

正の高電圧の 理想ダイオード・コントローラ

特長

- パワー・ショットキー・ダイオードをNチャネルMOSFETに置換することによって消費電力を低減
- 0.5 μ sのターンオフ時間により、ピーク・フォールト電流を制限
- 広い動作電圧範囲: 9V~80V
- 発振のない円滑な切り替え
- 逆DC電流なし
- 6ピン (2mm \times 3mm) DFNおよび8ピンMSOPパッケージ

アプリケーション

- N+1冗長電源
- 高可用性システム
- AdvancedTCAシステム
- テレコム・インフラストラクチャ
- 車載システム

概要

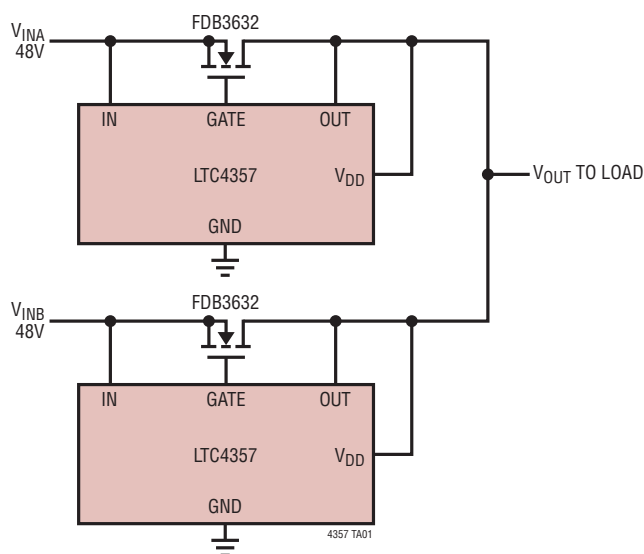
LTC[®]4357は、ショットキー・ダイオードを代替する外付けNチャネルMOSFETをドライブする正の高電圧の理想ダイオード・コントローラです。ダイオードORや高電流ダイオードのアプリケーションに使用された場合、LTC4357は消費電力、熱損失、電圧損失、PCボード面積を低減します。

LTC4357は電源を容易にOR接続可能なので、システム全体の信頼性を向上させることができます。ダイオードORアプリケーションでは、LTC4357はMOSFETの順方向電圧降下を制御し、発振なしに1本のパスから他のパスへ円滑な電流転送が可能です。電源が故障または短絡した場合、高速ターンオフによって逆電流過渡を最小限に抑えます。

LT, LTC, LTM, Linear TechnologyおよびLinearのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。Hot Swapはリニアテクノロジー社の商標です。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。

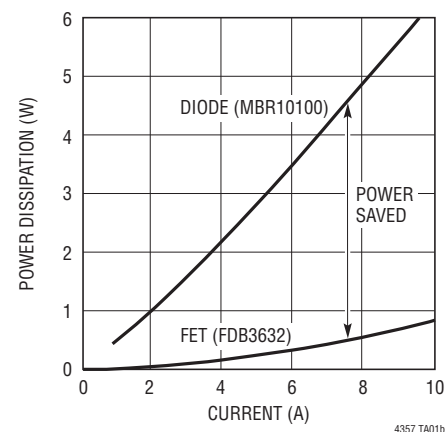
標準的応用例

48V、10AダイオードOR



*追加のオプション部品については図2と図3を参照

消費電力と負荷電流



LTC4357

絶対最大定格 (Note 1, 2)

電源電圧

IN.....-1V~100V

OUT, V_{DD}.....-0.3V~100V

出力電圧

GATE (Note 3).....V_{IN}-0.2V~V_{IN}+10V

動作周囲温度範囲

LTC4357C.....0°C~70°C

LTC4357I.....-40°C~85°C

LTC4357H.....-40°C~125°C

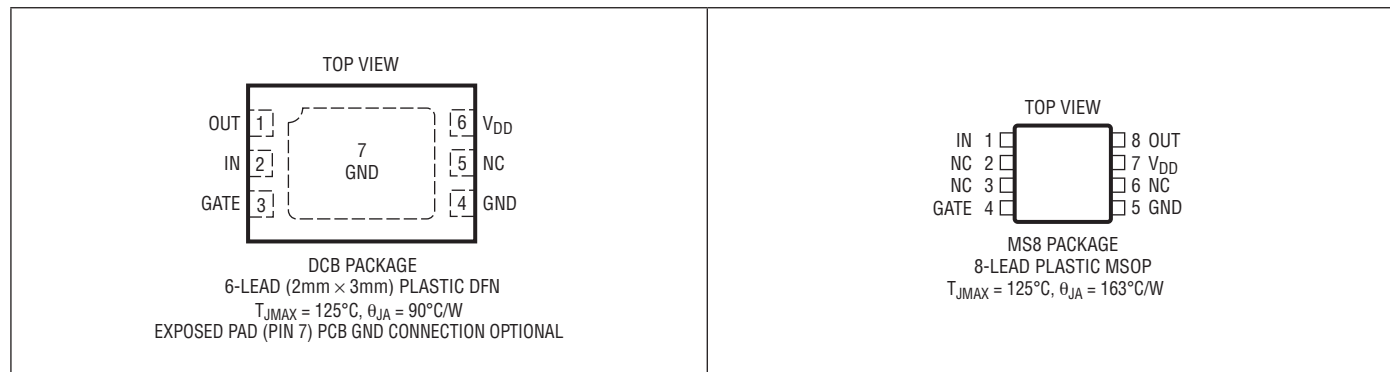
LTC4357MP.....-55°C~125°C

保存温度範囲.....-65°C~150°C

リード温度(半田付け、10秒)

MSパッケージ.....300°C

ピン配置



発注情報

鉛フリー仕様	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LTC4357CMS8#PBF	LTC4357CMS8#TRPBF	LTCXD	8-Lead Plastic MSOP	0°C to 70°C
LTC4357IMS8#PBF	LTC4357IMS8#TRPBF	LTCXD	8-Lead Plastic MSOP	-40°C to 85°C
LTC4357HMS8#PBF	LTC4357HMS8#TRPBF	LTCXD	8-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC4357MPMS8#PBF	LTC4357MPMS8#TRPBF	LTFWZ	8-Lead Plastic MSOP	-55°C to 125°C
鉛ベース仕様	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LTC4357MPMS8	LTC4357MPMS8#TR	LTFWZ	8-Lead Plastic MSOP	-55°C to 125°C

鉛フリー仕様 テープアンドリール(ミニ)	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LTC4357CDCB#TRMPBF	LTC4357CDCB#TRPBF	LCXF	6-Lead (2mm × 3mm) Plastic DFN	0°C to 70°C
LTC4357IDCB#TRMPBF	LTC4357IDCB#TRPBF	LCXF	6-Lead (2mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
LTC4357HDCB#TRMPBF	LTC4357HDCB#TRPBF	LCXF	6-Lead (2mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C

TRM = 500個 *温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。

さらに広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

鉛ベース仕様の製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

鉛フリー仕様の製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。

テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandree/> をご覧ください。

電氣的特性

●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、 $V_{OUT} = V_{DD}$ 、 $V_{DD} = 9\text{V} \sim 80\text{V}$ 。

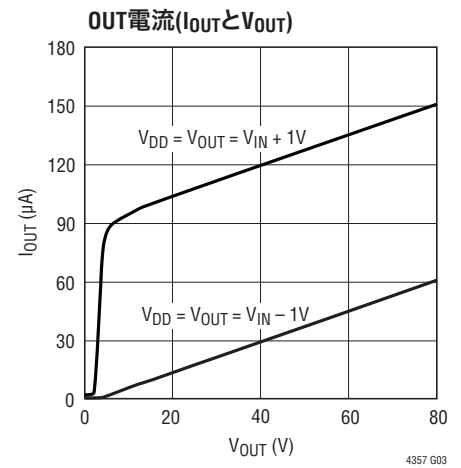
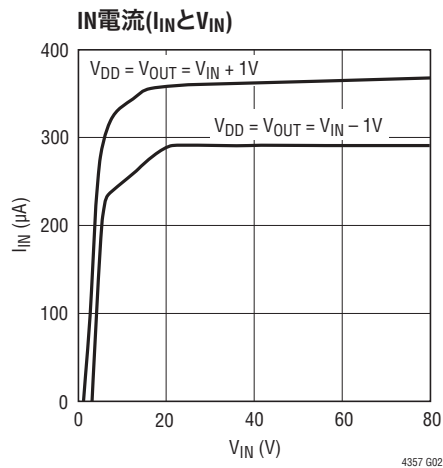
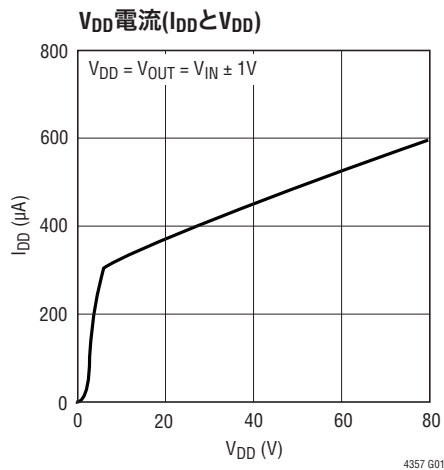
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{DD}	Operating Supply Range		9		80	V
I_{DD}	Supply Current			0.5	1.25	mA
I_{IN}	IN Pin Current	$V_{IN} = V_{OUT} \pm 1\text{V}$	150	350	500	μA
I_{OUT}	OUT Pin Current	$V_{IN} = V_{OUT} \pm 1\text{V}$		80	210	μA
ΔV_{GATE}	External N-Channel Gate Drive ($V_{GATE} - V_{IN}$)	$V_{DD}, V_{OUT} = 20\text{V to } 80\text{V}$ $V_{DD}, V_{OUT} = 9\text{V to } 20\text{V}$	10 4.5	12 6	15 15	V V
$I_{GATE(UP)}$	External N-Channel Gate Pull-Up Current	$V_{GATE} = V_{IN}$, $V_{IN} - V_{OUT} = 0.1\text{V}$	-14	-20	-26	μA
$I_{GATE(DOWN)}$	External N-Channel Gate Pull-Down Current in Fault Condition	$V_{GATE} = V_{IN} + 5\text{V}$	1	2		A
t_{OFF}	Gate Turn-Off Time	$V_{IN} - V_{OUT} = 55\text{mV} \downarrow -1\text{V}$, $V_{GATE} - V_{IN} < 1\text{V}$, $C_{GATE} = 0\text{pF}$		300	500	ns
ΔV_{SD}	Source-Drain Regulation Voltage ($V_{IN} - V_{OUT}$)	$V_{GATE} - V_{IN} = 2.5\text{V}$	10	25	55	mV

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: 注記がない限り、ピンに流れ込む電流はすべて正で、電圧はすべてGND基準である。

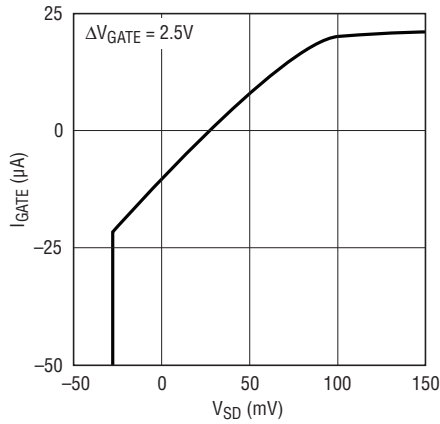
Note 3: 内部クランプにより、GATEピンは V_{IN} より10V以上、またはGNDより100V以上上回らないように制限される。このピンをこのクランプ電圧より高い電圧にドライブするとデバイスを損傷するおそれがある。

標準的性能特性



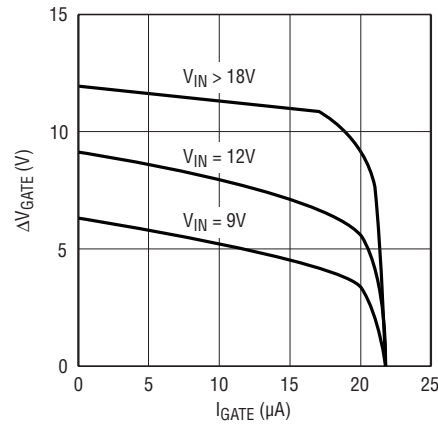
標準的性能特性

GATE電流と順方向電圧降下
(I_{GATE} と ΔV_{SD})



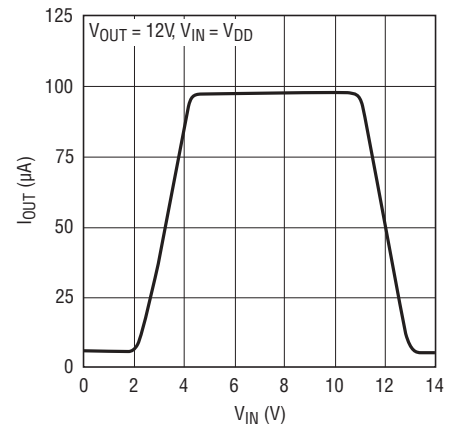
4357 G04

ΔV_{GATE} とGATE電流
(ΔV_{GATE} と I_{GATE})



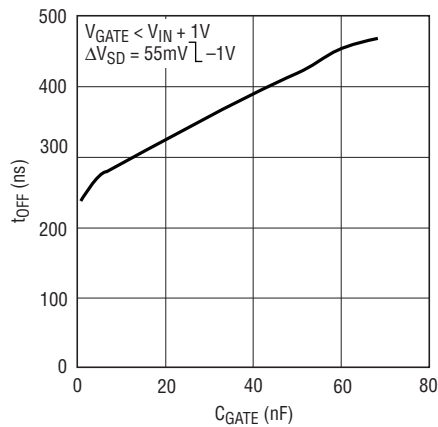
4357 G05

OUT電流 (I_{OUT} と V_{IN})



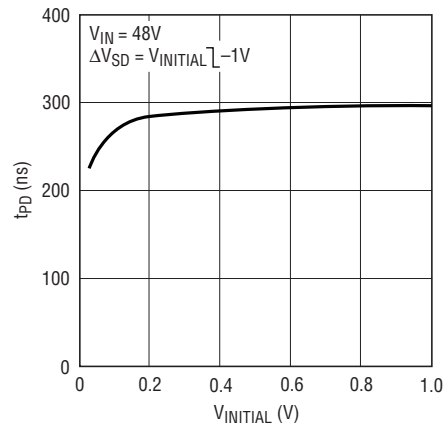
4357 G06

FETのターンオフ時間とゲート容量



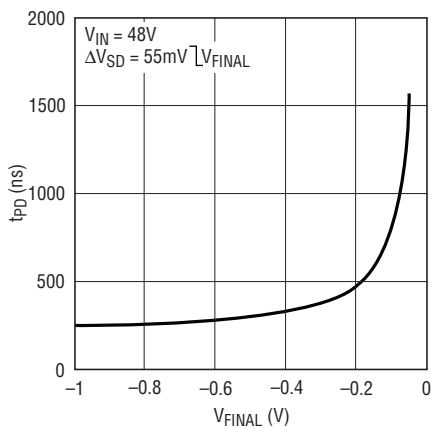
4357 G07

FETのターンオフ時間と
初期オーバードライブ



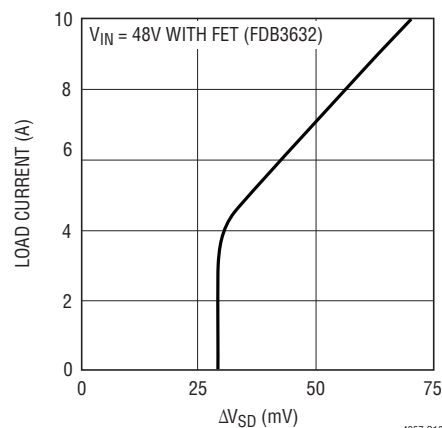
4357 G08

FETのターンオフ時間と
最終オーバードライブ



4357 G09

FETの負荷電流と ΔV_{SD}



4357 G10

ピン機能

露出パッド: 露出パッドはオープンのままにするか、またはGNDに接続することができます。

GATE: ゲート・ドライブ出力。負荷電流によってMOSFETの両端に25mVを超える電圧降下が生じると、GATEピンは“H”になり、NチャネルMOSFETを導通させます。負荷電流が小さいと、ゲートはアクティブにドライブされ、MOSFETの両端は25mVに保たれます。逆電流によってMOSFETの両端に-25mVを超える電圧降下が生じると、高速プルダウン回路がGATEピンとINピンを直ちに接続してMOSFETをオフします。

GND: デバイスのグラウンド。

IN: 入力電圧とGATEの高速プルダウンのリターン。INピンは理想ダイオードのアノードで、NチャネルMOSFETのソースに接続します。このピンでセンスされる電圧はMOSFETのソー

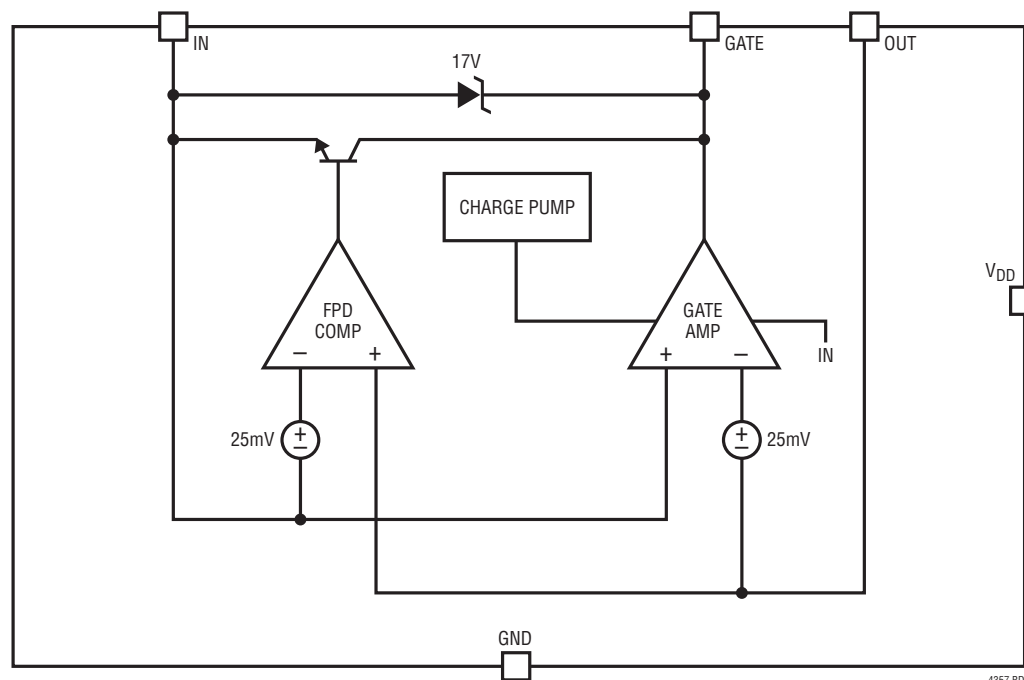
ス-ドレイン間電圧の制御に使用されます。GATEの高速プルダウン電流はINピンを介してリターンされます。このピンはMOSFETのソースにできるだけ近づけて接続します。

NC: NC。内部で接続されていません。

OUT: ドレイン電圧のセンス。OUTピンは理想ダイオードのカソードで、複数のLTC4357が理想ダイオードORとして構成されている場合の共通出力です。このピンはNチャネルMOSFETのドレインに接続します。このピンでセンスされる電圧はMOSFETのソース-ドレイン間電圧の制御に使用されます。

V_{DD}: 正電源入力。LTC4357にはV_{DD}ピンから電力が供給されます。このピンは直接、あるいはRC遅延回路を介してOUTに接続します。

ブロック図



動作

高い可用性を要するシステムでは、冗長性をもたせてシステムの信頼性を高めるため、多くの場合、並列に接続された電源やバッテリー・フィードが採用されます。ダイオードをOR接続することが、これらの電源をポイントオブロードで接続する一般的な手法でした。この手法の弱点は、順方向電圧降下が生じて効率が低下することです。この電圧降下によって、供給可能な電源電圧が低下して大きな電力を消費します。ショットキー・ダイオードの代わりにNチャネルMOSFETを使用すると、高電力アプリケーションでの電力損失が低減され、高価なヒートシンクや大きなサーマル・レイアウトが不要になります。

LTC4357は外付けのNチャネルMOSFETを制御して理想ダイオードを形成します。ソースとドレイン間の電圧はINピンとOUTピンによってモニタされ、GATEピンはMOSFETをドライブしてその動作を制御します。実質的に、MOSFETのソースとドレインは理想ダイオードのアノードとカソードとして機能します。

起動時に、MOSFETのボディー・ダイオードを通して負荷電流が最初に流れます。その結果、INピンとOUTピンでの高い順

方向電圧が検出され、LTC4357はGATEピンをドライブして順方向電圧降下を25mVにサーボ制御します。MOSFETのゲートが完全にオン状態にドライブされたときに、負荷電流によって電圧降下が25mVより大きくなると、順方向電圧は $R_{DS(ON)} \cdot I_{LOAD}$ に等しくなります。

負荷電流が減少することによって順方向電圧降下が25mVを下回ると、25mVの電圧降下を維持するように、MOSFETのゲートは弱いプルダウンによって低い電圧にドライブされます。負荷電流が反転してINとOUT間の電圧が-25mVを下回ると、LTC4357はMOSFETのゲートを強いプルダウンによって低い電圧にします。

全負荷状態の電源の出力が突然グラウンドに短絡するなど、電源が故障した場合、オン状態のMOSFETを通して一時的に逆電流が流れます。この電流は全ての負荷容量や別の電源から供給されます。LTC4357はこの状態に直ちに反応して約500nsでMOSFETをオフするので、出力バスへの妨害が最小限に抑えられます。

アプリケーション情報

MOSFETの選択

LTC4357はNチャネルMOSFETをドライブして負荷電流を供給します。MOSFETの重要な特性は、オン抵抗($R_{DS(ON)}$)、最大ドレイン-ソース間電圧(V_{DSS})、ゲート・スレッショルド電圧です。

ゲート・ドライブは、低電圧アプリケーション($V_{DD} = 9V \sim 20V$)の4.5VロジックレベルMOSFETと互換性があります。高電圧($V_{DD} = 20V \sim 80V$)では、標準的な10VスレッショルドMOSFETを使用することができます。内部クランプによってGATEピンとINピン間のゲート・ドライブが15Vに制限されます。 $V_{GS(MAX)}$ が15V以下のMOSFETでは、GATEとINの間に外付けのツェナー・クランプを追加することができます。

最大許容ドレイン-ソース間電圧(BV_{DSS})は電源電圧より高くなければなりません。入力をGNDに接続すると、全電源電圧がMOSFETの両端に発生します。

2つの電源出力のOR接続

LTC4357を2つの電源の出力の接続に使用する場合、出力電圧が高い方の電源から負荷電流の大部分またはすべてが供給されます。負荷電流の供給中にこの電源の出力をグラウンドに急激に短絡すると、電流の流れが一時的に反転してLTC4357のMOSFETを逆方向に流れます。逆電流によってMOSFETの電圧降下が-25mVを超えると、LTC4357の高速プルダウンがアクティブになってMOSFETを即座にオフします。

もう一方の(当初、電圧が低い方の)電源がフォールト時に負荷電流を供給していなかった場合、そのOR接続MOSFETのボディー・ダイオードが導通するまで出力は低下します。その間、LTC4357は順方向電圧降下が25mVに低下するまでMOSFETのゲートを20 μA で充電します。もしこの電源がフォールト時に負荷電流を供給していた場合には、対応するOR接続MOSFETはすでに少なくとも部分的にオンにされており、LTC4357は25mVの電圧降下を維持するためにMOSFETのゲートをより強くドライブするだけです。

アプリケーション情報

負荷分担

図1のアプリケーションでは、ドループ分担と呼ばれるシンプルな手法を使用して複数の冗長電源の出力を接続しています。負荷電流は最も高い電圧の出力から最初に供給され、負荷の増加によって出力電圧が低下すると低い電圧の出力から供給されます。25mVの安定化手法によって、出力間で発振のない円滑な負荷分担が実現されます。分担の度合いは、 $R_{DS(ON)}$ 、電源の出力インピーダンス、および電源の初期出力電圧と相関関係があります。

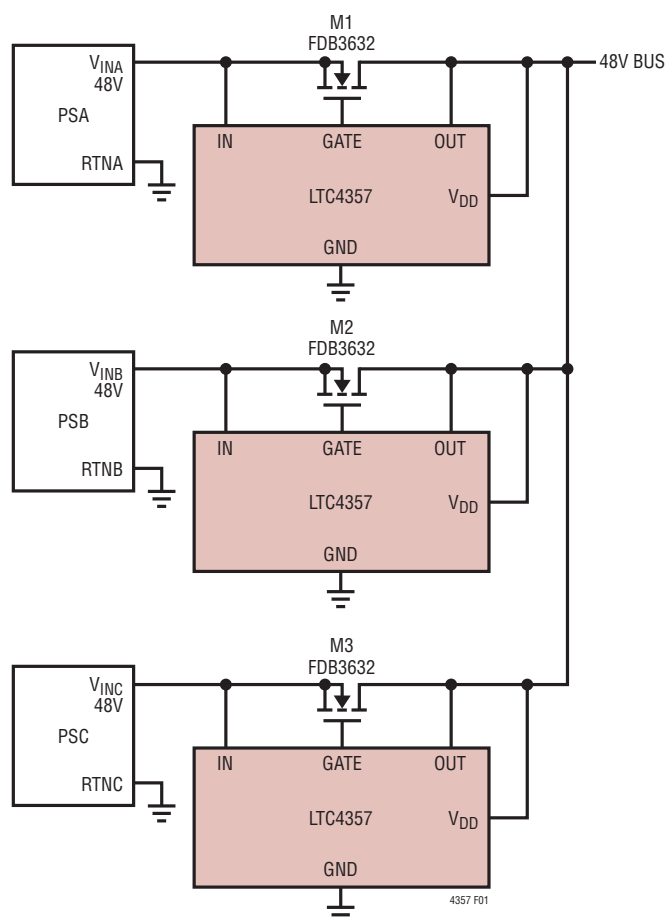


図1. ドループ分担による冗長電源

入力短絡フォールト

逆バイアスに転換するアクティブな理想ダイオードのダイナミックな動作は、遅延とそれに続く逆回復時間で最も的確に表されます。遅延フェーズ時に、寄生抵抗や寄生インダクタンスによって制限されたいくらかの逆電流が生成されます。逆回復フェーズ時に、寄生インダクタンスに蓄積されたエネルギーが回路内の別の素子に転送されます。逆回復時の電流のスルーレートは100A/μs以上に達する可能性があります。

入力パスおよび出力パスと直列に寄生インダクタンスがあるのに加えてスルーレートが大きいと、逆回復時にLTC4357のINピンとOUTピンに破壊的な過渡が生じる恐れがあります。回路の入力間で直接ゼロ・インピーダンスの短絡が生じるのは特に問題になります。それは、遅延フェーズ時に最も大きな逆電流が生成される可能性があるからです。MOSFETが最終的に逆電流を反転させると、LTC4357のINピンに負の電圧スパイクが生じ、OUTピンには正方向にスパイクが生じます。

入力が短絡状態のときにLTC4357が損傷しないように、図2に示すようにINピンとOUTピンを保護します。INピンは、負の方向のスパイクをGNDピンにクランプすることによって保護します。TVSやTransZorbなどによるクランプ、または少なくとも10μFのローカル・バイパス・コンデンサを使用してOUTピンを保護します。低電圧のアプリケーションでは、 $BV_{DSS} + V_{IN} < 100V$ であれば、MOSFETのドレイン・ソース間ブレイクダウン電圧でOUTピンを十分保護することができます。

負荷バイパスとLTC4357の間の寄生インダクタンスにより、入力にゼロ・インピーダンスの短絡が生じたときに V_{DD} ピンの電圧が急落し、全ターンオフ時間(t_{OFF})が増加します。30V以下のアプリケーションでは V_{DD} ピンを39μFでバイパスし、30Vを上回るアプリケーションでは少なくとも100μFを使用します。 V_{DD} が外部から電力を供給されている場合、1個のコンデンサで V_{DD} が急落しないようにし、またOUTピンを電圧スパイクから保護することができます。OUTピンがダイオード・クランプによって保護されているか、または V_{DD} が入力側から電力供給されている場合、100Ωと100nFに分れたフィルタを使用して V_{DD} ピンをデカップリングします(図3を参照)。10Aを超えるアプリケーションでは、フィルタ・コンデンサの容量を1μFまで増加します。

アプリケーション情報

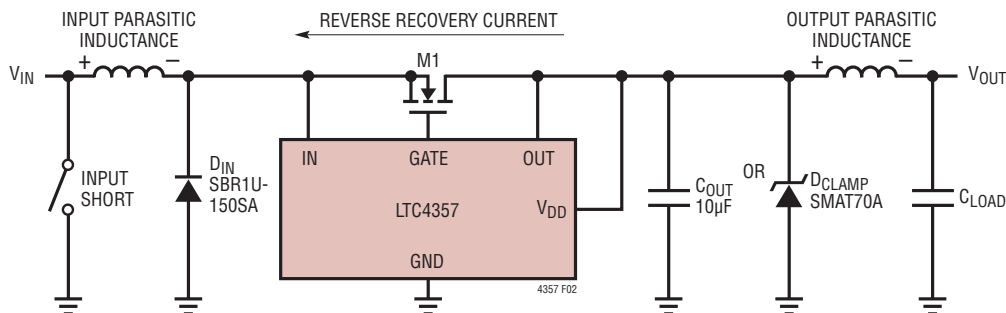


図2. 逆回復によりINピンとOUTピンに誘導性スパイクが生じる。ステップ回復スパイクの極性は寄生インダクタンスの両端に示されている

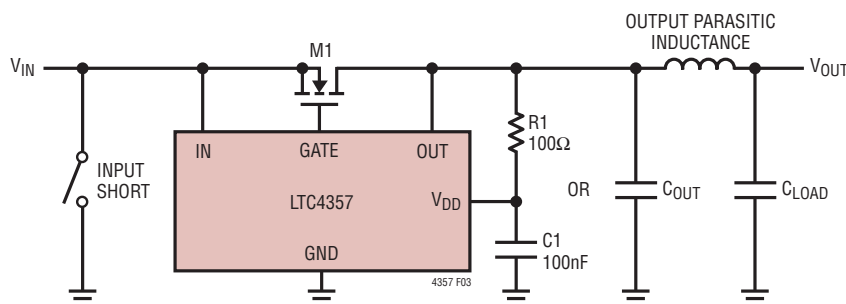


図3. 逆回復時のV_{DD}の急落に対する保護

設計例

最大負荷電流が10Aの12Vシステムの部品の選択に必要な計算を以下の設計例に示します(図4を参照)。

まず、MOSFETのR_{DS(ON)}を計算して全負荷で必要な順方向電圧降下を求めます。V_{DROP} = 0.1Vと仮定すると、

$$R_{DS(ON)} \leq \frac{V_{DROP}}{I_{LOAD}} = \frac{0.1V}{10A}$$

$$R_{DS(ON)} \leq 10m\Omega$$

R_{DS(ON)} = 10mΩ(max)、BV_{DSS}が30VのS8パッケージのSi4874DYが最適なソリューションになります。

MOSFETの最大消費電力は次のとおりです。

$$P = I_{LOAD}^2 \cdot R_{DS(ON)} = (10A)^2 \cdot 10m\Omega = 1W$$

ローカルなバイパスが39μFより小さい場合には、図4の100Ωと0.1μFの推奨RC値が使用されます。

BV_{DSS} + V_{IN}は100Vよりもはるかに小さいので、出力のクランプは必要ありません。

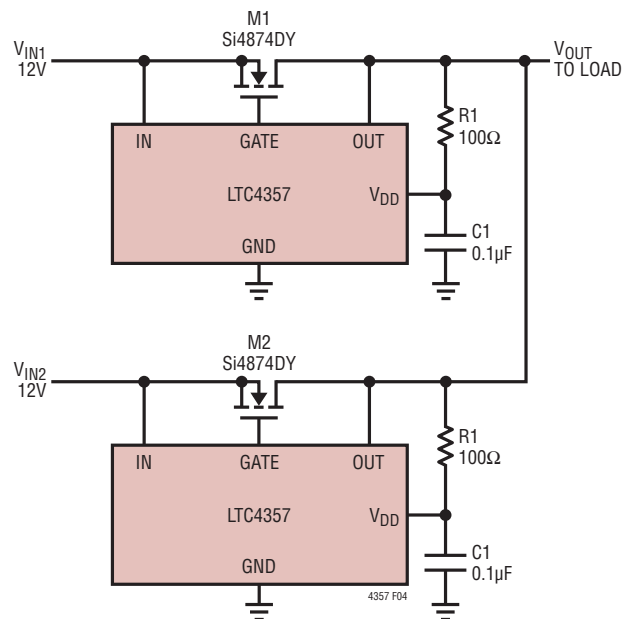
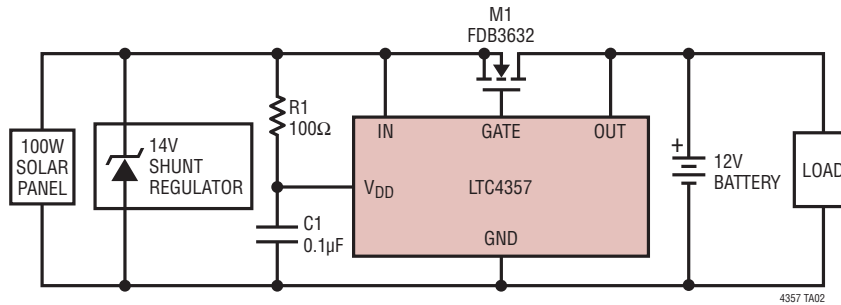


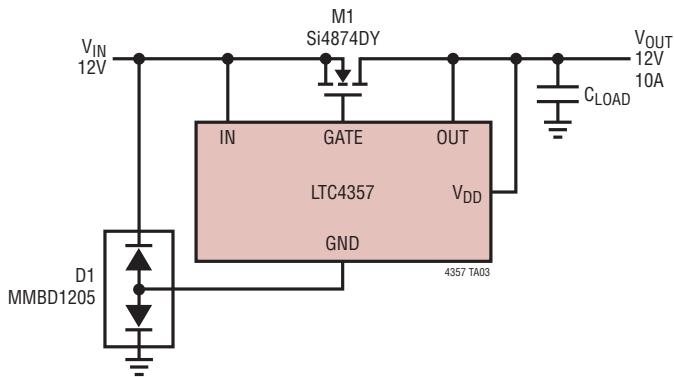
図4. 12V、10AダイオードOR

標準的応用例

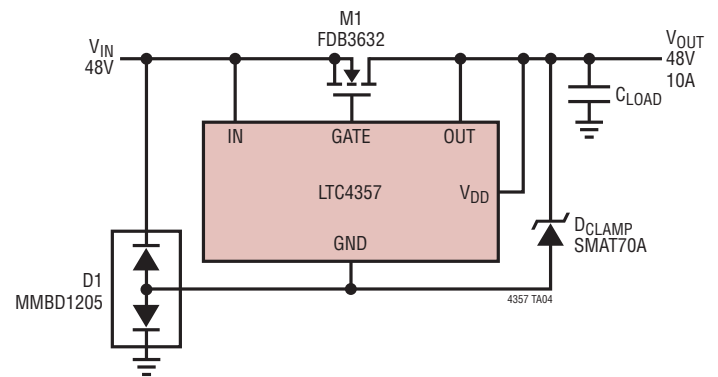
バッテリーを充電するソーラー・パネル



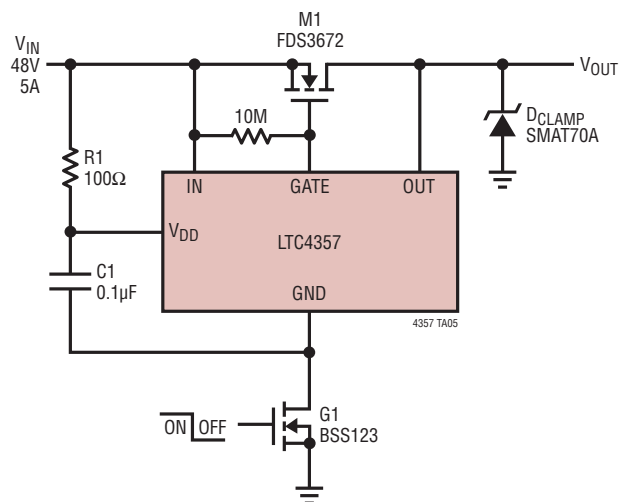
-12Vの逆入力保護



-48Vの逆入力保護

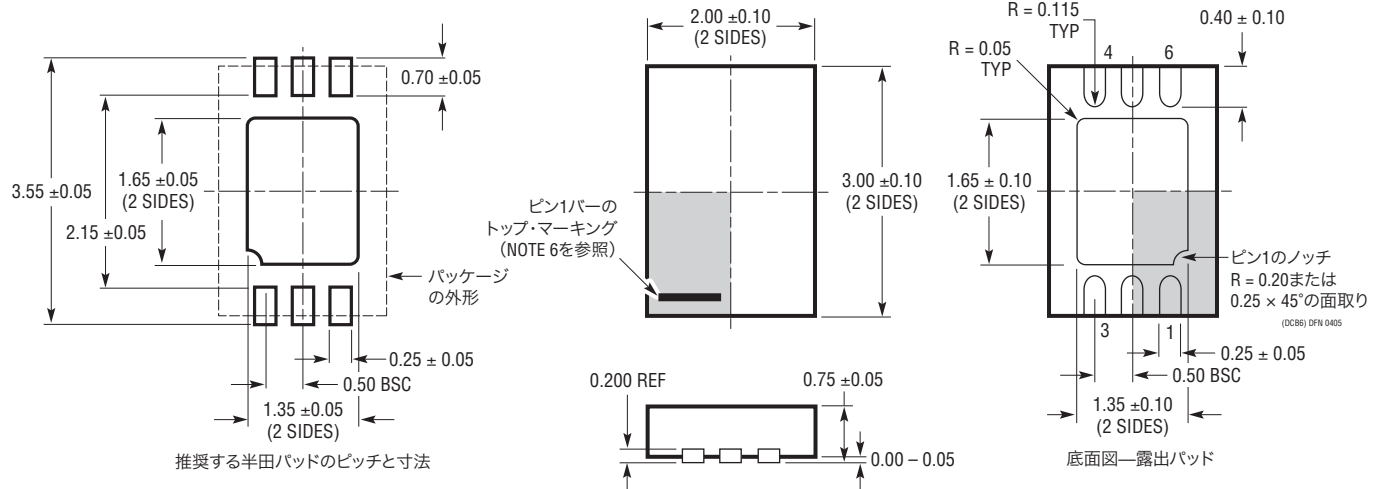


低電流シャットダウン



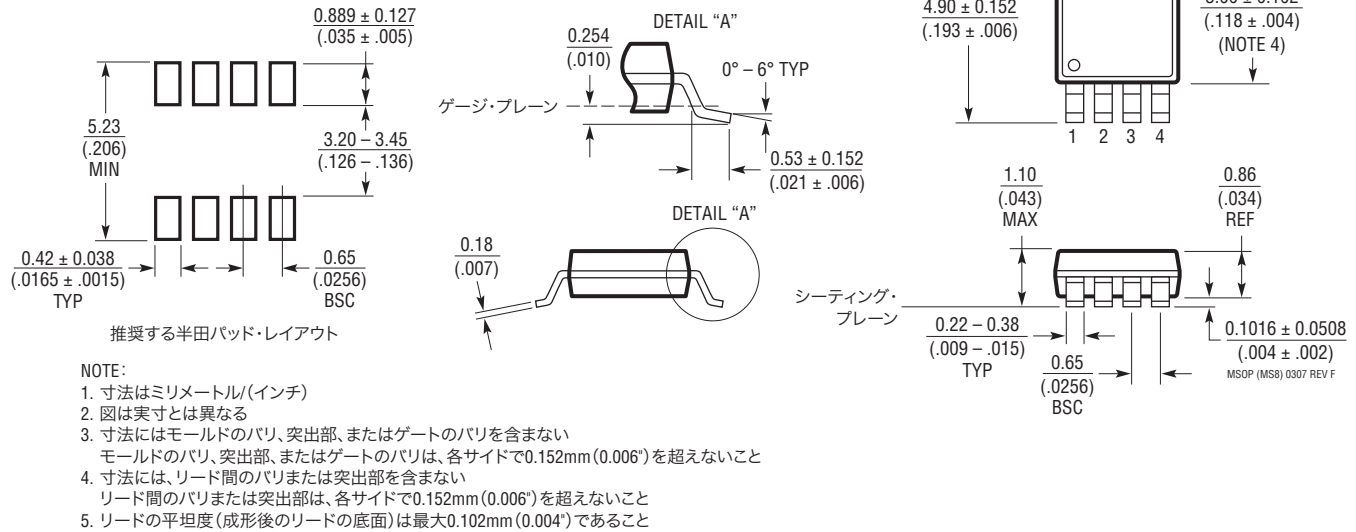
パッケージ

DCBパッケージ
 6ピン・プラスチックDFN (2mm×3mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1715 Rev A)



パッケージ

MS8パッケージ
8ピン・プラスチックMSOP
 (Reference LTC DWG # 05-08-1660 Rev F)

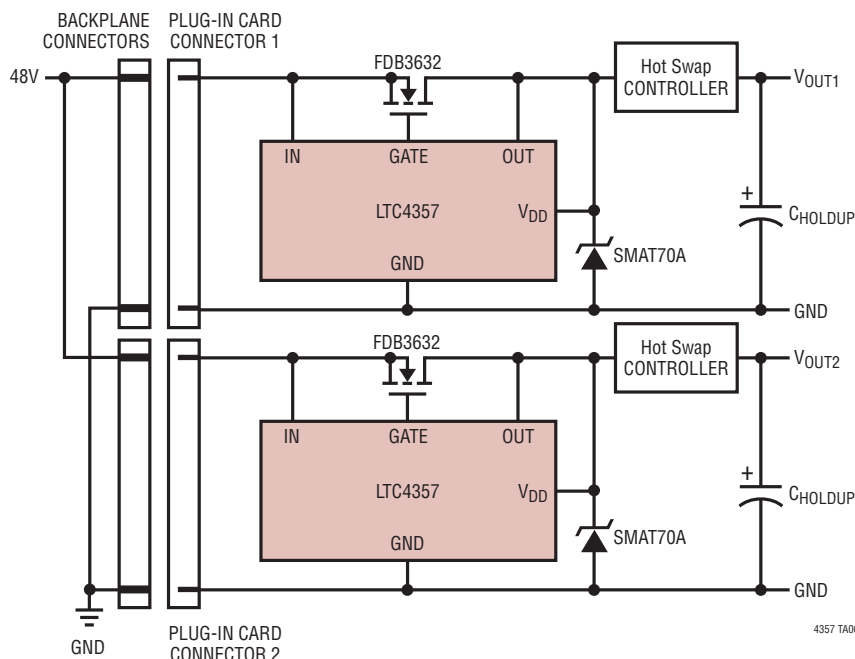


改訂履歴 (Rev Dよりスタート)

REV	日付	概要	ページ番号
D	09/10	「ピン配置」のMS8パッケージの θ_{JA} 値を改訂、「発注情報」セクションにMPグレードを追加	2
		「標準的性能特性」セクションに新規2つのグラフを追加、既存のグラフを改訂	3、4
		「電気的特性」セクションを更新	4
		「アプリケーション情報」セクションの図2と図4を改訂	8

標準的応用例

電源遅延用プラグイン・カード入力ダイオード



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1641-1/LT1641-2	正の高電圧Hot Swapコントローラ	アクティブ電流制限、9V～80Vの電源
LTC1921	デュアル-48V電源およびヒューズ・モニタ	UV/OVモニタ、-10V～-80V動作、MSOPパッケージ
LT4250	-48V Hot Swapコントローラ	アクティブ電流制限、-18V～-80Vの電源
LTC4251/LTC4251-1/ LTC4251-2	SOT-23の-48V Hot Swapコントローラ	高速アクティブ電流制限、-15V電源
LTC4252-1/LTC4252-2/ LTC4252-1A/LTC4252-2A	MS8/MS10の-48V Hot Swapコントローラ	高速アクティブ電流制限、-15V電源、ドレインによって応答を加速
LTC4253	シーケンサ付き-48V Hot Swapコントローラ	高速アクティブ電流制限、-15V電源、ドレインによって応答を加速、 順番付けされたパワーグッド出力
LT4256	オープン回路検出機能付き、 正の48V Hot Swapコントローラ	フォールドバック電流制限、オープン回路および過電流フォールト出力、 最大80Vの電源
LTC4260	正の高電圧Hot Swapコントローラ	I ² CとADCを搭載、8.5V～80Vの電源
LTC4261	負の高電圧Hot Swapコントローラ	I ² Cと10ビットADCを搭載、突入電流の制限値と過電流の制限値を調整可能
LTC4352	モニタ付き理想ダイオード・コントローラ	NチャネルMOSFETを制御、0V～18V動作
LTC4354	負電圧ダイオードORコントローラ およびモニタ	2個のNチャネルMOSFETを制御、1μsのターンオフ時間、80V動作
LTC4355	正電圧ダイオードORコントローラ およびモニタ	2個のNチャネルMOSFETを制御、0.5μsのターンオフ時間、80V動作
LTC4356-1/LTC4356-2/ LTC4356-3	サージ・ストッパー、過電圧 および過電流保護レギュレータ	広い動作範囲：4V～80V、-60Vまでの逆入力保護、 調整可能な出力クランプ電圧