

高速 150V ハイサイド NMOS 静的スイッチ・ドライバ

特長

- 広い動作時の入力電圧: 最大 135V (絶対最大定格: 150V)
- 1Ωのプルダウン、2.2Ωのプルアップにより、高速ターンオン時間およびターンオフ時間を実現
- 35nsの伝播遅延
- 内部チャージポンプにより 100%のデューティ・サイクルを実現
- 調整可能なターンオン・スルーレート
- ゲート・ドライバ電源電圧: 3.5V~15V
- 調整可能なV_{IN}の過電圧ロックアウト
- 調整可能なドライバ電源V_{CC}の低電圧ロックアウト
- CMOS互換入力
- 熱特性が改善された高電圧対応の10ピンMSOPパッケージ

アプリケーション

- 静的スイッチ・ドライバ
- 負荷および電源スイッチ・ドライバ
- 電子バルブ・ドライバ
- 高周波数ハイサイド・ゲート・ドライバ

説明

LTC[®]7001は、最大135Vの入力電圧から動作する高速ハイサイドNチャンネルMOSFETゲート・ドライバです。外付けNチャンネルMOSFETスイッチを完全に導通するチャージポンプを内蔵しており、無制限にオンを維持することができます。

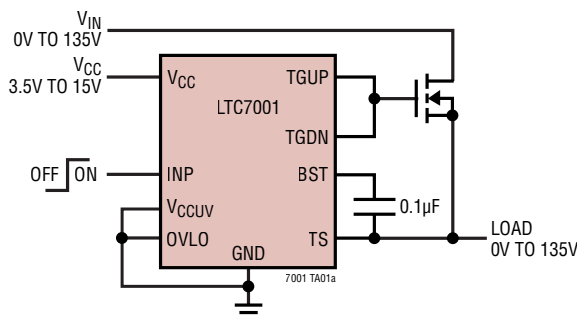
この強力なドライバは、大きいゲート容量をきわめて短い遷移時間で簡単に駆動することができ、高速ターンオン時間または高速ターンオフ時間あるいはその両方を必要とする高周波数スイッチング・アプリケーションおよび静的スイッチ・アプリケーションの両方に適合します。

LTC7001は熱特性が改善された10ピンMSOPパッケージで供給されます。

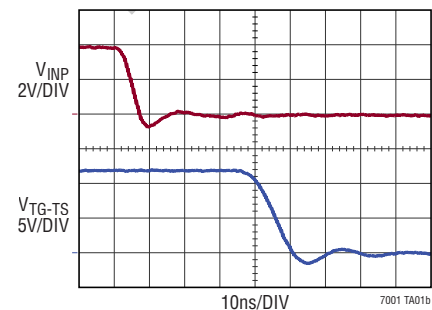
LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology、および会社ロゴは、Analog Devices, Inc.の登録商標です。その他全ての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例

100%のデューティ・サイクルを備える高電圧ハイサイド・スイッチ



1nFの容量性負荷をドライブするLTC7001



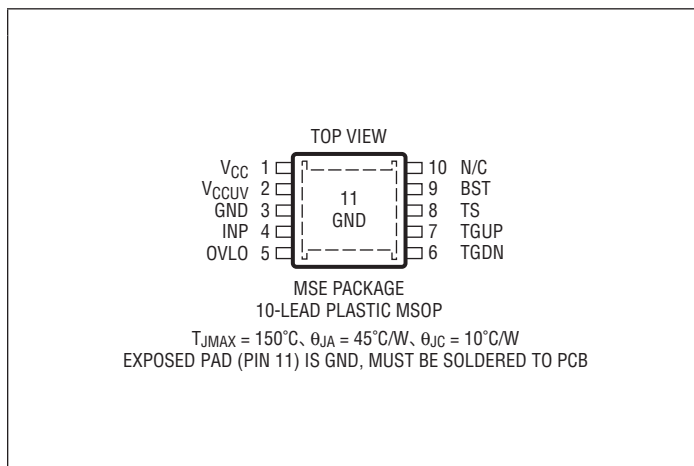
LTC7001

絶対最大定格

(Note 1)

電源電圧	OVLOの電圧	-0.3V~6V
BST-TS	動作接合部温度範囲 (Note 2、3、4)	
V_{CC}	LTC7001E、LTC7001I	-40°C~125°C
V_{CCUV}	LTC7001H	-40°C~150°C
TSの電圧	LTC7001MP	-55°C~150°C
BSTの電圧	保存温度範囲	-65°C~150°C
INPの電圧	リード温度 (半田付け、10秒)	
ドライバ出力 TGUP、TGDN	MSOP パッケージ	300°C
V_{CCUV} の電圧		

ピン配置



発注情報

<http://www.linear-tech.co.jp/product/LTC7001#orderinfo>

無鉛仕上げ	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
LTC7001EMSE#PBF	LTC7001EMSE#TRPBF	7001	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC7001IMSE#PBF	LTC7001IMSE#TRPBF	7001	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC7001HMSE#PBF	LTC7001HMSE#TRPBF	7001	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 150°C
LTC7001MPMSE#PBF	LTC7001MPMSE#TRPBF	7001	10-Lead Plastic MSOP	-55°C to 150°C

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。* 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。

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/tapeandreeel/> をご覧ください。

一部のパッケージは、#TRMPBF接尾部を付けることにより、指定の販売経路を通じて500個入りのリールで供給可能です。

電气的特性

●は規定動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ の値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{CC} = V_{BST} = 10\text{V}$ 、 $V_{TS} = \text{GND} = 0\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
入力電源							
	TS Operating Voltage Range		0		135	V	
	V_{CC} Supply Current (Note 5) ON Mode Sleep Mode	$V_{BST-TS} = 13\text{V}$ $V_{INP} = 4\text{V}$ $V_{INP} = 0.4\text{V}$		27 27	50 50	μA μA	
	V_{CC} Undervoltage Lockout	$V_{CCUV} = \text{OPEN}$ V_{CC} Rising V_{CC} Falling Hysteresis $V_{CCUV} = 0\text{V}$ V_{CC} Rising V_{CC} Falling Hysteresis $V_{CCUV} = 1.5\text{V}$ V_{CC} Rising V_{CC} Falling Hysteresis	● ● ● ●	6.5 5.8 3.1 2.8	7.0 6.4 3.5 3.2 10.5 9.9	7.5 6.9 3.7 3.4 10.9 10.3	V V mV V V mV V V mV
ブートストラップされた電源 (BST-TS)							
V_{BST-TS}	V_{TG} Above V_{TS} with $INP = 3\text{V}$ (DC)	$V_{CC} = V_{TS} = 7\text{V}$, $I_{BST} = 0\mu\text{A}$ $V_{CC} = V_{TS} = 10\text{V}$, $I_{BST} = 0\mu\text{A}$ $V_{TS} = 135\text{V}$, $I_{BST} = 0\mu\text{A}$	● ● ●	9 10 10	11 12 12	14 14 14	V V V
	Charge Pump Output Current	$V_{TS} = 20\text{V}$, $V_{BST-TS} = 10\text{V}$	●	-15	-30	μA	
	BST-TS Floating UVLO	V_{BST-TS} Rising V_{BST-TS} Falling			3.1 2.8	V V	
出力ゲート・ドライバ (TG)							
	TG Pull-Up Resistance	$V_{CC} = V_{BST} = 12\text{V}$	●	2.2	7	Ω	
	TG Pull-Down Resistance	$V_{CC} = V_{BST} = 12\text{V}$	●	1	4	Ω	
t_r	Output Rise Time	10% to 90%, $CL = 1\text{nF}$ 10% to 90%, $CL = 10\text{nF}$		13 90		ns ns	
t_f	Output Fall Time	10% to 90%, $CL = 1\text{nF}$ 10% to 90%, $CL = 10\text{nF}$		13 40		ns ns	
t_{PLH} t_{PHL}	Input to Output Propagation Delay	V_{INP} Rising, $CL = 1\text{nF}$ V_{INP} Falling, $CL = 1\text{nF}$	● ●	35 35	70 70	ns ns	
動作							
V_{IH} V_{IL}	Input Threshold Voltages	V_{INP} Rising V_{INP} Falling Hysteresis	● ●	1.7 1.3	2 1.6 400	2.2 1.8 mV	V V mV
	Input Pull-Down Resistance	$V_{INP} = 1\text{V}$		1		$\text{M}\Omega$	
	OVLO Pin Threshold Voltage	Rising Falling Hysteresis		1.16 1.05	1.21 1.10 110	1.26 1.15 mV	V V mV
	OVLO Pin Leakage Current	$V_{OVLO} = 1.3\text{V}$		-100	0	100	nA
	V_{CCUV} Pull-Up Current	$V_{CCUV} = 1\text{V}$		-11.3	-10	8.7	μA

電気的特性

Note 1: 「絶対最大定格」のセクションに記載された値を超えるストレスはデバイスに回復不可能な損傷を与える可能性がある。また、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おそれがある。

Note 2: LTC7001は T_J が T_A にほぼ等しいパルス負荷条件でテストされる。LTC7001Eは 0°C ~ 85°C の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 -40°C ~ 125°C 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。LTC7001Iは -40°C ~ 125°C の動作接合部温度範囲で保証されており、LTC7001Hは -40°C ~ 150°C の動作接合部温度範囲で保証されており、LTC7001MPは -55°C ~ 150°C の動作接合部温度範囲でテストされ、保証されている。

接合部温度が高いと動作寿命が短くなる。 125°C を超える接合部温度では動作寿命はディレーティングされる。これらの仕様を満たす最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱インピーダンスおよび他の環境要因と関連した特定の動作条件によって決まることに注意。

Note 3: 接合部温度($T_J(^{\circ}\text{C})$)は周囲温度($T_A(^{\circ}\text{C})$)および電力損失($P_D(\text{W})$)から次式に従って計算される。

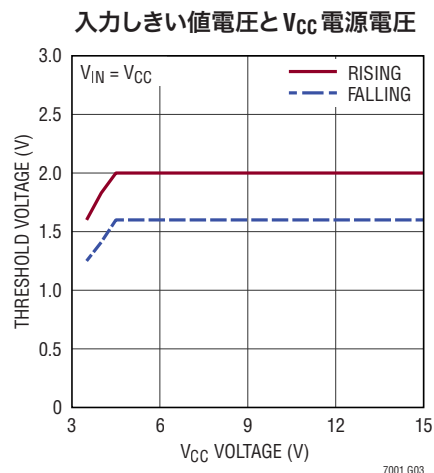
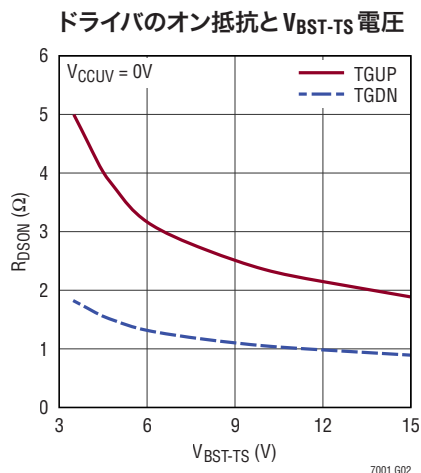
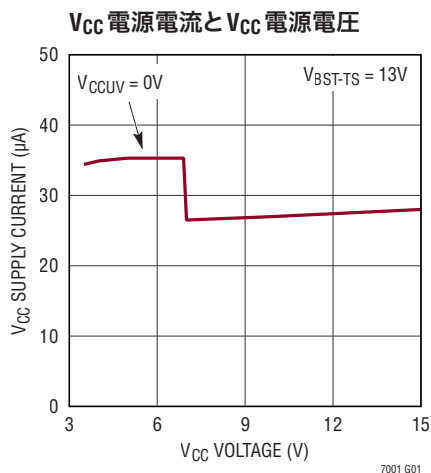
$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA}), \text{ここで、}\theta_{JA} \text{は} 45^{\circ}\text{C/W}.$$

Note 4: このデバイスには瞬時の過負荷状態の間デバイスを保護するための過熱保護回路が内蔵されている。この保護が機能しているときは、最大定格接合部温度を超えられる。規定された絶対最大動作接合部温度を超えて動作すると、デバイスの信頼性を損なうか、またはデバイスに永続的損傷を与える恐れがある。

Note 5: 動作時の電源電流は、スイッチング周波数で供給されるゲート電荷によって増加する。「アプリケーション情報」を参照してください。

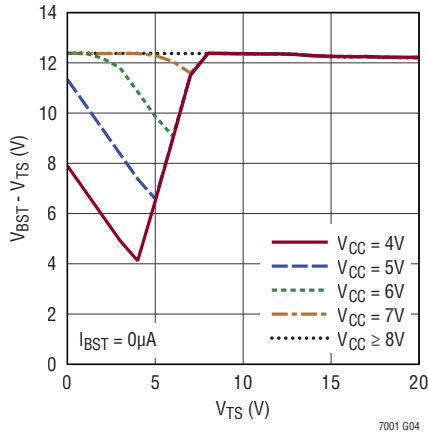
Note 6: これらのピンには電圧源も電流源も印加してはならない。接続するのは容量性負荷のみにする必要がある。そうしないと永続的な損傷が生じる恐れがある。

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

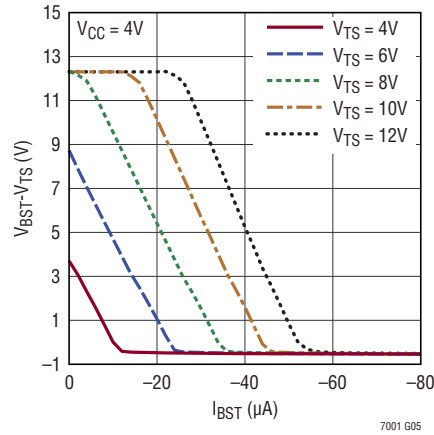


標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

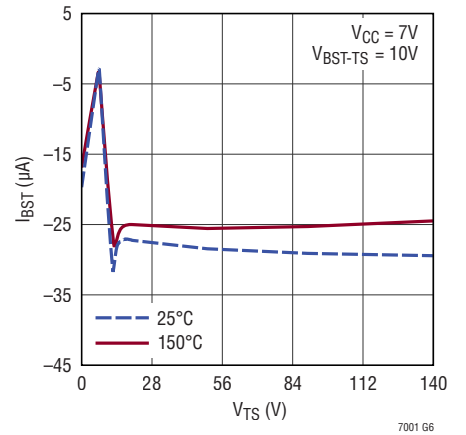
チャージポンプの
無負荷時出力電圧と V_{TS}



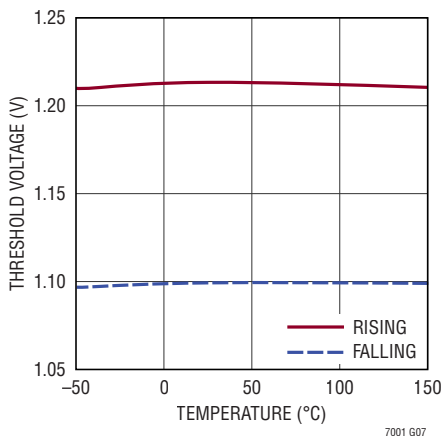
チャージポンプの
負荷レギュレーション



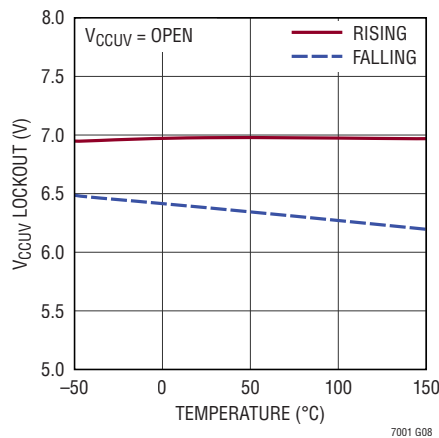
チャージポンプの出力電流と V_{TS}



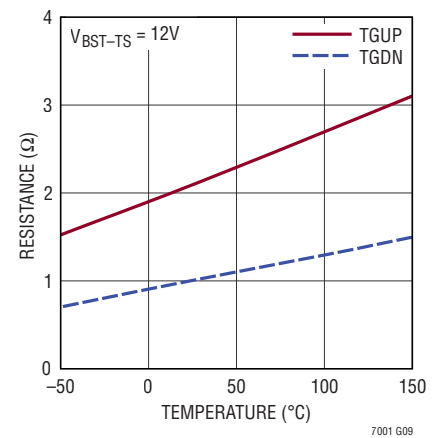
OVLOのしきい値電圧と温度



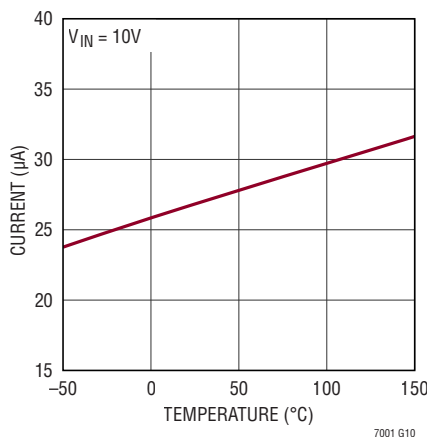
V_{CCUV} ロックアウトと温度



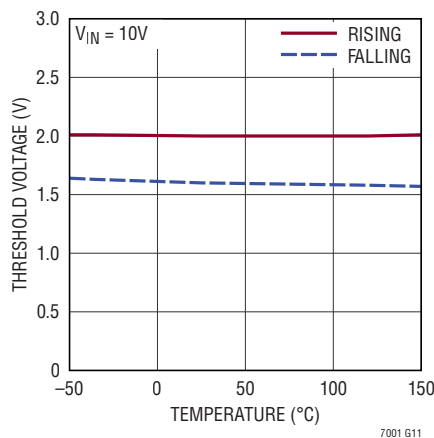
ドライバのオン抵抗と温度



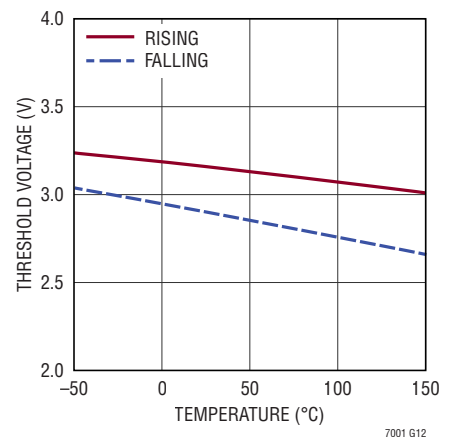
V_{CC} の電源電流と温度



入力しきい値電圧と温度



V_{BST-TS} のフロート UVLO 電圧と温度



ピン機能

V_{CC} (ピン1) : 主電源ピン。0.1 μ F以上の値を持つバイパス・コンデンサを、このピンとGNDの間に接続する必要があります。

V_{CCUV} (ピン2) : V_{CC}電源の低電圧ロックアウト。このピンの抵抗は、ゲート駆動低電圧ロックアウトのリファレンスを設定します。このピンの0.5V~1.5Vの範囲内の電圧に7を掛けた値が、ゲート駆動(V_{CC}ピン)の低電圧ロックアウトの値になります。グラウンドに短絡すると、3.5Vの最小ゲート駆動UVLOが設定されます。開放状態のままにすると、ゲート駆動UVLOが7.0Vに設定されます。

GND (ピン3、露出パッドのピン11) : グラウンド。定格の電気的性能および熱性能を得るため、露出パッドはPCBに半田付けする必要があります。

INP (ピン4) : 入力信号。TGDNピンおよびTGUPピンの状態を設定する、GNDを基準にするCMOS互換入力(「アプリケーション情報」を参照)。INPには、GNDに接続された1M Ω のプルダウン抵抗が内蔵されており、これによって、起動トランジェントの間にTGDNをTSにプルダウンし続けます。

OVLO (ピン5) : 過電圧ロックアウト入力。抵抗分割器を介して入力電源に接続し、ロックアウト・レベルを設定します。このピンの電圧を1.21Vよりも高くすると、TGDNがTSにプルダウンされます。このピンの電圧が1.11Vを下回ると、通常動作が

再開します。OVLOピンを使用しない場合は、GNDに接続します。

TGDN (ピン6) : 高電流ゲート・ドライバのプルダウン。このピンは、TSにプルダウンされます。最も速いターンオフを実現するには、このピンを、外付けハイサイドMOSFETのゲートに直接接続します。

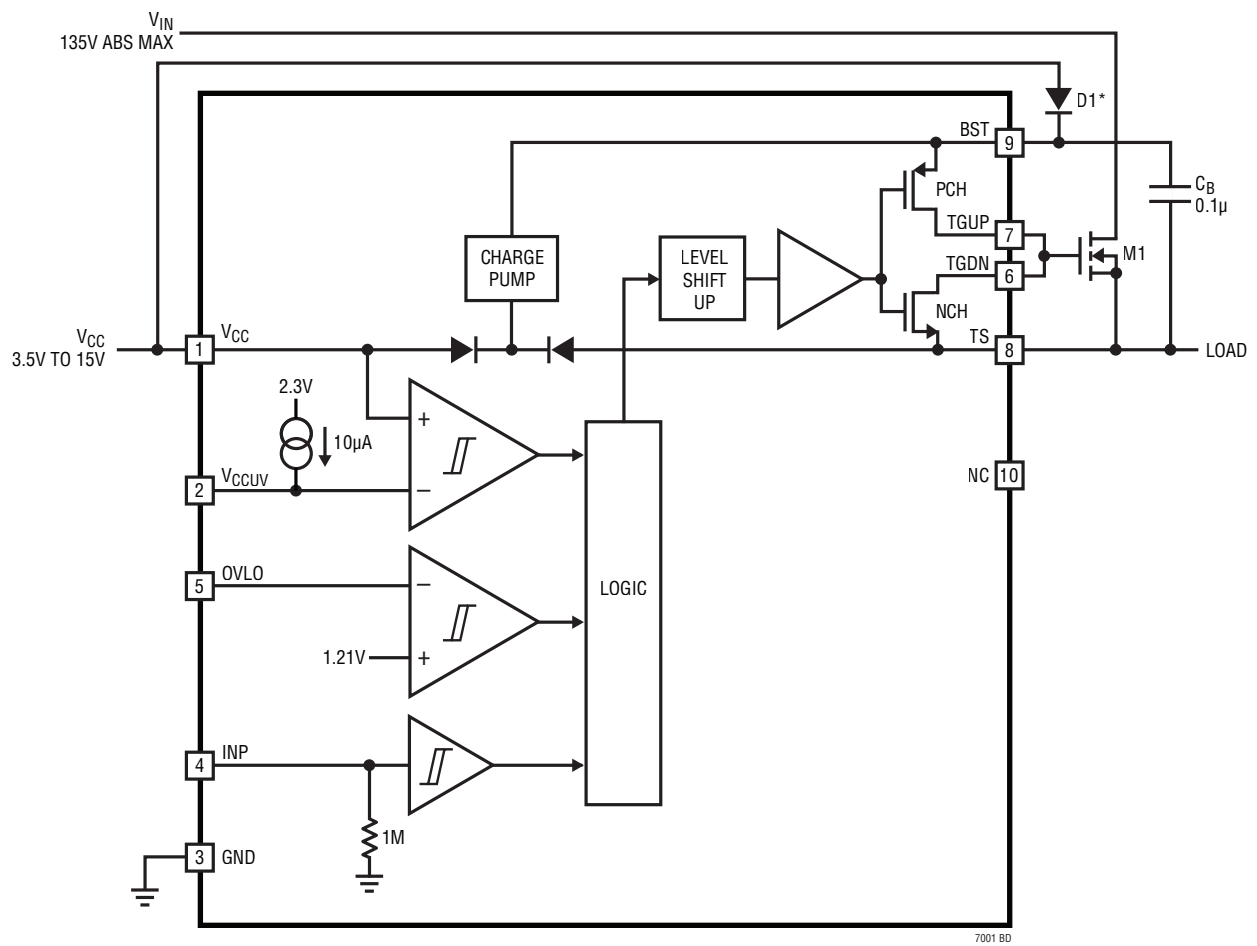
TGUP (ピン7) : 高電流ゲート・ドライバのプルアップ。このピンは、BSTにプルアップされます。最大のゲート駆動遷移速度を実現するには、このピンをTGDNに接続します。このピンと外付けMOSFETのゲートの間に抵抗を接続して、ターンオン時の突入電流を制御することができます。「アプリケーション情報」を参照してください。

TS (ピン8) : トップ (ハイサイド) ソース接続。または、グラウンド基準のアプリケーションで使用する場合はGND。

BST (ピン9) : ハイサイドのブートストラップされた電源。0.1 μ F以上の値を持つ外付けコンデンサを、このピンとTSピンの間に接続する必要があります。このピンの電圧振幅は12V~(V_{TS} + 12V)です。

NC (ピン10) : 接続なし。このピンは、フロート状態にする必要があります。

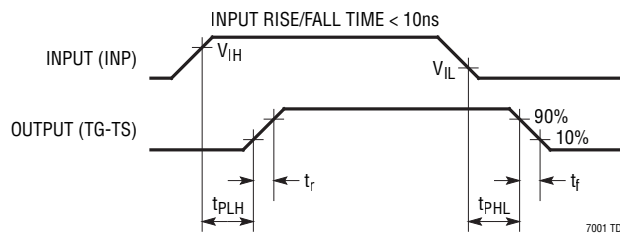
ブロック図



*OPTIONAL

7001f

タイミング図



動作 (「ブロック図」を参照)

LTC7001は、グラウンドを基準にする低電圧のデジタル入力信号 (INP) を受信し、ドレインがグラウンドより最大 150V 高くなることのできるハイサイド N チャネル・パワー MOSFET を素早く駆動するように設計されています。LTC7001 は、12V のブートストラップ電源電圧 ($V_{BST}-V_{TS}$) を使用して、35ns の伝搬遅延および高速な立ち上がり/立ち下がり時間で 1nF の負荷を駆動できます。この高いゲート駆動電圧によって、外付け MOSFET のオン抵抗に関連する外部の電力損失が減少します。この強力なドライバは、高速なターンオン時間とターンオフ時間を提供するだけでなく、高電圧での誘導性負荷の駆動中に発生する可能性のある高スルーレートのトランジェントが存在する状態で、目的の状態では TGUP および TGDN を TS の電圧に保ちます。

内部チャージポンプ

LTC7001 は、MOSFET のゲート駆動のデューティ・サイクルを 100% にすることができるチャージポンプを内蔵しています。このチャージポンプは、BST-TS 電圧を 12V に安定化して、外付け MOSFET のオン抵抗に関連する外部の電力損失を低減します。このチャージポンプは、TS または V_{CC} の高い方の電圧を充電のための電圧源として使用します。

保護回路

LTC7001 を使用するときには、「絶対最大定格」のセクションで規定されている全ての定格を超えないように注意する必要があります。付加的な防護策として、LTC7001 は過熱シャット

ダウン機能を内蔵しています。接合部温度が約 180°C に達すると、LTC7001 はサーマル・シャットダウン・モードに移行し、TGDN が TS にプルダウンされます。デバイスが 160°C 未満に冷却された後に、TGDN は“H”に戻ることができます。過熱保護レベルは製造時にはテストされません。LTC7001 は、150°C 未満の温度で起動することが保証されています。

さらに、LTC7001 には、 V_{CC} または ($V_{BST}-V_{TS}$) が適切な動作範囲内がない場合に TGDN が“H”になることを禁止する保護機能が実装されています。 V_{IN} からグラウンドに接続された抵抗分割器を使用することによって、OVLO ピンは、高精度の入力電源電圧過電圧ロックアウトとして機能できます。OVLO が 1.21V を超えると、TGDN が TS にプルダウンされます。そのため、OVLO を設定して、スイッチングを特定の入力電源電圧の範囲に制限できます。

V_{CC} には、TGDN を TS にプルダウンする低電圧ロックアウト機能が内蔵されています。この機能は、 V_{CCUV} ピンで構成されます。 V_{CCUV} が開放された場合、 V_{CC} が 7.0V を超えるまで、TGDN が TS にプルダウンされます。 V_{CCUV} からグラウンドに抵抗を接続することによって、 V_{CC} の上昇時低電圧ロックアウトを 3.5V ~ 10.5V の範囲で調整できます。

追加の内部低電圧ロックアウト機能が内蔵されています。この機能は、BST から TS へのフロート電圧が 3.1V (標準) 未満になると、TGDN を TS にプルダウンします。

アプリケーション情報

入力段

LTC7001には、CMOS互換入力しきい値が採用されており、INPに接続された低電圧デジタル信号で、標準的なパワーMOSFETを駆動することができます。LTC7001には、INPに接続された入力バッファをバイアスする電圧レギュレータが内蔵されているので、入力しきい値 ($V_{IH} = 2.0V$ 、 $V_{IL} = 1.6V$) は V_{CC} の変動に左右されません。 V_{IH} と V_{IL} の間には $400mV$ のヒステリシスがあるので、ノイズによる誤ったトリガが回避されます。ただし、特に高周波数、高電圧のアプリケーションでは、INPがいかなるノイズも拾わないように注意する必要があります。

INPは、グラウンドに接続された $1M\Omega$ のプルダウン抵抗も内蔵しており、起動時およびその他の未知のトランジェント事象の発生時に、TGDNをTSにプルダウンし続けます。

INPには、 $-6V \sim +15V$ の絶対最大定格があります。そのため、INPを駆動する信号の電圧は、正常な電源およびグラウンドの範囲を外れて変動することができます。長いPCBトレースで配線され、高速な立ち上がり/立ち下がり時間で駆動される信号に、電源よりも高い電圧またはグラウンドよりも低い電圧への誘導的なリングングが頻繁に起こります。

出力段

LTC7001の出力段を簡易化したものを図1に示します。プルダウン・デバイスは、標準 1Ω の $R_{DS(ON)}$ を備えるNチャンネルMOSFETであり、プルアップ・デバイスは、標準 2.2Ω の $R_{DS(ON)}$ を備えるPチャンネルMOSFETです。プルアップ・ピンおよびプルダウン・ピンは、高速なターンオフを維持しながら、ターンオン時のトランジェントを制御できるようにするために、別々になっています。

LTC7001の強力な出力段 (1Ω のプルアップおよび 2.2Ω のプルダウン) により、外付けMOSFETの駆動時の遷移損失を最小限に抑え、高電圧および高周波数のトランジェントがパワーMOSFETから駆動回路に逆方向に結合した場合でも、MOSFETをINPで指定された状態に維持します。

$R_{DS(ON)}$ がゲートのオーバードライブ ($V_{GS} - V_{TH}$) に反比例するため、TGUPおよびTGDNの大きいゲート駆動電圧によって、外付けMOSFETの導通損失が減少します。

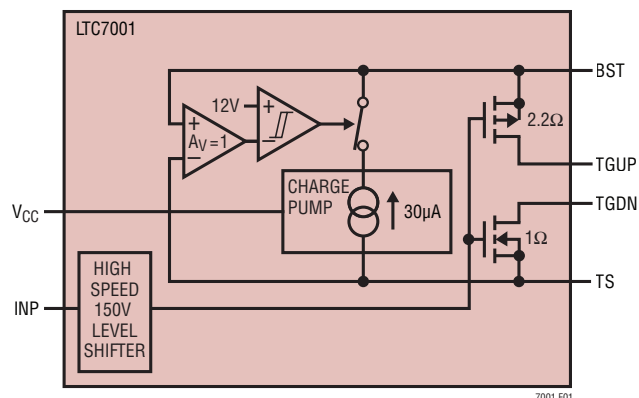


図1. 簡略化された出力段

外部過電圧ロックアウト

V_{IN} とグラウンドの間に抵抗分割器を接続することによって、OVLOピンを V_{IN} 電源の高精度過電圧ロックアウト (OVLO) として構成することができます。図2に示すように単純な抵抗分割器を使用することにより、特定の V_{IN} 電圧要件を満たすことができます。OVLOが $1.21V$ よりも高い場合、TGDNがTSにプルダウンされ、外付けMOSFETがオフします。

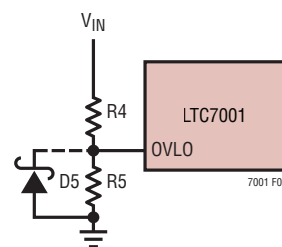


図2. 調整可能なOVロックアウト

R4-R5の分割器を流れる電流は、 V_{IN} から流れる電流にそのまま追加されるので、この電流がアプリケーション回路によって使用される電流全体に与える影響を最小限に抑えるように注意してください。静止シャットダウン時電流とスリープ時電流に対する影響を低く抑えるために、 $M\Omega$ 単位の抵抗値が必要になることがあります。抵抗値を選択するには、まず、 V_{IN} か

アプリケーション情報

ら供給できる許容DC電流に基づいて、R4 + R5 (R_{TOTAL})の合計値を選択します。次に、以下の式より、R4およびR5の個々の値を計算できます。

$$R5 = R_{TOTAL} \cdot \frac{1.21V}{\text{Rising } V_{IN} \text{ OVLO Threshold}}$$

$$R4 = R_{TOTAL} - R5$$

高精度な外部OVLOが不要なアプリケーションの場合、OVLOピンを直接グラウンドに接続する必要があります。

OVLOピンの電圧は絶対最大定格である6Vを超えてはならないことに注意してください。OVLOピンの電圧が6Vを超えないようにするには、次の関係を満たす必要があります。

$$V_{IN(MAX)} \cdot \left(\frac{R5}{R4 + R5} \right) < 6V$$

OVLOピンに関してV_{IN(MAX)}の関係を満たすことができない場合、ロックアウト設定抵抗に加えて、5Vの外付けショットキ・ダイオードもOVLOからグラウンドに接続する必要があります。

ブートストラップされた電源 (BST-TS)

BSTとTSの間に接続された外付けのブートストラップ・コンデンサ(C_B)は、MOSFETドライバのゲート駆動電圧を供給します。LTC7001は、内部チャージポンプを使用してBST-TS電源を充電された状態に維持し、最大100%のデューティ・サイクルを可能にします。ハイサイド外付けMOSFETをオンするとき、ドライバはそのMOSFETのゲート-ソース間にC_B電圧を印加します。これによってハイサイドMOSFETが導通して、オンします。MOSFETのソース電圧(TS)がV_{IN}まで上昇し、BSTピンの電圧もこれに追従します。ハイサイドMOSFETがオンした状態では、BSTの電圧が入力電源電圧を超えます(V_{BST} = V_{TS} + 12V)。昇圧コンデンサ(C_B)は、外付けMOSFETをオンにするための電荷を供給し、外付けMOSFETを完全にオンにするための電荷の10倍以上の電荷を持つ必要があります。外付けMOSFETをオンにするための電荷は、ゲート電荷(Q_G)と呼ばれ、通常は外付けMOSFETのデータシートで規定されています。ゲート電荷は、5nC～数百nCの範囲内の値になる可能性があり、使用される外付けMOSFETのゲート駆動レベルおよびタイプに影響されます。ほとんどのアプリケーションでは、C_Bの0.1μFのコンデンサ値で

十分です。ただし、C_Bに関する次の関係を維持する必要があります。

$$C_B > \frac{10 \cdot \text{External MOSFET } Q_G}{1V}$$

BST-TS電源を充電する内部チャージポンプは、約30μAの電流をBSTピンに出力します。内部チャージポンプを使用して外付けブートストラップ・コンデンサ(C_B)を初期電源投入から充電するのにかかる時間が、アプリケーションにとって十分ではない場合は、V_{IN}よりも高い逆電圧定格を持ち、逆リーク電流の低い外付けシリコン・ダイオード(D1)を、V_{CC}とBSTの間に接続して使用する必要があります(図3を参照)。次の関係を満たすことができない場合は、V_{CC}とBSTの間で外付けシリコン・ダイオードを使用します。

$$\text{BST Diode Required if Power-Up to INP Going High} < \frac{C_{BST} \cdot 12V}{30\mu A} \cong 40ms$$

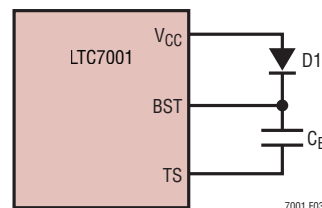


図3. 外付けBSTダイオード

外付けシリコンダイオードをV_{CC}とBSTの間で使用するもう1つの理由は、BST-TS電源の電圧が急落するほど高い周波数で外付けMOSFETをスイッチングする場合です。次の関係を満たすことができない場合は、V_{CC}とBSTの間で外付けシリコン・ダイオードを使用します。

$$\text{BST Diode Required if Switching Frequency} > \frac{30\mu A}{2 \cdot \text{MOSFET } Q_G} \cong 500Hz$$

アプリケーション情報

V_{CC} とBSTの間では、ショットキ・ダイオードを使用しないでください。高温時に、ショットキ・ダイオードの逆リーク電流が、チャージポンプが克服できる電流よりも多くなるからです。

リーク電流の少ないシリコン・ダイオードの例には、次のようなものがあります。

- MMBD1501A, Fairchild Semiconductor
- CMPD3003, Central Semiconductor

V_{CC} の低電圧コンパレータ

LTC7001は、 V_{CC} 電圧に対する調整可能な低電圧ロックアウト(UVLO)機能を内蔵しています。この機能は、TGDNをTSにプルダウンし、 V_{CCUV} ピンとグラウンドの間で抵抗(R_{VCCUV})を使用して簡単に設定できます。 R_{VCCUV} によって V_{CCUV} に生成された電圧および内部の $10\mu A$ 電流源が、 V_{CC} UVLOを設定します。上昇時 V_{CC} UVLOは、内部で $3.5V \sim 10.5V$ の範囲内に制限されます。 V_{CCUV} が開放された場合、上昇時 V_{CC} UVLOは、内部で $7.0V$ に設定されます。特定の上昇時 V_{CC} UVLOに対する抵抗の値は、図4または次式を使用して選択できます。

$$R_{DRVUV} = \frac{\text{Rising } V_{CC} \text{ UVLO}}{70\mu A}$$

ここで、 $3.5V < \text{上昇時 } V_{CC} \text{ UVLO} < 10.5V$ です。

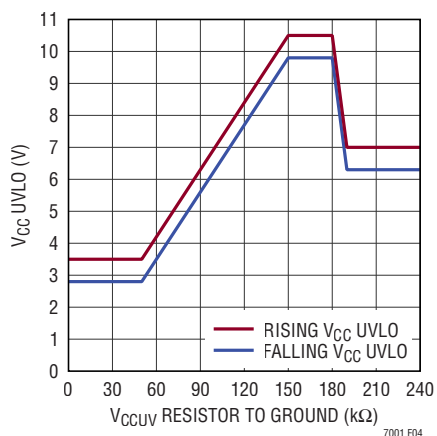


図4. V_{CCUV} 抵抗の選択

MOSFETの選択

高電圧アプリケーションでMOSFETを選択する場合に最も重要なパラメータは、ブレイクダウン電圧 BV_{DSS} 、オン抵抗 $R_{DS(ON)}$ 、および安全動作領域(SOA)です。

オフ時にMOSFETには、入力電源の最大入力範囲に、誘導性負荷を駆動するときに発生する可能性があるリングングを加えた電圧が発生します。

低 $R_{DS(ON)}$ のMOSFETを使用すると、外部の導通損失が最小限に抑えられます。多くの高電圧MOSFETは高いしきい値電圧(標準で $V_{TH} \geq 5V$)を備え、 $R_{DS(ON)}$ はMOSFETの($V_{GS} - V_{TH}$)に直接関係しているため、LTC7001は、 $10V$ を超える最大ゲート駆動能力により、高電圧の外付けMOSFETに関連する外部の導通損失を最小限に抑えるための理想的なソリューションになります。

SOAは、パワーNチャネルMOSFETのデータシートの標準的特性の曲線で規定されます。SOA曲線は、パワーMOSFETのタイミング設定された動作において、MOSFETに損傷が生じずに許容される電圧と電流の関係を示します。

ターンオン時の突入電流の制限

大きいバイパス・コンデンサを備える複雑な電気システムなどの大きい容量性負荷は、図5に示す回路を使用して駆動する必要があります。TGUPからパワーMOSFETへのプルアップ・ゲート駆動は、RC遅延回路網(R_G および C_G)を通ります。このRC遅延回路網によって、MOSFETのターンオン・ランプ・レートが大幅に低下します。MOSFETのソース電圧がゲート電圧に追従するため、グラウンドから負荷にスムーズに電力が供給されます。これによって、電源からの突入電流が劇的に減少し、負荷トランジエントのランプ・レートが低下し、敏感な電氣的負荷をゆっくりとアクティブにすることができます。MOSFETのターンオフは、 R_C 遅延回路網による影響を受けません。これは、MOSFETゲートのプルダウンが、TGDNピンから直接行われるためです。コンデンサ C_G の電圧定格を、外付けMOSFETおよび C_{LOAD} の電圧定格以上にする必要があります。ことに注意してください。

アプリケーション情報

C_G を外付けMOSFETのゲートに追加すると、高周波発振が発生する可能性があります。アプリケーションで C_G を使用する場合、発振を抑制するために、低消費電力の低抵抗値の抵抗(10Ω)を、図5に示すように C_G と直列に必ず配置する必要があります。あるいは、低抵抗値の抵抗を、外付けMOSFETのゲートと直列に配置することもできます。

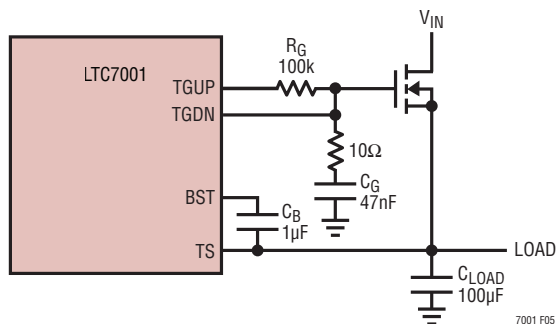


図5. 大きい容量性負荷への電力供給

突入電流を制限するための R_G および C_G の値は、次式から計算できます。

$$I_{IN_RUSH} \cong \frac{0.7 \cdot 12V \cdot C_{LOAD}}{R_G \cdot C_G}$$

図5に示した値の場合、突入電流は次のようになります。

$$I_{IN_RUSH} \cong \frac{0.7 \cdot 12V \cdot 100\mu F}{100k\Omega \cdot 0.047\mu F} \cong 180mA$$

それに応じて、図5の回路の負荷でのランプ・レートは、おおよそ次のようになります。

$$\frac{\Delta V_{LOAD}}{\Delta T} \cong \frac{0.7 \cdot 12V}{R_G \cdot C_G} \cong 2V/ms$$

C_G を図5の回路に追加した場合、MOSFETのゲートとコンデンサ C_G の両方に電荷を供給できるように、ブートストラップ・コンデンサ(C_B)の値を増やす必要があります。 C_G を使用する場合に維持する必要がある C_B に関する関係は、次式で与えられます。

$$C_B > \frac{10 \cdot MOSFET Q_G}{1V} + 10 \cdot C_G$$

TSでのオプションのショットキ・ダイオードの使用

誘導性部品(インダクタ、長いワイヤ、または複雑な負荷)に接続されたパワーMOSFETをオフにするときに、誘導性部品の電流が完全に放電されるまで、TSピンの電圧がグランドよりも低く引き下げられる場合があります。TSピンは、 $-6V$ までの負電圧に耐えますが、少なくとも負荷電圧と同じ高さの電圧定格を備えるオプションのショットキ・ダイオードをTSとグランドの間に接続して、LTC7001のTSピンを通じて誘導性部品が放電されるのを防ぐ必要があります。図6を参照してください。

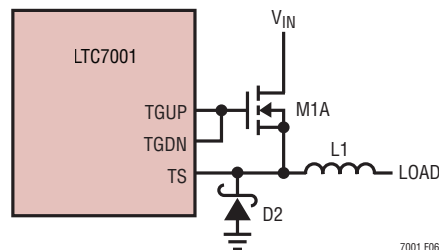


図6. オプションのショットキ・ダイオードの使用

標準的応用例

逆入力保護

V_{IN} 電圧が負荷電圧を下回ったときに、負荷が V_{IN} へ逆方向に放電されるのを防ぐには、2つの外付けNチャンネルMOSFETを使用し、バック・トゥ・バック接続で配置する必要があります(図7を参照)。Vishay/Siliconix Si7956DPなどのデュアルNチャンネル・パッケージは、スペースを節約する設計のための適切な選択肢になります。

PC基板レイアウトに関する検討事項

1. LTC7001 パッケージの裏面の露出パッドは、基板のグラウンド・プレーンに直接半田付けします。

2. TSのトレースを短くし、幅を広くすることによって、その抵抗を制限します。
3. C_B をデバイスに近づける必要があります。
4. PC基板レイアウトには、任意の外付けMOSFETのゲートと直列に抵抗を配置するオプションを必ず含めます。高周波発振は設計に依存します。直列減衰抵抗を追加するオプションを含めることによって、PC基板の設計の繰り返しを省くことができます。

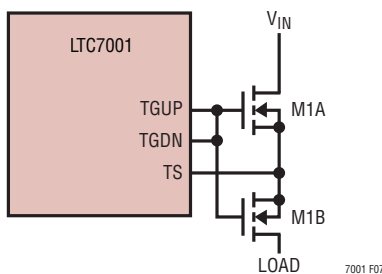
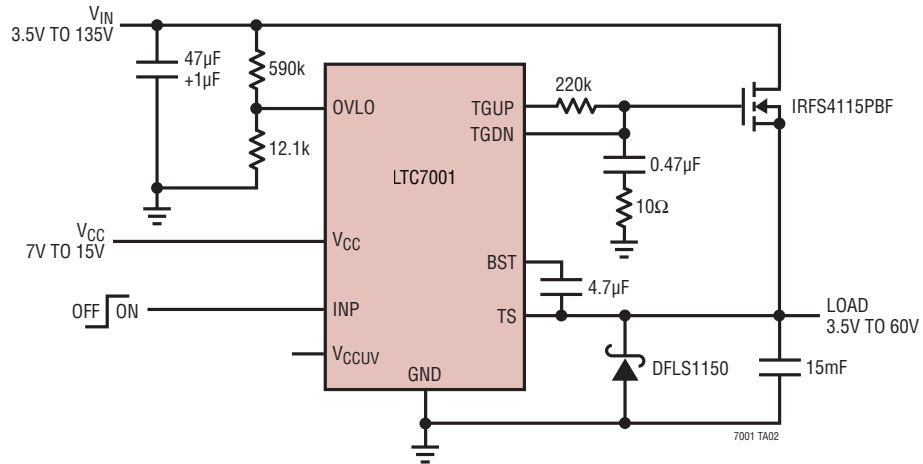


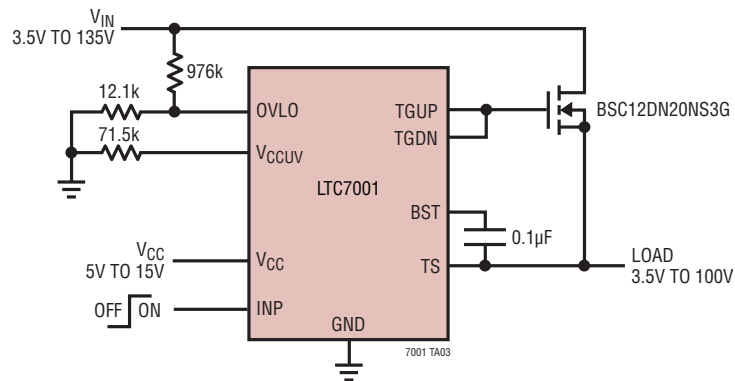
図7. V_{IN} での電圧降下からの負荷の保護

標準的応用例

突入電流制御およびOVLOを備えるハイサイド・スイッチ



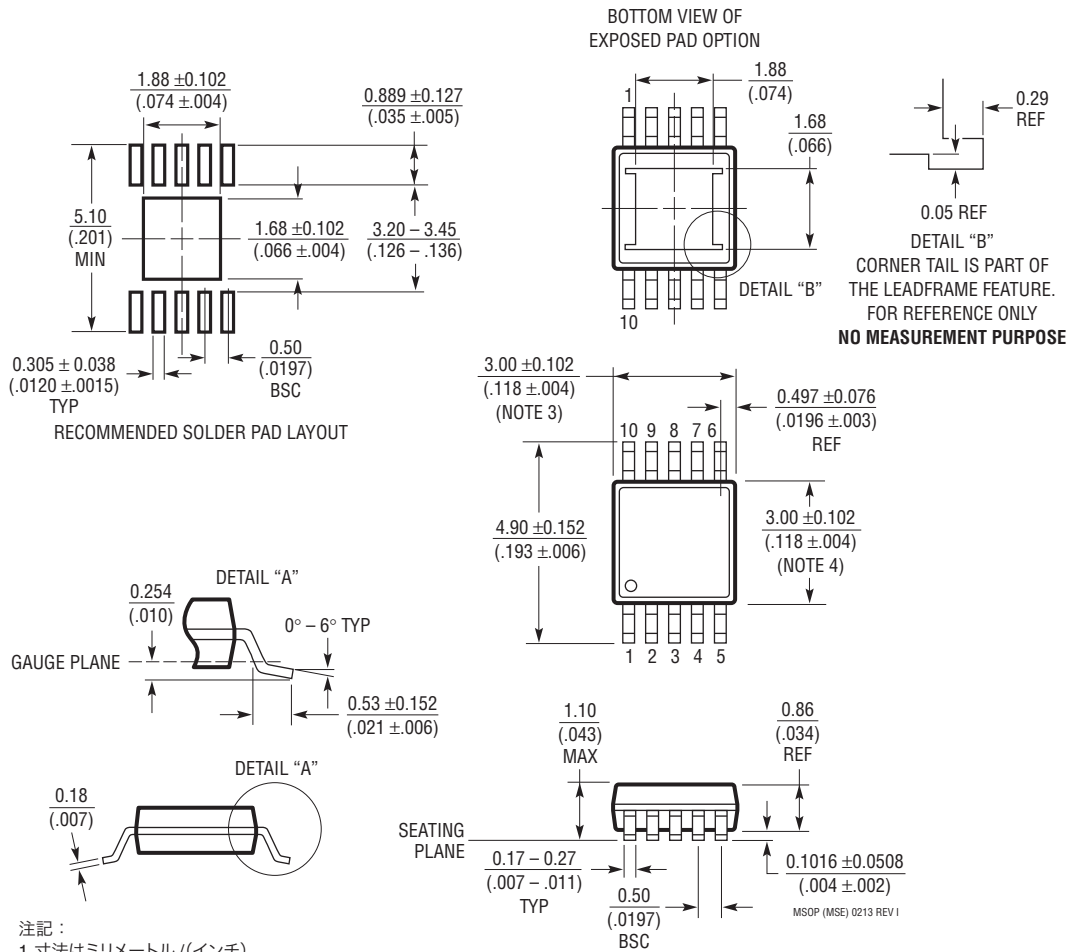
VCCUV および OVLO を備えるハイサイド・スイッチ



パッケージの寸法

最新のパッケージ図は、<http://www.linear-tech.co.jp/product/LTC7001#packaging> を参照してください。

MSE Package 10-Lead Plastic MSOP, Exposed Die Pad (Reference LTC DWG # 05-08-1664 Rev I)

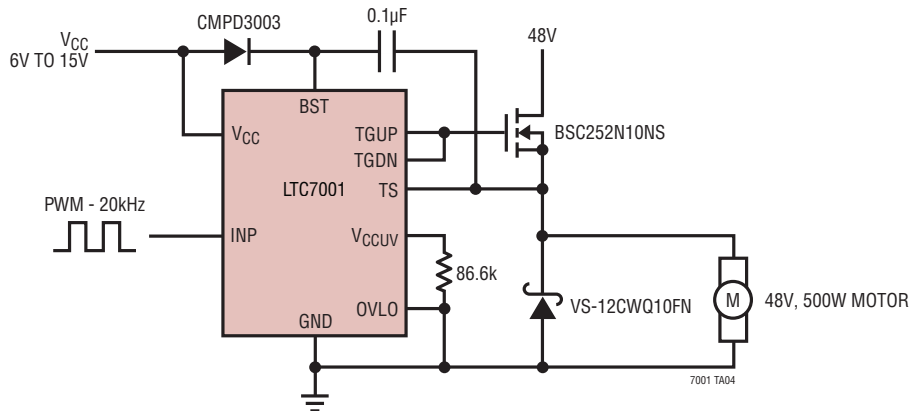


注記:

1. 寸法はミリメートル/インチ
2. 図は実寸とは異なる
3. 寸法にはモールドのバリ、突出部、またはゲートのバリを含まない
モールドのバリ、突出部、またはゲートのバリは、各サイドで 0.152mm ($0.006''$) を超えないこと
4. 寸法には、リード間のバリまたは突出部を含まない
リード間のバリまたは突出部は、各サイドで 0.152mm ($0.006''$) を超えないこと
5. リードの平坦度 (整形後のリードの底面) は最大 0.102mm ($0.004''$) であること
6. 露出パッドの寸法には、モールドのバリを含む。
E-PAD 上のモールドのバリは、各サイドで 0.254mm ($0.010''$) を超えないこと

標準的応用例

モータ・ドライバ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC7000/ LTC7000-1	保護機能付き 150V 高速ハイサイド NMOS 静的スイッチ・ドライバ	動作電圧: 3.5V~150V、短絡保護機能付き、 $\Delta V_{SNS} = 30mV$ 、 $I_Q = 35\mu A$ 、ターンオン時間 ($C_L = 1nF$) = 35ns、内部チャージポンプ
LTC4440/ LTC4440-5/ LTC4440A-5	高速、高電圧、ハイサイド・ゲート・ドライバ	最大100Vの電源電圧、 $8V \leq V_{CC} \leq 15V$ 、2.4Aのピーク・プルアップ/1.5Ωのピーク・プルダウン
LTC7138	高効率、150V、250mA/400mA 同期整流式降圧レギュレータ	パワー MOSFET 内蔵、 $4V \leq V_{IN} \leq 150V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq V_{IN}$ 、 $I_Q = 12\mu A$ 、MSOP-16(12)
LTC7103	105V、2.3A、低 EMI 同期整流式降圧レギュレータ	$4.4V \leq V_{IN} \leq 105V$ 、 $1V \leq V_{OUT} \leq V_{IN}$ 、 $I_Q = 2\mu A$ 、固定周波数: 200kHz~2MHz、5mm × 6mm QFNパッケージ
LTC7801	低静止電流の 150V、同期整流式降圧 DC/DC コントローラ	$4V \leq V_{IN} \leq 140V$ 、絶対最大定格: 150V、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 60V$ 、 $I_Q = 40\mu A$ 、PLL 固定周波数: 320kHz~2.25MHz
LT1910	保護機能付きハイサイド MOSFET ドライバ	動作電圧: 8V~48V、 $\Delta V_{SNS} = 65mV$ 、 $I_Q = 110\mu A$ 、ターンオン時間 ($C_L = 1nF$) = 220µs、内部チャージポンプ
LTC1255	デュアル 24V ハイサイド MOSFET ドライバ	動作電圧: 9V~24V、 $\Delta V_{SNS} = 100mV$ 、 $I_Q = 600\mu A$ 、ターンオン時間 ($C_L = 1nF$) = 100µs、内部チャージポンプ
LTC4364	理想ダイオードを備えたサージ・ストッパー	動作電圧: 4V~80V、 $\Delta V_{SNS} = 50mV$ 、 $I_Q = 425\mu A$ 、ターンオン時間 ($C_L = 1nF$) = 500µs、内部チャージポンプ
LTC7860	高効率スイッチング・サージ・ストッパ	動作電圧: 4V~60V、 $\Delta V_{SNS} = 95mV$ 、 $I_Q = 370\mu A$ 、PMOS ドライバ
LTC4231	マイクロパワー・ホットスワップ・コントローラ	動作電圧: 2.7V~36V、 $\Delta V_{SNS} = 50mV$ 、 $I_Q = 4\mu A$ 、ターンオン時間 ($C_L = 1nF$) = 1ms、内部チャージポンプ
LTC3895	低静止電流の 150V、同期整流式降圧 DC/DC コントローラ	PLL 固定周波数: 50kHz~900kHz、 $4V \leq V_{IN} \leq 140V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 60V$ 、 $I_Q = 40\mu A$
LTC4380	低静止電流のサージ・ストッパー	動作電圧: 4V~80V、 $\Delta V_{SNS} = 50mV$ 、 $I_Q = 8\mu A$ 、ターンオン時間 = 5ms、内部チャージポンプ
LTC3639	高効率、150V、100mA 同期整流式降圧レギュレータ	パワー MOSFET 内蔵、 $4V \leq V_{IN} \leq 150V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq V_{IN}$ 、 $I_Q = 12\mu A$ 、MSOP-16(12)