールト遅延時間が得られます。この遅延時間は45W(6A \cdot 15V/2)の電力を消費するMOSFETスイッチの安全動作領域外にならないことを確認してください。この遅延時間を用いて、以下の公式を使用して C_{TIMER} を計算することができます。

$$C_{TIMER} = 1.125\text{ms} \left(\frac{5\mu\text{A}}{1.20\text{V}} \right) = 4700\text{pF}$$

したがって、 C_{TIMER} は4700pFでなければなりません。

アプリケーション情報

V_{GG} レギュレータ・インダクタとコンデンサ

V_{GG} レギュレータは3つのメイン電源電圧のどれよりも大幅に高い電源電圧を供給することにより、NチャネルMOSFETの制御を可能にします。このマイクロパワー、昇圧電圧レギュレータには、レギュレータの効率を最大限に高めるために、3つのメイン電源から利用可能な最も高い電位が供給されます。

V_{GG} レギュレータには図5に示すようにL1、C1、C2の3つの外付け部品が必要です。

L1は小型、低電流の1mH表面実装インダクタです。C1は1mHスイッチト・インダクタのトップでフィルタ機能を提供します。このコンデンサはスイッチング過渡信号をフィルタするために最低1 μ Fでなければなりません。 V_{GG} 出力コンデンサC2は V_{GG} 出力用のストレージとフィルタ機能を提供します。このコンデンサは、最低1 μ F/定格50V動作のものでなければなりません。C1およびC2にはセラミック・コンデンサを使用できます。

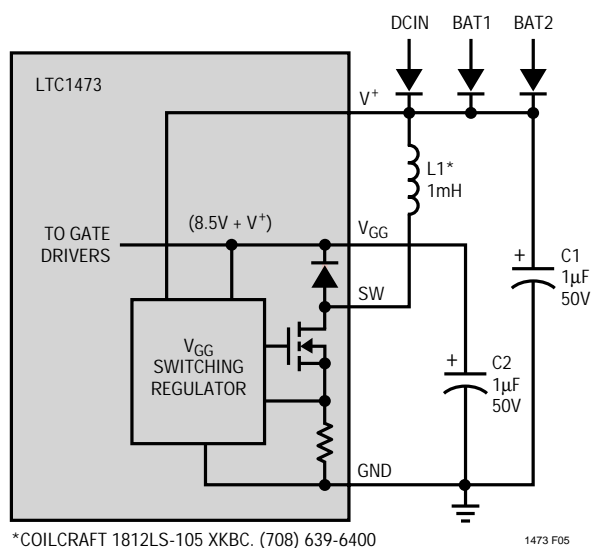
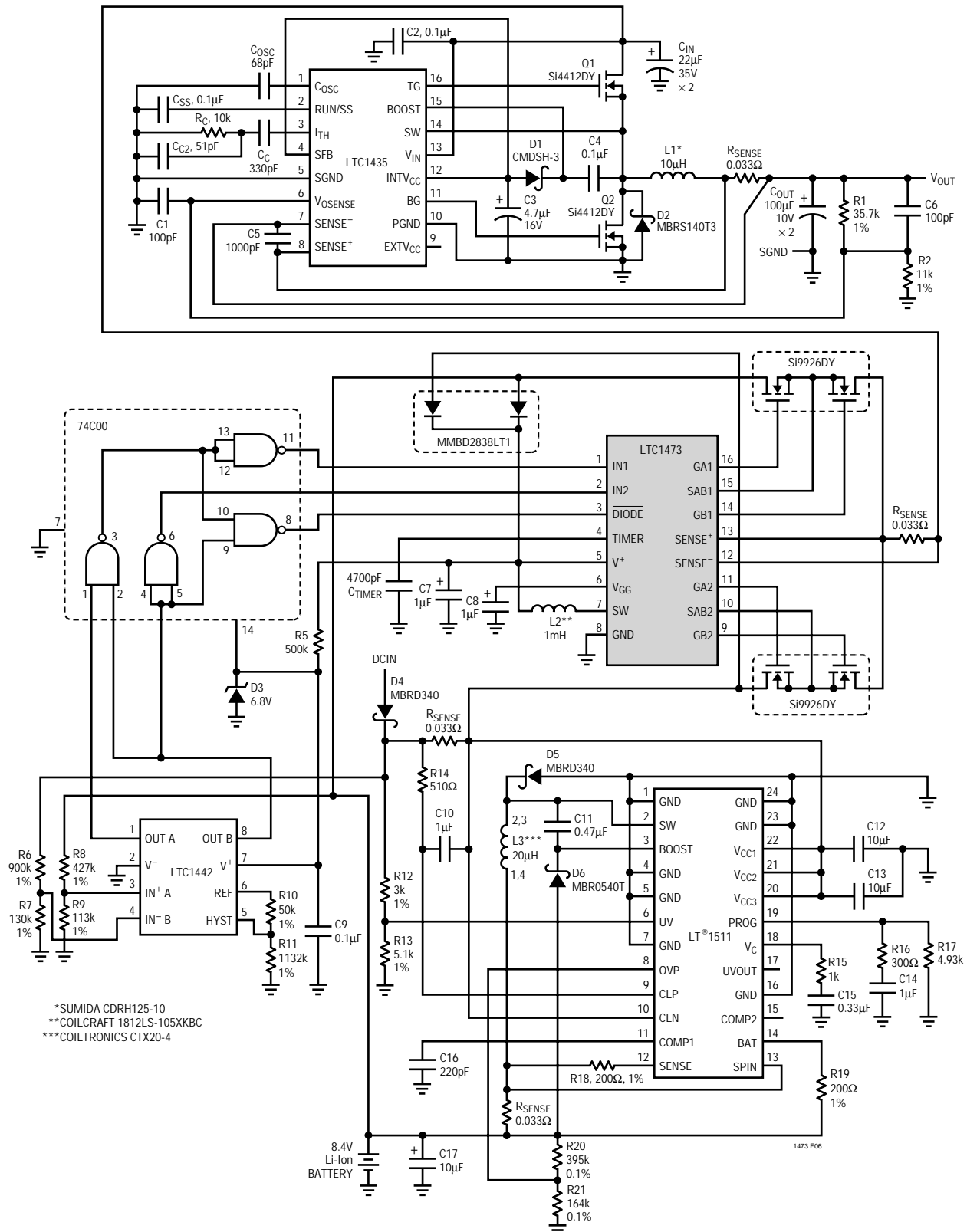


図5. V_{GG} 昇圧スイッチング・レギュレータ



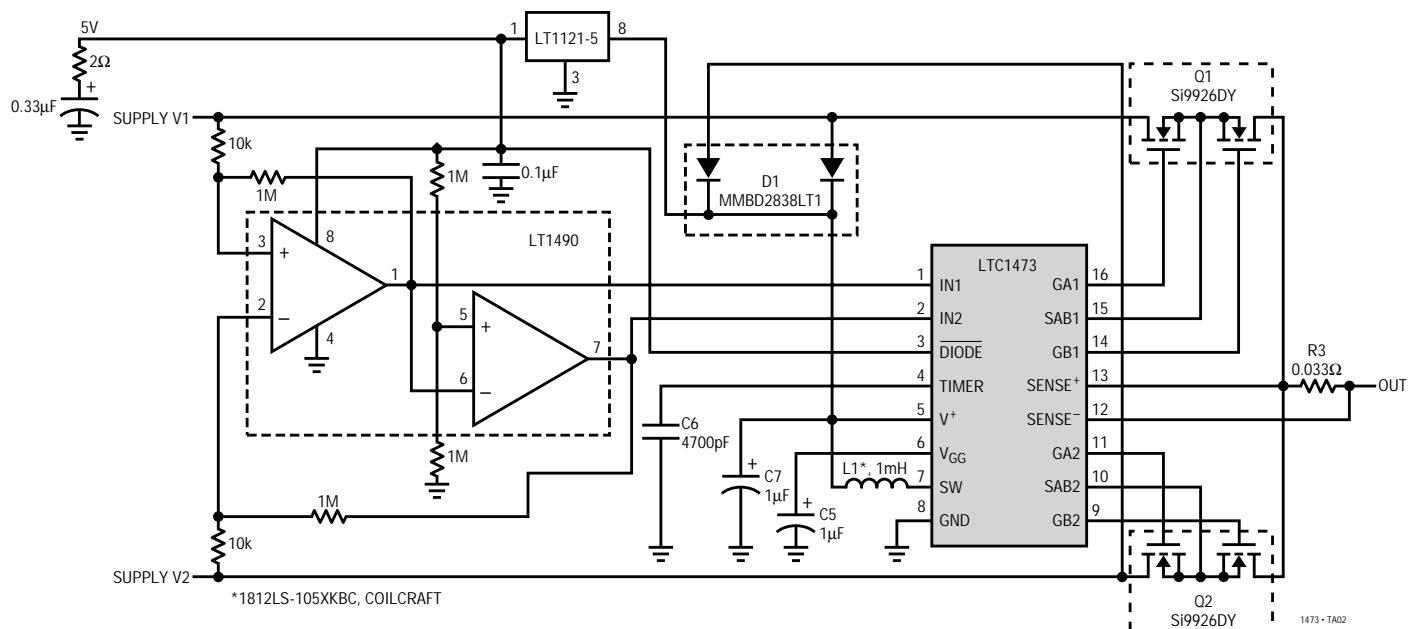
標準的応用例

バッテリー・チャージャを含む完全なフロントエンドおよびバッテリーとDCIN間の自動切替え機能を備えたDC/DCコンバータ



標準的応用例

2電源間の保護付き自動切替え



関連製品

PART NUMBER	DESCRIPTION	COMMENTS
LTC1155	Dual High Side Micropower MOSFET Driver	Internal Charge Pump Requires No External Components
LTC1161	Quad Protected High Side MOSFET Driver	Rugged, Designed for Harsh Environment
LTC1435	Single High Efficiency Low Noise Switching Regulator	Constant Frequency, Synchronous Step-Down
LTC1479	PowerPath Controller for Dual Battery Systems	Designed to Interface with a Power Management μP
LT1510	Constant-Voltage/Constant-Current Battery Charger	Up to 1.5A Charge Current for Lithium-Ion, NiCd and NiMH Batteries
LT1511	3A Constant-Voltage/Constant-Current Battery Charger	High Efficiency, Minimal External Components to Fast Charge Lithium, NiMH and NiCd Batteries
LTC1538-AUX	Dual Synchronous Controller with Aux Regulator	5V Standby in Shutdown