

特長

- 堅牢なフローティング構成
- 広い動作電圧範囲: 9V ~ 500V 超
- 調整可能な出力クランプ電圧
- NチャネルMOSFETを制御
- 調整可能な保護タイマ
- 9秒の冷却タイマを内蔵
- シャットダウン時の静止電流: $I_Q < 14\mu\text{A}$
- 8ピンTSOTパッケージおよび3mm×2mmの8ピンDFNパッケージで供給可能

アプリケーション

- 産業用機器、自動車、および航空電子機器のサージ保護
- 高電圧のDC分散給電
- 28V車両システム

概要

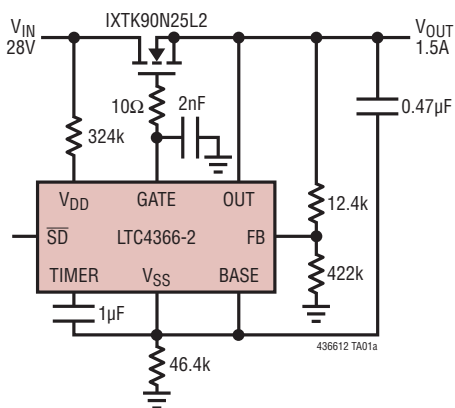
LTC®4366サージ・ストッパーは、高電圧トランジェントから負荷を保護します。LTC4366は、外付けNチャネルMOSFETのゲートを制御することにより、過電圧トランジェント時に出力を安定化します。MOSFETの両端に加わった過電圧が低下する間も、負荷は継続して動作できます。LTC4366は、戻り線に1本の抵抗を接続することによって絶縁され、電源に対してフロート状態になります。このため、出力電圧の上限を決める要因は、値の大きい抵抗を使用可能かどうかと、MOSFETの定格に絞られます。

調整可能な過電圧タイマがサージ発生時でのMOSFETの損傷を防止するのに対して、補助の9秒タイマはMOSFETの冷却時間を確保します。シャットダウン・ピンにより、静止電流はシャットダウン時に14 μA 未満に減少します。フォルト発生後、LTC4366-1はオフにラッチするのに対して、LTC4366-2は自動再試行を行います。

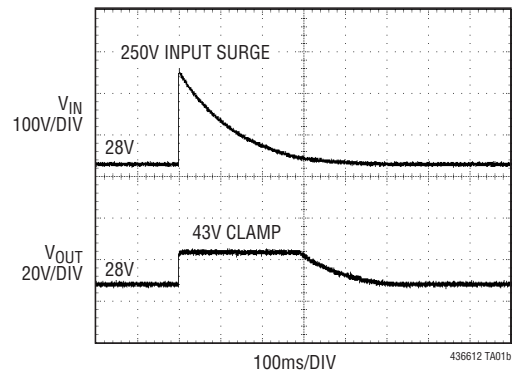
LT、LT、LTC、LTM、Linear TechnologyおよびLinearのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。他の全ての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。特許出願中。

標準的応用例

1.5A、28V電源回路の過電圧保護



過電圧保護により過渡時の出力を43Vに制限

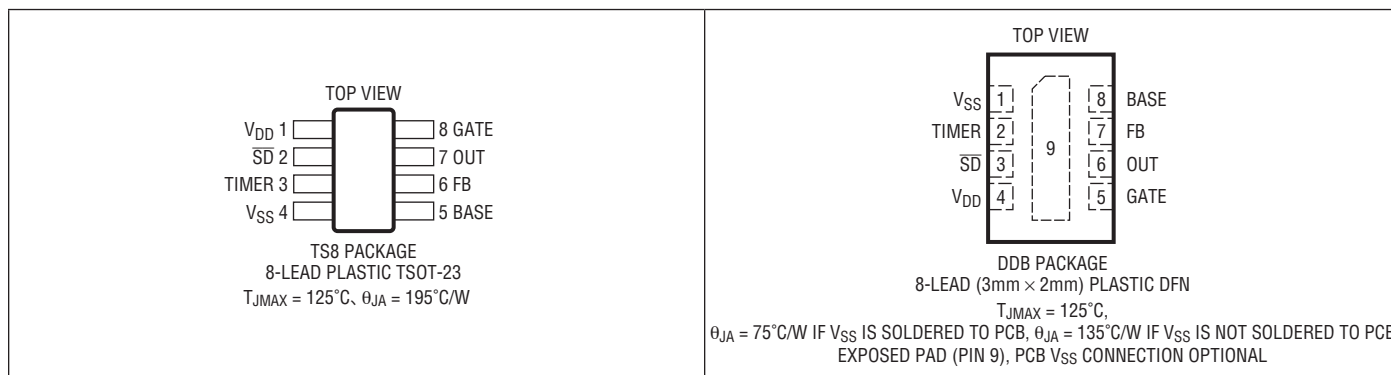


LTC4366-1/LTC4366-2

絶対最大定格 (Notes 1, 2) 注記がない限り、電圧は全て V_{SS} を基準にしたもの。

電源電圧 (V_{DD})	-0.3V ~ 10V	電流	
電源電圧 (OUT)	-0.3V ~ 5V	I_{VDD}	10mA
入力電圧		I_{OUT}	10mA
FB	-0.3V ~ OUT + 0.3V	BASE	-300 μ A ~ 10 μ A
TIMER	-0.3V ~ 3.5V	\overline{SD}	-10mA ~ 10 μ A
\overline{SD}	-0.3V ~ 10V	動作温度範囲	
出力電圧		LTC4366C	0°C ~ 70°C
BASE	-1.5V ~ 4V	LTC4366I	-40°C ~ 85°C
OUT-BASE	-0.3V ~ 5.5V	LTC4366H	-40°C ~ 125°C
GATE (Note 3)	-0.3V ~ 15V	LTC4366MP	-55°C ~ 125°C
GATE-OUT (Note 3)	-0.3V ~ 10V	保存温度範囲	-65°C ~ 150°C
		リード温度 (半田付け、10秒)	
		(TSOT-23 パッケージのみ)	300°C

ピン配置



発注情報

無鉛仕上げ

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
LTC4366CTS8-1#TRMPBF	LTC4366CTS8-1#TRPBF	LTFMC	8-Lead Plastic TSOT-23	0°C to 70°C
LTC4366ITS8-1#TRMPBF	LTC4366ITS8-1#TRPBF	LTFMC	8-Lead Plastic TSOT-23	-40°C to 85°C
LTC4366HTS8-1#TRMPBF	LTC4366HTS8-1#TRPBF	LTFMC	8-Lead Plastic TSOT-23	-40°C to 125°C
LTC4366CDDDB-1#TRMPBF	LTC4366CDDDB-1#TRPBF	LFMD	8-Lead (3mm × 2mm) Plastic DFN	0°C to 70°C
LTC4366IDDB-1#TRMPBF	LTC4366IDDB-1#TRPBF	LFMD	8-Lead (3mm × 2mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
LTC4366HDDDB-1#TRMPBF	LTC4366HDDDB-1#TRPBF	LFMD	8-Lead (3mm × 2mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC4366CTS8-2#TRMPBF	LTC4366CTS8-2#TRPBF	LTFMF	8-Lead Plastic TSOT-23	0°C to 70°C
LTC4366ITS8-2#TRMPBF	LTC4366ITS8-2#TRPBF	LTFMF	8-Lead Plastic TSOT-23	-40°C to 85°C
LTC4366HTS8-2#TRMPBF	LTC4366HTS8-2#TRPBF	LTFMF	8-Lead Plastic TSOT-23	-40°C to 125°C
LTC4366CDDDB-2#TRMPBF	LTC4366CDDDB-2#TRPBF	LFMG	8-Lead (3mm × 2mm) Plastic DFN	0°C to 70°C
LTC4366IDDB-2#TRMPBF	LTC4366IDDB-2#TRPBF	LFMG	8-Lead (3mm × 2mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
LTC4366HDDDB-2#TRMPBF	LTC4366HDDDB-2#TRPBF	LFMG	8-Lead (3mm × 2mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC4366MPTS8-1#TRMPBF	LTC4366MPTS8-1#TRPBF	LTFMC	8-Lead Plastic TSOT-23	-55°C to 125°C
LTC4366MPTS8-2#TRMPBF	LTC4366MPTS8-2#TRPBF	LTFMF	8-Lead Plastic TSOT-23	-55°C to 125°C
LTC4366MPDDB-1#TRMPBF	LTC4366MPDDB-1#TRPBF	LFMD	8-Lead (3mm × 2mm) Plastic DFN	-55°C to 125°C
LTC4366MPDDB-2#TRMPBF	LTC4366MPDDB-2#TRPBF	LFMG	8-Lead (3mm × 2mm) Plastic DFN	-55°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。

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、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

鉛仕上げ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。

無鉛仕上げ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。

LTC4366-1/LTC4366-2

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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、電圧は全て V_{SS} を基準にしたもの。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{DD} Regulator							
V _{Z(VDD)}	V _{DD} Shunt Regulator Voltage	I = 1mA	●	11.5	12	12.5	V
ΔV _{Z(VDD)}	V _{DD} Shunt Regulator Load Regulation	I = 1mA to 5mA	LTC4366C/I/H LTC4366MP ● ●		30 30	90 130	mV mV
V _{DD}	V _{DD} Supply Voltage (Note 3)		●	4.5		V _{Z(VDD)}	V
I _{VDD(STLO)}	V _{DD} Pin Current – Start-Up, Gate Low	GATE = 0V, V _{DD} = 7V, OUT = 0V	●		15	23	μA
I _{VDD(STHI)}	V _{DD} Pin Current – Start-Up, Gate High	GATE Open, V _{DD} = 7V, OUT = 0V	●		9	13	μA
I _{VDD(SD)}	V _{DD} Pin Current – Shutdown	V _{DD} = 7V, OUT = 0V	●		5	8	μA
OUT Regulator							
V _{Z(OUT)}	OUT Shunt Regulator Voltage	I = 1mA, BASE = 0V	●	5.0	5.7	6.0	V
ΔV _{Z(OUT)}	OUT Shunt Regulator Load Regulation	I = 1mA to 5mA	●		30	70	mV
OUT	OUT Supply Voltage (Note 3)		●	3.0		V _{Z(OUT)}	V
V _{UVL01}	OUT Undervoltage Lockout 1	Rising	LTC4366C/I/H LTC4366MP ● ●	2.42 2.42	2.55 2.55	2.75 2.80	V V
ΔV _{UVH1}	OUT Undervoltage Lockout 1 Hysteresis		●	0.2	0.28	0.4	V
V _{UVL02}	OUT Undervoltage Lockout 2	Rising	●	4.5	4.75	4.9	V
ΔV _{UVH2}	OUT Undervoltage Lockout 2 Hysteresis		●	0.3	0.4	0.5	V
I _{OUT(AMP)}	OUT Pin Current – Regulation Amplifier On		●		37	54	μA
I _{OUT(CP)}	OUT Pin Current – Charge Pump On		●		150	220	μA
I _{OUT(SD)}	OUT Pin Current – Shutdown		●		3	6	μA
BASE, V_{SS}							
V _{Z(BASE)}	BASE Shunt Regulator Voltage (OUT-BASE)	I = -10μA, OUT = 4.5V	●	5.5	6.2	6.6	V
ΔV _{Z(BASE)}	BASE Shunt Regulator Load Regulation	I = -10μA to -80μA, OUT = 4.5V	●		125	200	mV
I _{BASE}	BASE Pin Leakage Current	OUT = 4.5V, BASE = -0.5V	●	-0.1	-0.8	-5.5	μA
I _{VSS(AMP)}	V _{SS} Pin Current – Regulation Amplifier On		●	-30	-45	-72	μA
I _{VSS(CP)}	V _{SS} Pin Current – Charge Pump On		●	-108	-160	-230	μA
I _{VSS(SD)}	V _{SS} Pin Current – Shutdown		●		-7	-12	μA
GATE Drive							
ΔV _{GATE}	External N-Channel Gate Drive (GATE-OUT)	OUT = 4.9V, I = 0, -1μA	●	11.2	12	12.5	V
I _{GATE(ST)}	GATE Pin Current – Start-Up	GATE = OUT = 0V	LTC4366C/I/H LTC4366MP ● ●	-4.5 -3.2	-7.5 -7.5	-11 -11	μA μA
I _{GATE(CP)}	GATE Pin Current – Charge Pump On	GATE = 5V, OUT = 4.9V	●	-14	-20	-28	μA
I _{GATE(FD)}	GATE Pin Current – Fast Discharge	GATE = 10V, OUT = 4.9V	●	122	200	300	mA
I _{GATE(FLT)}	GATE Pin Current – Fault	GATE = 10V, OUT = 4.9V	●	0.3	0.7	1.2	mA

電气的特性

●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、電圧は全て V_{SS} を基準にしたもの。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS	
FB, \overline{SD}, TIMER								
$V_{FB(REG)}$	3% FB pin Regulation Threshold (OUT-FB)		●	1.193	1.23	1.267	V	
I_{FB}	FB Pin Leakage Current	OUT-FB = 1.2V	●		0	± 1	μA	
$V_{\overline{SD}(TH)}$	\overline{SD} Pin Threshold Voltage ($V_{DD}-\overline{SD}$)	Falling	●	1.0	1.5	2.3	V	
$V_{\overline{SD}(HYST)}$	\overline{SD} Pin Hysteresis	LTC4366C/I/H	●	147	280	530	mV	
		LTC4366MP	●	129	280	530	mV	
$I_{\overline{SD}}$	\overline{SD} Pin Input Pull-Up Current	$V_{DD}-\overline{SD} = 0.7V$	LTC4366C/I/H	●	-0.7	-1.6	-3.5	μA
			LTC4366MP	●	-0.5	-1.6	-3.5	μA
$V_{TIMER(H)}$	TIMER Pin Threshold	TIMER Rising, $V_{DD} = 7V$, OUT = $V_Z(OUT)$	●	2.6	2.8	3.1	V	
$I_{TIMER(UP)}$	TIMER Pin Pull-Up Current	TIMER = 1V	LTC4366C/I/H	●	-5.1	-9	-13	μA
			LTC4366MP	●	-4	-9	-13	μA
$I_{TIMER(DN)}$	TIMER Pin Pull-Down Current	TIMER = 1V	LTC4366C/I/H	●	0.9	1.8	2.8	μA
			LTC4366MP	●	0.7	1.8	2.8	μA
$I_{TIMER(RATIO)}$	TIMER Pin Current Ratio $I_{TIMER(DN)}/I_{TIMER(UP)}$		●	15	20	25	%	
AC Characteristics								
$t_{DLY-\overline{SD}}$	\overline{SD} Low to Gate Low Filter Time	Step $V_{DD}-\overline{SD}$ from 0V to 3V	●	420	700	1200	μs	
$t_{DLY-FAST}$	FB Low to Gate Low Delay Time	Step OUT-FB from 0V to 1.3V	●	60	150	300	ns	
$t_D(COOL)$	Cool-Down Timer (Internal)	$V_{DD} = V_Z(V_{DD})$	LTC4366C/I/H	●	5.9	9	16	Seconds
			LTC4366MP	●	5.9	9	19	Seconds

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。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可能性がある。

Note 2: ピンに流れ込む電流は全て正とする。

Note 3: 最大定格に対する制限は、何れかの制限値に最初に達したものと定義する。内部クランプが GATE ピンをソースから最大 12V に制限する。このピンを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。

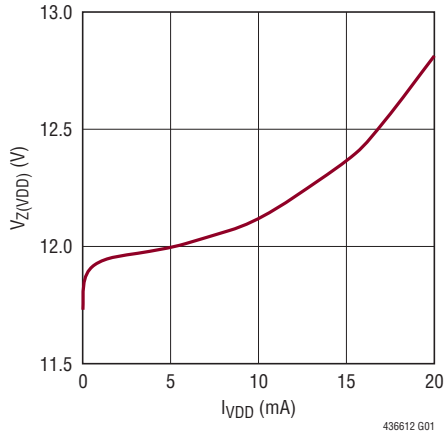
Note 4: T_J は周囲温度 T_A および電力損失 P_D から次式で計算される。

$$T_J = T_A + (P_D \cdot 250^\circ\text{C/W})$$

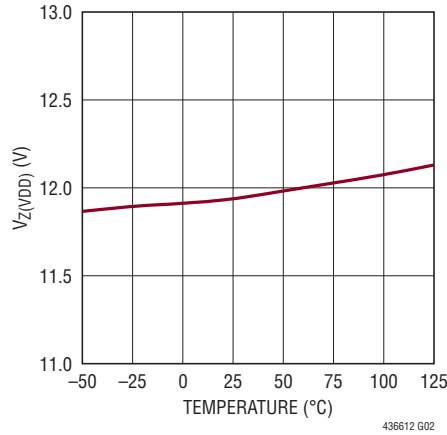
LTC4366-1/LTC4366-2

標準的性能特性

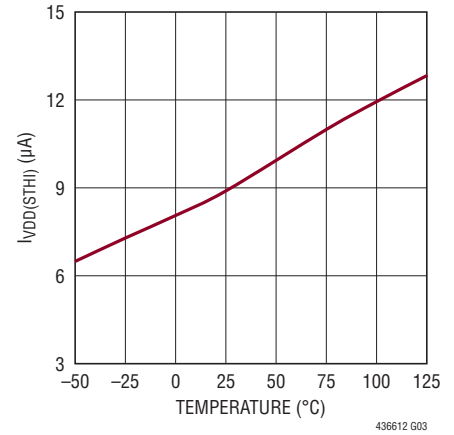
V_{DD} シャントレギュレータと
V_{DD} 電流



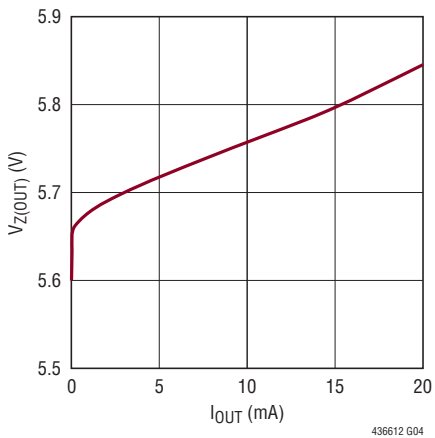
V_{DD} シャントレギュレータと温度



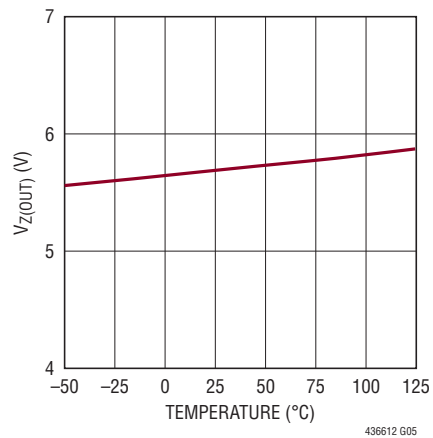
V_{DD} 起動電流と温度(ゲート“H”)



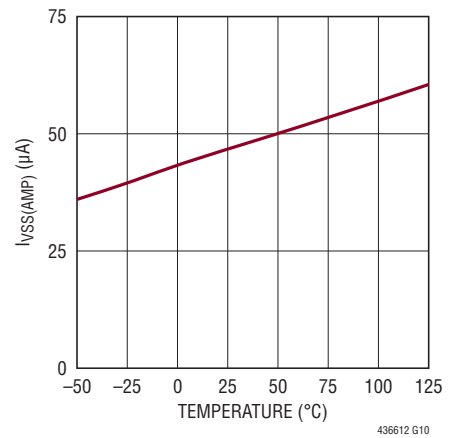
OUT シャントレギュレータと
OUT 電流



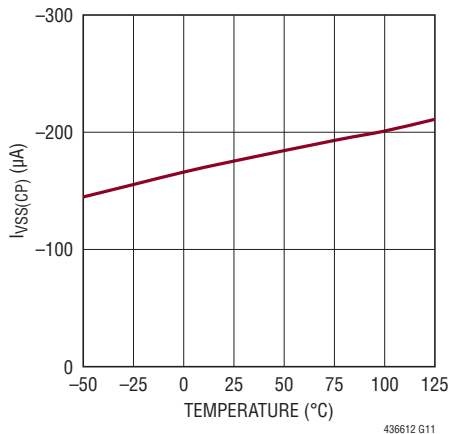
OUT シャントレギュレータと温度



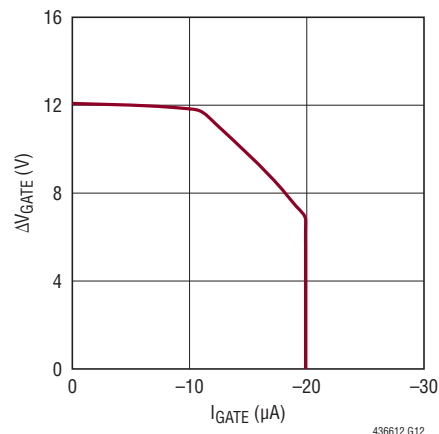
V_{SS} 電流(レギュレーション・
アンプ・オン時)と温度



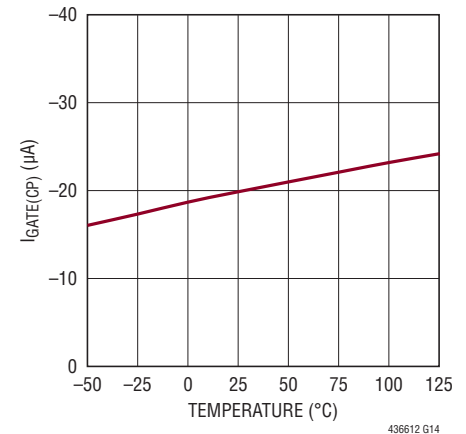
V_{SS} 電流(チャージポンプ・オン時)
と温度



ゲート駆動とゲート・プルアップ
電流



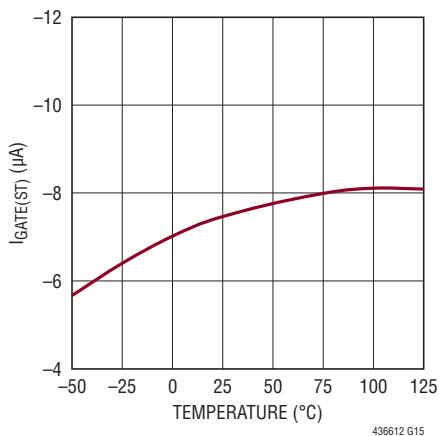
ゲート電流(チャージポンプ・
オン時)と温度



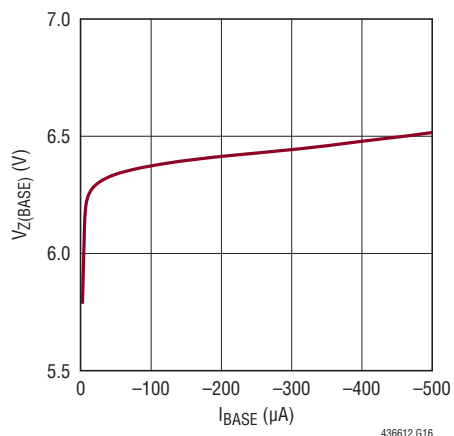
436612fd

標準的性能特性

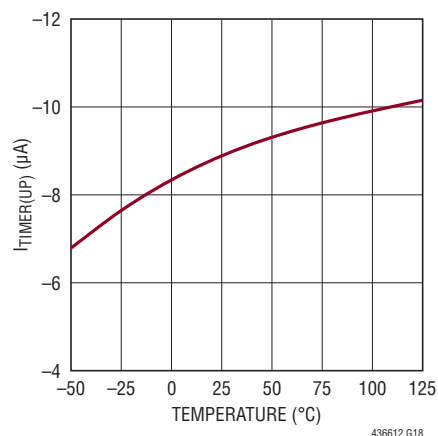
ゲート起動電流と温度



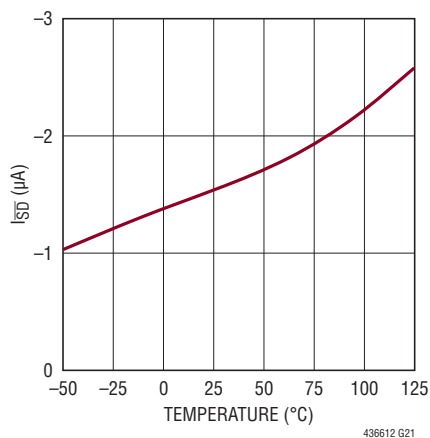
ベース シャントレギュレータと
ベース電流



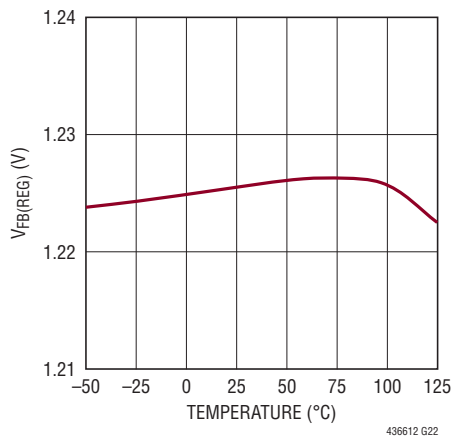
タイマ・プルアップ電流と温度



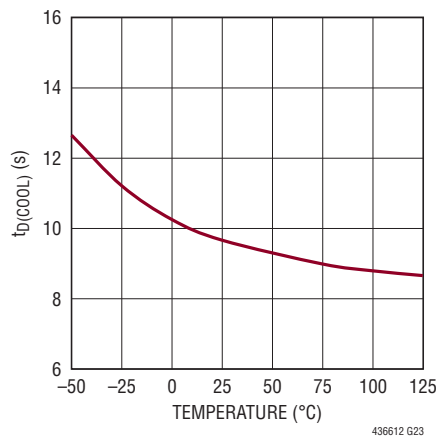
SDプルアップ電流と温度



FBレギュレーションしきい値と
温度



冷却時間と温度



ピン機能

BASE: 外付けのPNPシャントレギュレータ用のベース・ドライバ出力。このピンは内部にある6.2Vのツェナーダイオードのアンノードに接続されており、そのツェナーダイオードのカソードはOUTに接続されています。ツェナーダイオード(Z3)のクランプ電流はより低くしたいが V_{SS} 抵抗を大きくすることはできない場合、外付けPNPトランジスタのベースをこのピンに接続してください(PNPのコレクタは接地に、エミッタは V_{SS} に接続)。使用しない場合、このピンは V_{SS} に接続します。

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

FB: 過電圧レギュレーション・アンプ帰還入力。このピンをOUTから接地への外部抵抗分割器に接続します。過電圧レギュレーション・アンプは外付けのNチャンネルMOSFETのゲートを制御して、FBピンの電圧がOUTよりも1.23V低くなるように安定化します。過電圧アンプは、高速の過電圧が発生したときにはGATEピンの200mAのプルダウンをオンにします。

GATE: 外付けのNチャンネルMOSFET用のゲート駆動。起動時には内部の7.5 μ Aの電流源が外付けのNチャンネルMOSFETのゲートを V_{DD} ピンからチャージします。OUTの電圧が V_{SS} よりも4.75V高くなれば、チャージポンプはGATEをOUTよりも12V高くチャージするのを終了します。高速の過電圧の発生中にはGATEとOUTの間に200mAのプルダウン電流源がオンになり、次いで過電圧レギュレーションアンプがGATEピンを安定化します。

OUT: チャージポンプと過電圧レギュレーションアンプの電源電圧。フロート回路の電源入力で、MOSFETのソースから取ります。OUTの電圧が V_{SS} より4.75V(UVLO2)高くなるとチャージポンプがオンになり、このピンからの電力供給が始まります。OUTの電圧が2.55V(UVLO1)を超えると、過電圧レギュレーション・アンプの電源、基準入力として使用されます。このピンは5.7Vにクランプされており、 V_{SS} ピンに0.22 μ F以上のバイパスコンデンサが必要です。

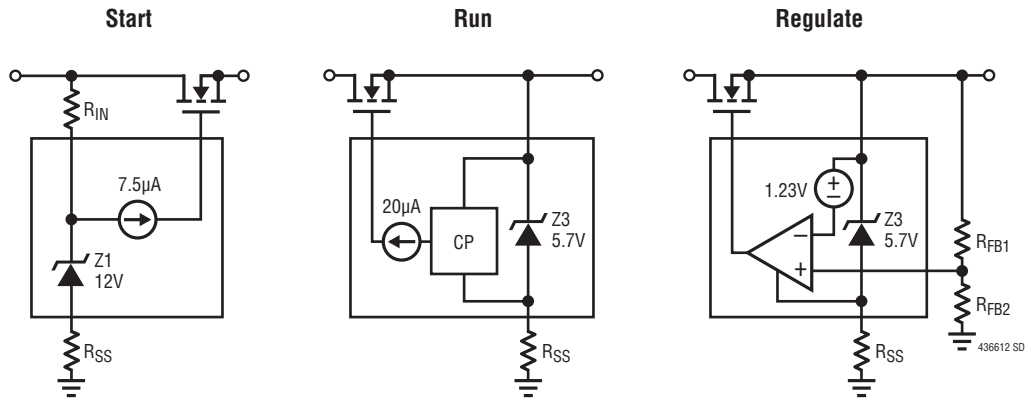
\overline{SD} : シャットダウン・コンパレータ入力。使用しない場合は V_{DD} に接続します。このピンは、オープン・ドレインまたはオープン・コレクタ・トランジスタと直列に挿入した抵抗で作られた電流制限のあるプルダウン電流に接続します。外部にプルダウンを設けると内部の1.6 μ Aのプルアップ電流源が無視されて、 \overline{SD} ピンがシャットダウンしきい値を超えることができるようになります。このしきい値は V_{DD} の1.5V下で、ヒステリシスは280mVと定義されています。誤ってトリガーされることを防ぐには、このピンをしきい値未満に700 μ s間保ってシャットダウン・ステートをアクティブにする必要があります。シャットダウン・ステートに入ると、総静止電流(I_{VDD} と I_{OUT} の和)が20 μ A未満になります。この静止電流には V_{DD} 、OUT、BASEレギュレータのシャント電流は含みません。フォルト後にLTC4366をシャットダウンに入れるとフォルトがクリアになり、動作が再開されます。LTC4366-2(自動再開)バージョンでは、このフォルトを9秒間の冷却期間中にクリアすると、タイムアウト期間を短縮します。

TIMER: タイマ入力。フォルトがオフになる前の1 μ sの過電圧レギュレーション期間中には、このピンは開放にしておいてください。このピンと V_{SS} の間にコンデンサを接続して、スイッチがオフする前の過電圧レギュレーションの278ms/ μ Fの持続時間を設定します。LTC4366-2バージョンでは9秒間の冷却期間後に再開します。

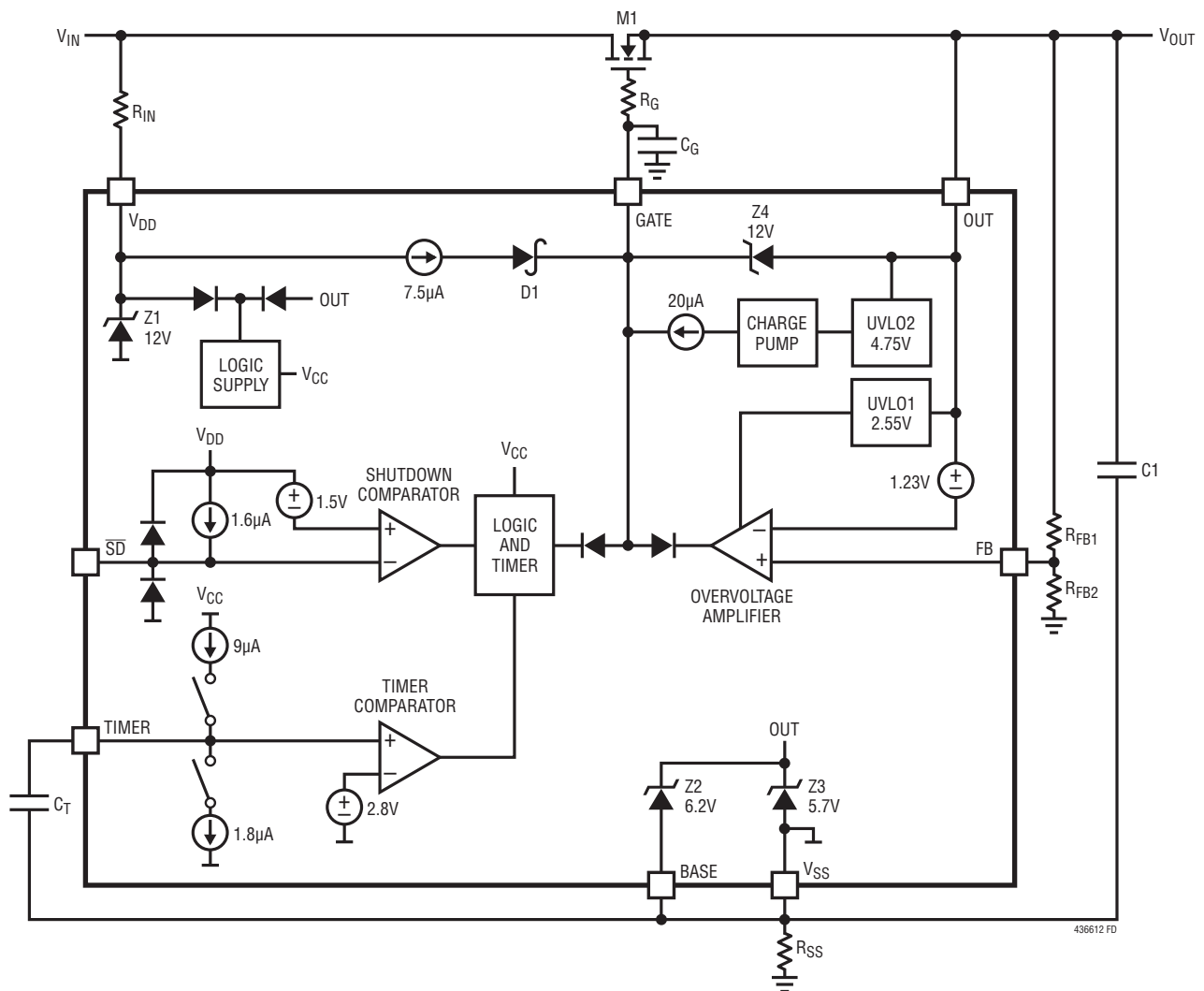
V_{DD} : 起動電源。始動用の電流源として7.5 μ Aを入力に供給し、これが外付けのNチャンネルMOSFETのゲートをチャージします。このピンはまた外付けのMOSFETがオフの場合に、タイマと論理回路をアクティブにする電源を供給します。このピンは V_{SS} の12V上でクランプされています。このピンにはバイパス・コンデンサを接続しないでください。

V_{SS} : デバイスリターンと基板。TIMERとOUTピンに接続したコンデンサはこのピンに帰ってくるようにしてください。

簡略ブロック図



機能ブロック図



動作

簡略ブロック図には、start、run、regulateの3つの状態を示しています。前のサージ・ストップの部品は入力電源から電力を供給されており、したがってサージ電圧は部品の入力ピンの破壊電圧で制限されています。runモードとregulateモードで示すように、この部品の大部分は出力から電力を供給されており、したがってこのMOSFETは部品の電源ピンをサージから分離します。このためサージ電圧は外付けMOSFETの破壊電圧まで受けることができます。

startモードでは15 μ Aのトリクル電流が R_{IN} を流れ、この半分はゲートを充電して、また半分はバイアス電流として使用されます。GATEピンが充電されるにつれて、外付けMOSFETはOUTピンを上昇させます。これでrunモードに移行し、出力はチャージポンプへの電源として十分高くなります。チャージポンプはこのときゲートをソースから12V高い値に完全に充電します。

出力電圧が入力電源と等しくなると、入力電源過電圧から負荷を保護する必要があります。regulateモードでは、過電圧レギュレーション・アンプは、1.23Vの基準電圧を通して出力に基準を置いています。上の帰還抵抗、 R_{FB1} での電圧降下が1.23Vを超すと、レギュレーション・アンプはゲートをプルして R_{FB1} の電圧を元の1.23Vにまで安定化します。このようにして、出力電圧は R_{FB1} と R_{FB2} の間の適切な比率の設定でクランプされます。

例えば、出力電圧が100Vに安定化されているとき、 R_{FB2} での電圧降下は98.77Vです。ツェナーダイオードZ3が5.7Vのとき、 R_{SS} での電圧降下は94.3Vです。つまり、出力電圧が高いときは、大部分の電圧は2つの抵抗、 R_{FB2} と R_{SS} での電圧降下となります。このことからLTC4366が電源電圧とともにフロートすることが分ります。調節可能な3端子レギュレータ、LT[®]1085やLM117などもこの考えに基づいています。

機能ブロック図に実際の回路を示します。 V_{DD} ピンに外付けの抵抗 R_{IN} は12Vのシャントレギュレータに電力を供給し、論理回路の電源、 V_{CC} となります。シャットダウン入力アクティブではないことを確認した後、GATEピンは V_{DD} からの7.5 μ Aの電流で充電されます。これが始動モードです。

OUTから V_{SS} への電圧が2.55V UVLO1のしきい値を超すと、過電圧アンプがオンになります。次いで、UVLO2しきい値、4.75Vを超すとチャージポンプがオンになります。チャージポンプはGATEピンを20 μ Aで充電してその最終値、OUT上12Vとします(Z4でクランプ)。こうなるとOUTと V_{SS} の間のコンデンサが、Z3で5.7Vにクランプされるまで充電されます。このrunモードでは、MOSFETは低抵抗パス・トランジスタとして低い電圧降下、低い電力損失のMOSFETとして設定されます。

動作を開始したLTC4366はこれで負荷を過渡の過電圧から保護できます。過電圧レギュレーション・アンプは、OUTピンに対するFBピンの電圧(R_{FB1} での電圧降下)を検出して、OUTと接地間の負荷電圧をモニタします。過電圧条件では、アンプがM1のゲートを駆動して出力電圧を安定化して制限するまでOUTが上昇します。これがregulateモードです。

レギュレーション中、過度の電圧はMOSFETにかかります。MOSFETの過熱を防ぐため、LTC4366はTIMERピンで過電圧レギュレーション時間を制限します。TIMERピンは、このピンが2.8Vを超すまで9 μ Aで充電されます。この時点で過電圧フォルトがセットされ、MOSFETはオフになり、LTC4366は9秒間の冷却期間に入ります。冷却期間中でも論理とタイマブロックはアクティブですが、GATEピンはOUTにプルされています。

オフにラッチされるバージョンのLTC4366-1では、 \overline{SD} ピンが1度“L”に入れられて再度“H”にトグルされるまでフォルトのままになります。フォルトがクリアされると、GATEは再びMOSFETをオンにすることができます。自動再開バージョンのLTC4366-2では、9秒間の後にフォルトをクリアし、再開します。

アプリケーション情報

通常のLTC4366のアプリケーションは、過電圧の過渡状態から負荷を守って電力を負荷に供給するシステムです。外付け部品の選択の詳細については以下のセクションで説明します。

デュアル・シャント・レギュレータ

LTC4366は外付けの電圧降下抵抗、 R_{SS} と R_{IN} と組み合わされたシャントレギュレータ2つを使用し、 V_{DD} とOUTピンに内部電源を発生します。シャントレギュレータで発生されたこれらの電源は、LTC4366内部回路の電圧定格とは無関係に、高電圧の過渡状態に無制限の過電圧保護を与えることを可能にします。

起動時、シャットダウン中、または過電圧フォルト後には、GATEピンはOUTピンにクランプされてMOSFETをオフにします。このため V_{SS} とOUTピンは出力の負荷と R_{SS} で接地にプルされます。この状態では、 V_{DD} ピンは12Vのシャントレギュレータで V_{SS} にクランプされます。 R_{IN} には全電源電圧から12Vを差し引いたものが印可され、これがシャント電流を決定します。このシャント電流は10mAにもなることがあり、これは V_{DD} ピンの通常の静止電流値、9 μ Aよりも数桁大きい値です。

通常動作ではOUTの電圧は入力電源と同じです。C1が完全に充電された状態では、 I_{C1} はこの時点ではゼロです。この状態では、OUTと V_{SS} ピンの間の電圧は5.7Vのシャントレギュレータでクランプされています。入力電源減圧から5.7Vを差し引いたものが R_{SS} に印可されます。 R_{SS} の電流は、5.7Vのシャント電流、OUTと V_{SS} の間のバイアス電流、 R_{IN} 電流の3つに分割されます。5.7Vのシャント電流は10mAにもなることがあ

り、これは通常のOUTバイアス電流、160 μ Aを大きく超えるものです。

ターンオン・シーケンス

V_{DD} ピンと V_{SS} ピンの間の電圧は、入力電源が上昇した後で12Vにシャントで定電圧化されます。次いで、内部で生成される V_{CC} 電源が30 μ sの電源オン時のリセット・パルスを出し、これがフォルト・ラッチをクリアにして内部ラッチを初期化します。次いで、 \overline{SD} ピンが外部から“L”にプルされているかどうかをシャットダウン・コンパレータが決定し、“L”の場合は低バイアス電流のシャットダウン・ステートをリクエストします。そうでない場合は、外付けのMOSFET、M1がオンにされます。

V_{DD} ピンからの7.5 μ AのGATEプルアップ電流源をオンにすると、MOSFETのゲートをオンにする「ブートストラップ」方式とでも呼べるものが開始されます。GATEがひとたび V_{DD} ピンの電圧(からショットキー・ダイオードを差し引いたもの)に達すると、7.5 μ Aの電源はヘッドルームを失ってGATEへの充電を停止します(図2の波形の中央部)。このブートストラップ方式は、GATEの増加終了後にC1が十分な電圧まで充電されることが必要です。これが十分あれば、C1の電圧はチャージポンプの電源として使用され、これがゲートを最終値であるOUTの12V上まで充電します。チャージポンプの電流がC1の充電電流を超すと、C1は放電します。電圧が4.35Vより下がれば、チャージポンプは停止してC1は再度充電を始めます。

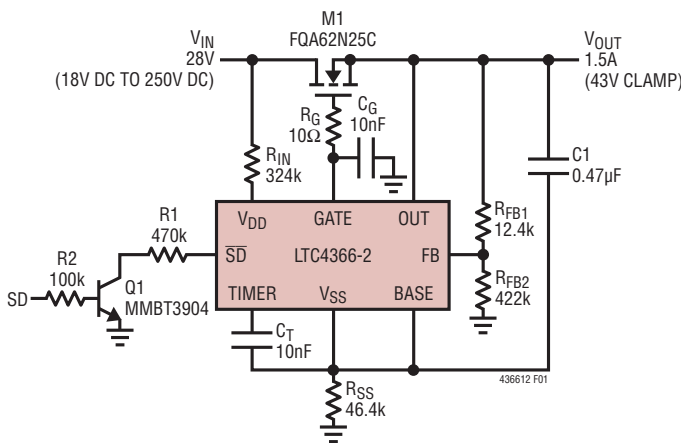


図1. 標準的応用例

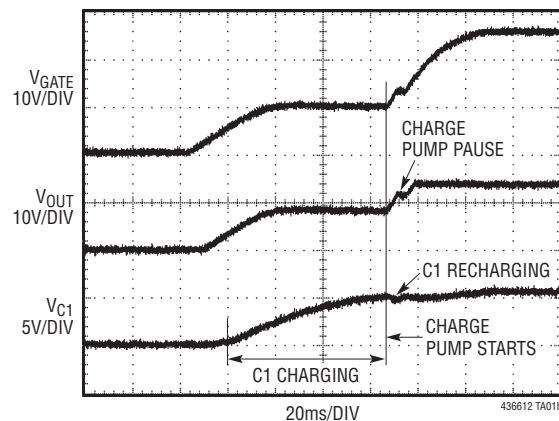


図2. 始動時の波形

アプリケーション情報

C1の充電には不十分な電源電圧で起動し、負荷電流が大きい場合、MOSFETの過熱を招いて、そのため損傷が起こることがあります。ゲートと出力が上昇中は、MOSFETにかかる電圧降下は入力電圧から出力を差し引いたものです。電源電圧がC1の充電に不十分な場合、出力は電源電圧からMOSFETのしきい値を差し引いたものよりも高くなることできません。このMOSFETにかかる3~5Vの電圧降下は、大きな負荷電流と相まって保護もタイムアウト制限もない電力損失となります。

過電圧フォルト

LTC4366は入力電源の過電圧が負荷に到達することを防ぎます。通常、パス・トランジスタは完全にオン状態であり、非常に小さな電圧降下で負荷に給電します。入力電圧が増加するにつれて、OUTの電圧はレギュレーション・ポイント(V_{REG})に達するまで増加します。このポイントから先の電圧増加はMOSFETでの電圧降下となります。MOSFETはオンのままであるので、LTC4366は短い過電圧イベント中でも動作を継続します。

V_{REG}ポイントは2つの帰還抵抗、R_{FB1}とR_{FB2}で設定します。レギュレーション・アンプはFBピンをOUTより1.23V下のしきい値と比較します。レギュレーション中、R_{FB1}での電圧降下は1.23Vで、V_{REG}の残りの電圧はR_{FB2}での電圧降下となります。

出力がレギュレーション・ポイントにある場合、タイマが起動してMOSFETでの過剰な電力損失を防ぎます。TIMERピンは通常1.8μAのプルダウン電流で“L”に保たれます。レギュレーション中、TIMERピンは9μAで充電されます。レギュレーション・ポイントが十分長く保持されてTIMERピンが2.8Vに達すると、過電圧フォルトがラッチされます。タイマのコンデンサ値の計算式は以下のようになります。

$$C_T = 3.5 \cdot t [nF/ms]$$

バージョンによって、LTC4366-2は冷却後自動的に再起動し、LTC4366-1はSDピンがシャットダウンをアクティブにしてその後起動コマンドが来るまでオフにラッチされます。冷却時間は通常9秒間で、これは大変低いパルス・パワー・デューティサイクルとなります。

入力電源過電圧と全負荷電流で起動すると、MOSFETでの電力損失を、過電圧サージでのものを大きく超えるほど増加させます。ゲート電圧、出力電圧の上昇中、電源電圧の1部は(全電流で)MOSFETでの電圧降下となります。始動後は、MOSFETをシャットダウンする前に通常の過電圧サージが(タイムアウトを伴って)起こります。設計例のセクションでは、MOSFETの安全動作領域(SOA)の計算に通常の過電圧サージのみを考慮します。過電圧への始動は、その他のSOA事項を考慮する必要があります。

シャットダウン

LTC4366は低電流(20μA未満)のシャットダウン・ステートを持ち、これがGATEとOUTピンをともにスイッチされた抵抗とともに結びつけて、パスFETをオフにします。通常の動作条件では、SDピンは1.6μAの電流源でV_{DD}ピンの電圧にプルアップされています。シャットダウン・ステートを使用しない場合はSDピンをV_{DD}に接続してください。

SDピンを700μsのフィルター時間よりも長くV_{DD}ピン電圧より1.5V低く保つと、シャットダウン・ステートがオンになります。このフィルター時間は、過渡時間中に意図しないシャットダウンが起こることを防ぎます。SDピンはV_{SS}よりも0.7V低くダイオードでクランプされており、これにはプルダウン・デバイスで電流制限(最大10mA)が必要です。この電流を制限する1つの方法は、オープンコレクタのプルダウン・デバイスと直列に外付けで470kΩの抵抗を接続することです。外部にプルダウンを設けると内部の1.6μAのプルアップ電流源が無視されて、SDピンがシャットダウンしきい値を超えることができますようになります。

アプリケーション情報

過電圧フォルト後にデバイスをシャットダウンに入れるとフォルトがクリアされ、LTC4366がシャットダウン状態から抜ければ動作を再開できるようになります。

出力短絡

出力が急に短絡されると、LTC4366のGATEピンにゲート・コンデンサ、 C_G から過度の電流が供給されます。GATEピンは内部でOUTに10~12Vにクランプされています。GATEピンが C_G で高く保持されているときにOUTピンが“L”にプルされると、クランプは電圧が超過した時に C_G を放電しようとしてクランプに損傷が起きます。これを避けるには、図3に示すように1k Ω の抵抗 R_S をバイパス・ダイオードとともに C_G と直列に挿入してください。このダイオードがあると、電源電圧の過電圧発生時にMOSFETのドレインからゲートのコンデンサへと移動するエネルギーをコンデンサへとバイパスできます。

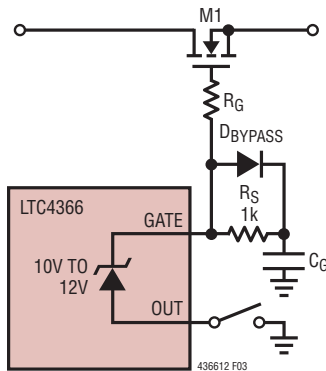


図3. 出力短絡保護

抵抗の定格電力

図1に示す抵抗 R_{SS} の定格電力は適切なものを考慮してください。過電圧中、OUTピンは安定化された電圧(V_{REG})にありますので、 R_{SS} にかかる電圧は V_{REG} から5.7Vを差し引いたものです。電源電圧を最小限に抑えると R_{SS} の値を低く抑えることができます。したがって、最小電源電圧と安定化された電圧の差が大きいと、 R_{SS} に大きい電力抵抗が必要になります。

過電圧の冷却期間中には R_{IN} にかかる電圧降下はフルの電源電圧から12Vを差し引いたものにまでなります。通常 R_{IN} の値は R_{SS} の数倍になり、このため R_{SS} に要する定格電力とサイズは低くなります。

外付けPNPトランジスタ

場合によっては R_{SS} の電力抵抗は物理的に大きなものになります。図4に示すように、大きな値の R_{SS} (これが定格電力とサイズを小さくする)をPNPトランジスタとともに使用することができます。BASEピンから供給される0.8 μ Aに加えて、PNPトランジスタからのベース電流は R_{SS} を通る必要があります。このため R_{SS} の最大値を低く抑えることができます。場合によってはPNPトランジスタの最小 β は35まで低くとることができます。このとき、 V_{SS} の電流が350 μ Aの場合、ベース電流は10 μ Aになります。つまり、PNPトランジスタを使用しない場合に比べて R_{SS} は35(β)倍大きい抵抗値を使用できます。

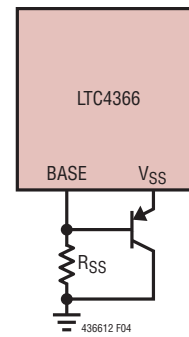


図4. 外付けPNPトランジスタのオプション

最小電源電圧

最小の電源電圧の条件で設計を行う際には、 C_1 を4.75Vまで充電できるように R_{SS} と R_{IN} を選択する必要があります。最小電源電圧を決定するパラメータには、 C_1 電圧、MOSFETのしきい値電圧、直列ショットキーダイオード電圧降下、 R_{SS} と R_{IN} の抵抗値、 V_{DD} ピンの電流値、 V_{SS} ピンからの電流値があります(図5参照)。

アプリケーション情報

$$V_{IN(MIN)} = (I_{VDD} \cdot R_{IN}) + V_D + V_{TH} + V_{C1} + (I_{VSS} \cdot R_{SS})$$

上のパラメータについて電気的特性を用いると次のようになります。

$$V_{C1} = V_{UVLO2} = 4.75V \text{ (UVLO2 しきい値)}$$

$$I_{VDD} = I_{VDD(STH)} = 9\mu A \text{ (始動時の } I_{VDD} \text{、ゲートは" H")}$$

$$I_{VSS} = I_{VSS(AMP)} = 45\mu A \text{ (レギュレーション・アンプとの } I_{VSS} \text{)}$$

$$V_D = 0.58V$$

$$V_{IN(MIN)} = (9\mu A \cdot R_{IN}) + 0.58V + V_{TH} + 4.75V + (45\mu A \cdot R_{SS})$$

MOSFETが完全にオンになったとき、OUTピンの電圧は電源電圧に等しくなります。この場合チャージポンプはV_{SS}を160μAまで増加させますので、最小電源電圧にさらに制約が加わります。C1の電圧は5.7Vでクランプされることになっています。こうした値は電気的特性のV_{Z(OUT)}とI_{VSS(CP)}(チャージポンプ・オン)で規定されています。

$$V_{IN(MIN)} = V_{Z(OUT)} + (I_{VSS(CP)} \cdot R_{SS})$$

または

$$V_{IN(MIN)} = 5.7V + (160\mu A \cdot R_{SS})$$

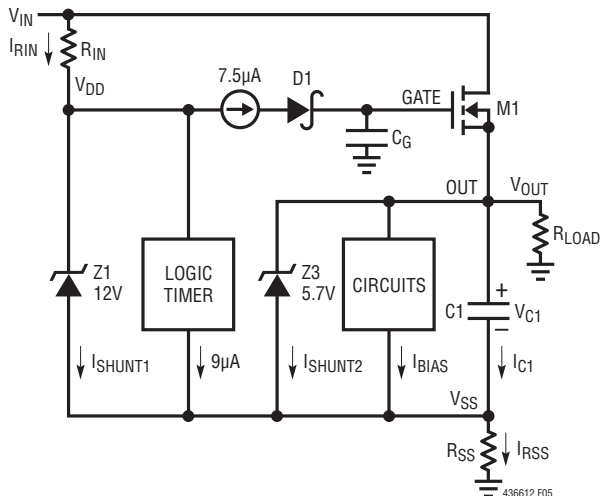


図5. 簡略ブロック図

最後のV_{IN(MIN)}の式がR_{SS}の最大値を与えます。R_{SS}選択後、そのR_{SS}に対するR_{IN}の最大値をV_{IN(MIN)}の最初の式で計算します。

$$R_{SS(MAX)} = \frac{V_{IN(MIN)} - 5.7V}{160\mu A}$$

$$R_{IN(MAX)} = \frac{V_{IN(MIN)} - 4.75V - 0.58V - V_{TH} - (45\mu A \cdot R_{SS})}{9\mu A}$$

これら2つの式が、チャージポンプをオンにするのに必要なV_{C1}を満たしつつ、R_{SS}とR_{IN}(電力損失を軽減する)の値を最大にします。最小電源電圧よりも上に電源電圧を上昇させると、C1の充電に要する時間を減少しつつ、R_{SS}に流れる電流とその消費電力を増加します。より小さなR_{SS(MAX)}を要する条件については、最大電源電圧での始動のセクションで解説します。

最大電源電圧での始動

始動時にも最大過電圧電源が起こることがあります。過電圧保護回路は、負荷に高電圧がかかる前にウェイクアップする必要があります。動的には、C1の充電中にGATE電圧は上昇します。C1は、OUTピンの電圧が過電圧レギュレーション電圧のV_{REG}を超す前に、2.55VのUVO1しきい値まで充電されてレギュレーション・アンプをオンにする必要があります。こうした条件は、R_{SS}の値を上記の最小電源電圧始動で決まる最大値よりも小さくすることがあります。

R_{SS}を通る電流がV_{SS}ピンから供給される電流(特にI_{RIN})を超すと、C1への充電が始まります。I_{RIN} = I_{RSS}の場合のV_{SS}ピンの電圧は、このときV_{SS(MATCH)}とします。V_{SS}ピンの電圧は、電源電圧からV_{DD} ~ V_{SS}間でのツェナーダイオードでのクランプ電圧を差し引いた後の、R_{IN}とR_{SS}で構成される電圧分割器の中間の電圧となります。

$$V_{SS(MATCH)} = \frac{R_{SS}}{R_{SS} + R_{IN}} \cdot (V_{IN(MAX)} - V_Z(VDD))$$

V_{IN}が増加するにつれてV_{SS(MATCH)}の電圧も増加します。一致電圧が過電圧レギュレーション電圧(V_{REG})を超えると、負荷の保護は無くなります。これは、V_{SS}がすでにV_{REG}を超してもC1は2.55Vまで充電されなければならないためです。OUT

アプリケーション情報

ピンの電圧は V_{SS} よりも少なくとも 2.55V 高いので、規定の最大電圧を超してしまいます。一致電圧を (電源電圧が最大るとき) V_{REG} よりも十分低く (少なくとも 2.55V) 取ると、 $C1$ が時間内に充電を終了して過電圧から負荷を保護します。実際には V_{SS} ピンの電圧を V_{REG} よりも 7V 低く取ると、 $C1$ 充電のために必要なマージンを確保できます。

$$V_{SS(MATCH)(MAX)} = V_{REG} - 7V$$

R_{SS} を増加させると一致電圧を増加できますので、過電圧から保護のできる最大の R_{SS} の値を決定するようにしてください。 $I_{RIN} = I_{RSS}$ を用いると次のようになります。

$$R_{SS} = R_{IN} \cdot \frac{V_{RSS}}{V_{RIN}}$$

ここで、

$$V_{RSS} = V_{SS(MATCH)(MAX)} = V_{REG} - 7V$$

$$V_{RIN} = V_{IN} - V_{Z(VDD)} - V_{RSS}$$

これらを代入すると次が得られます。

$$R_{SS(MAX)} = \frac{R_{IN} \cdot (V_{REG} - 7V)}{V_{IN(MAX)} - 12V - (V_{REG} - 7V)}$$

$$R_{SS(MAX)} = \frac{R_{IN} \cdot (V_{REG} - 7V)}{V_{IN(MAX)} - 5V - V_{REG}}$$

$R_{SS} < R_{SS(MAX)}$ の条件を満たすとき、次式が成り立ちます。

$$V_{SS(MATCH)} < V_{SS(MATCH)(MAX)}$$

$C1$ はチャージポンプをバイパスし、少なくとも 0.22 μ F を要します。 $C1$ のサイズにも制限が必要です。ゲートコンデンサ (C_G) で最大出力コンデンサ $C1_{(MAX)}$ の値がほぼ決まり、これは OUT の電圧が過電圧しきい値を超す前に 2.55V の $UVLO1$ しきい値 (V_{UVLO1}) にまで充電されます。

$$C1_{(MAX)} = \frac{-C_G \cdot (R_{SS} + R_{IN}) (V_{REG} - V_{SS(MATCH)})}{I_G \cdot R_{SS} \cdot R_{IN} \cdot \ln \left[1 - \frac{2 \cdot V_{UVLO1}}{V_{REG} - V_{SS(MATCH)}} \right]}$$

多くの場合次式に従ってください。

$$C1_{(MAX)} = 10 \cdot C_G \sim 100 \cdot C_G$$

ゲート・コンデンサ (C_G)

ゲート・コンデンサ (C_G) には 3 つの機能があります。1 つめの機能は、過電圧トランジェント時に MOSFET のゲート-ドレイン間容量から電荷を吸収することです。2 つめとして、このコンデンサは、過電圧レギュレーション・アンプの補償素子として機能します。安定性を保証するための C_G の最小値は 2nF です。さらに 3 つめの機能として、 C_G は GATE ピンと OUT ピンのスルーレートを決定します。GATE ピンの電圧は $20\mu A/C_G$ の勾配で上昇します。この勾配によって負荷コンデンサへの充電電流が決まります。

$$I_{INRUSH} = \frac{C_{LOAD}}{C_G} \cdot I_G$$

C_G の電圧定格は、レギュレーション電圧 (V_{REG}) より高くないければなりません。

MOSFET の選択

LTC4366 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 $V_{(BR)DSS}$ 、スレッショルド電圧、および SOA です。

最大許容ドレイン-ソース間電圧は電源電圧より高くないければなりません。出力がグランドに短絡するか、または過電圧が生じている間、全電源電圧が MOSFET の両端に生じます。

MOSFET のしきい値は最小電源電圧での始動計算に使用します。電源減圧が 12V 未満のアプリケーションでは、論理レベル MOSFET が必要です。12V 以上では標準しきい値の N チャネル MOSFET で十分です。

MOSFET の SOA はすべてのフォルト状態を包含する必要があります。通常動作では、パス・トランジスタは完全にオン状態であり、非常にわずかの電力しか消費しません。ただし、過電圧フォルトの間は、GATE ピンがサーボ制御され、MOSFET を介して出力の電圧を安定制御します。このような場合、MOSFET 両端に大きな電流と高い電圧降下がともに生じます。フォルト・タイマ・コンデンサの選択とともに、MOSFET の SOA 曲線を注意深く検討する必要があります。

アプリケーション情報

レイアウトに関する検討事項

\overline{SD} 、 V_{DD} 、および GATE ピンのインピーダンスは高く、接地への漏れ電流を受けやすくなっています。例えば、 \overline{SD} から接地への漏れ電流が $1.6\mu\text{A}$ を超えると、シャットダウン・ステートに入ってしまいます。漏れ電流によるシステムの誤動作の危険を低く抑えるには、接地トレースからの距離を取り、露出したピンに絶縁保護コーティングを施すと効果があります。

バイパスコンデンサ、 C_1 を OUT ピン、 V_{SS} ピンにできるだけ近く配置することは重要です。MOSFET のゲートピンに 10Ω の抵抗をできるだけ近く配置してください。こうすると MOSFET の自己発振をもたらすトレースの浮遊容量が少なくなります。

FB ピンはレギュレーション・ループが閉じているときには浮遊容量に敏感です。この容量負荷の1つの悪影響としては、過電圧レギュレーション中の出力の発振が挙げられます。抵抗、 R_{FB1} と R_{FB2} はピンの近くに配置し、FB トレース自身はできるだけ小さく作ってください。

設計例

概要

設計はまず最小入力電圧での始動の式で R_{SS} と R_{IN} の値を計算するところから始めます。これらの値はさらに検討を加えて、最大入力電圧始動条件と C_1 への充電に要する適切な電流の条件を満たす必要があります。その他の回路素子の値は入力パラメータに従って計算します。

この例では次の入力パラメータを使用します。

$V_{SUPPLY(MIN)} = 18\text{V}$ 、 $V_{REG} = 43\text{V}$ 、 $V_{IN(MAX)} = 250\text{V}$ 、 $I_{LOAD} = 1.5\text{A}$ (始動時)、 $I_{LOAD} = 3\text{A}$ (始動終了時)、 $V_{TH} = 5\text{V}$

この例で使用する重要な電気的特性表のパラメータは表 1 にまとめます。

ステップ1: R_{SS} の最大値

この設計例 (図 6) では、部品のサイズはまずチャージポンプがオンになった後の始動期間を検討します。ここでの目的は入力電圧が最大値のときにも動作ができるように R_{SS} の抵抗値を最大にすることです。

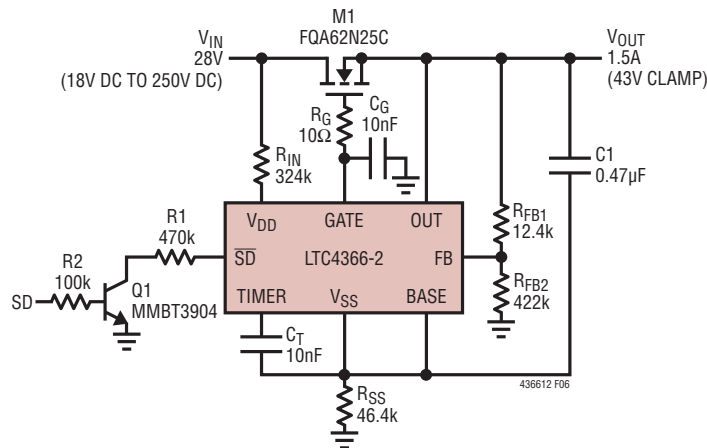


図 6. 過電圧保護された 28V、1.5A の電源回路

アプリケーション情報

表1. 設計例で使用する電気的パラメータ

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYP	MAX
V _{Z(OUT)}	OUT Shunt Reg. Voltage	I = 1mA, BASE = 0V	5.7V	6.0V
V _{UVLO2}	OUT Undervoltage Lockout 2	Rising	4.75V	4.9V
I _{VSS(CP)}	V _{SS} Pin Current – Charge Pump On		-160μA	-230μA
I _{VSS(AMP)}	V _{SS} Pin Current – Regulation Amplifier On		-45μA	-72μA
I _{VDD(STH)}	V _{DD} Pin Current – Start-Up, Gate High	GATE Open, V _{DD} = 7V, OUT = 0V	9μA	13μA
I _{GATE(ST)}	GATE Pin Current – Start-Up	GATE = OUT = 0V	-7.5μA	-11μA
V _{UVLO1}	OUT Undervoltage Lockout 1	Rising	2.55V	2.75V

チャージポンプがオンになった後では、V_{SS}の電流は160μA（最悪の場合は230μA、表1参照）に、OUT電圧の最終値は最小電源電圧と等しくなります。C1の電圧は5.7V（最悪の場合は6.0V）にクランプされます。

$$R_{SS(MAX)} = \frac{V_{IN(MIN)} - V_{Z(OUT)}}{I_{VSS(CP)}}$$

$$R_{SS(MAX)} = \frac{18V - 6V}{230\mu A} = 52.3k$$

ステップ2: R_{IN}の決定

抵抗R_{IN}の値は計算したR_{SS}の値を用いて計算します。チャージポンプが始動する最大低電圧ロックアウト2 (V_{UVLO2})のしきい値は4.9Vで、R_{IN}はC1をこの4.9Vに充電するのに十分な余裕があるように選択します。R_{IN}を決定するパラメータには次のものがあります。最小電源電圧、C1の最終的な電圧、MOSFETのしきい値、R_{SS}、V_{SS}ピンでの72μAの最大電流（レギュレーション・アンプはオン、I_{VSS(AMP)}）、それにV_{DD}ピンでの13μAの最大始動電流（I_{VDD(STH)}）です。

$$R_{IN(MAX)} = \frac{V_{IN(MIN)} - V_{UVLO2} - V_D - V_{TH} - (I_{SS(AMP)} \cdot R_{SS})}{I_{VDD(STH)}}$$

$$R_{IN(MAX)} = \frac{18V - 4.9V - 0.58V - 5V - (72\mu A \cdot 52.3k)}{13\mu A}$$

$$R_{IN(MAX)} = 287k$$

ステップ3: R_{SS(MAX)}の決定

場合によってはこのR_{SS}の値は最大入力電圧が出力に到達する前にC1を充電し、過電圧アンプに電力を供給するには大きすぎます。I_{RIN} = I_{RSS}のときのV_{SS}ピンの電圧は一致電圧（V_{SS(MATCH)}）と呼ばれます。一致電圧を（電源電圧が最大するとき）V_{REG}よりも十分低く（少なくとも7V）取ると、C1が時間内に充電を終了して過電圧から負荷を保護します。

$$R_{SS(MAX)} = \frac{R_{IN} \cdot (V_{REG} - 7V)}{V_{IN(MAX)} - 5V - V_{REG}}$$

$$R_{SS(MAX)} = \frac{287k \cdot (43V - 7V)}{250V - 5V - 43V} = 51.1k$$

この場合ステップ1で計算したR_{SS}の値、52.3kは大きすぎます。

ステップ4: より小さいR_{SS}で再度計算

R_{SS}として次に考えられる51.1k (R_{SS(MAX)})を用いて、次のようにR_{IN}とR_{SS(MAX)}を計算します。

$$R_{IN} = \frac{18V - 4.9V - 0.58V - 5V - (72\mu A \cdot 51.1k)}{13\mu A}$$

$$R_{IN} = 294k$$

$$R_{SS(MAX)} = \frac{294k \cdot (43V - 7V)}{250V - 5V - 43V} = 52.3k$$

この場合、R_{SS}の値である51.1kはR_{SS(MAX)}より小さく、これで大丈夫なことが分ります。

アプリケーション情報

ステップ5: C_G 、 $C1(MAX)$ の決定と R_{SS} のチェック

ゲートのコンデンサ(C_G)はゲートのスルーレートを決定し、またOUTピンの出力電圧はGATEピンの電圧に追従しますので、OUTピンのスルーレートもこのコンデンサで決まります。GATEピンの電圧は始動時には $7.5\mu A/C_G$ のスロープで、またチャージポンプがオンの場合は $20\mu A/C_G$ で上昇します。このスロープを制限すると負荷コンデンサを充電する突入電流を次式のように制限します。

$$I_{INRUSH} = \frac{C_{LOAD}}{C_G} \cdot I_G$$

この例では C_G は $10nF$ にしており、これは $330\mu F$ の C_{LOAD} に対して突入電流を $660mA$ に制限します。

$C1$ はOUTピンと V_{SS} ピンの間の回路のバイパスコンデンサとして使用しています。 $C1$ はまたこれらのピンの間の電圧をクランプするシャントレギュレータを安定にし、レギュレータを安定にする最小の $C1$ の値は $0.22\mu F$ です。OUTピンの過渡電圧から V_{SS} の回路を防ぐには、 $C1$ にはより大きい $0.47\mu F$ の値の使用を推奨します。

過電圧への始動は、 $C1$ の値に上限を与えます。 C_G 、 R_{SS} 、 R_{VIN} の値が $C1$ の最大値を決定し、この $C1$ の電圧が、OUTピンの電圧が過電圧しきい値を超す前にUVLO1に到達してレギュレーション・アンプに電力を供給します。ここで用いた $C1$ の推奨値($0.47\mu F$)が $C1$ の許容最大値を超す場合は、より小さな R_{SS} を使用して $C1(MAX)$ の新たな値を計算し直します。 $V_{SS(MATCH)}$ の計算から始めます。

$$V_{SS(MATCH)} = \frac{R_{SS}}{R_{SS} + R_{VIN}} \cdot (V_{IN} - V_Z(VDD))$$

1%の許容誤差内で最悪の、 R_{SS} の最大値($51.6k$)と R_{VIN} の最小値($291k$)を用いると、次のようになります。

$$V_{SS(MATCH)} = 35.8V$$

$$C1(MAX) = \frac{-C_G \cdot (R_{SS} + R_{IN}) \cdot (V_{REG} - V_{SS(MATCH)})}{I_G \cdot R_{SS} \cdot R_{IN} \cdot \ln \left[1 - \frac{2 \cdot V_{UVLO1}}{V_{REG} - V_{SS(MATCH)}} \right]}$$

ゲート電流の典型値 $7.5\mu A$ の代わりに $11\mu A$ 、最小UVLO1しきい値の最悪値 $2.75V$ では次のようになります。

$$C1(MAX) = \frac{-10nF \cdot (51.6k + 291k) \cdot (43V - 35.8V)}{11\mu A \cdot 51.6k \cdot 291k \cdot \ln \left[1 - \frac{2 \cdot 2.75V}{43V - 35.8V} \right]}$$

または

$$C1(MAX) = 0.1\mu F$$

$C1$ に関するこの限度値は、シャントレギュレータの安定性要件($C1 > 0.22\mu F$)を満たしません。

$C1$ により大きい値が必要であれば、 R_{SS} を低くする必要があります。 R_{SS} の低い方の限度値は $48.7k$ で、その場合 R_{IN} は $309k$ 、 $C1$ の最大値は $0.27\mu F$ となります。次に低い値の $46.4k$ では R_{VIN} は $324k$ となり、 $C1$ の最悪値は $0.49\mu F$ となります。 $C1$ の値を大きく取ると回路が過渡電圧に対して強くなりますが、電流は少し増えます。したがって、 $C1$ を $0.47\mu F$ にできるような部品の選定を推奨します。

$46.4k$ と低くした R_{SS} の値は、OUTの電圧が過電圧しきい値を超す前に $C1$ が $2.55V$ のUVLO1しきい値に充電されることを保証できるように $C1$ の上昇速度を設定する、全ての部品の許容誤差を考慮するものです。

ステップ6: R_{FB1} 、 R_{FB2} の決定

過電圧を $43V$ に安定化するように帰還抵抗 R_{FB1} と R_{FB2} を選択します。これらの抵抗値を手早く選択する1つの方法は、 $100\mu A$ または $1.2V$ を $12.4k$ の R_{FB1} に加えることです。 R_{FB2} での電圧降下は安定化された電圧の残りとなります。この残りを $100\mu A$ で割ると R_{FB2} の値が求められます。この例では R_{FB2} には $41.8V$ の電圧降下が現れます。 $100\mu A$ で割ると、抵抗値は $422k$ となります。

ステップ7: C_T 、 $R1$ の決定

過電圧中MOSFETの消費する電力は、負荷電流と、電源側、レギュレーション側電圧の差に依存します。MOSFETでの消費電力を安全な範囲に納めておく必要があります。パワーMOSFETのデータシートには最大安全動作曲線があり、固定時間幅のパルスに対する電流対ドレイン・ソース電圧が示されています。DCから $10\mu s$ にわたる他のパルス時間幅につい

アプリケーション情報

では1つのグラフに示されています。異なる動作曲線は通常一定の、電力の2乗に時間をかけたもの (P^2t) に従います。電力が分かっているので、タイマコンデンサを調節して過電圧中の P^2t を制限します。この例ではMOSFETのデータシートは10msの単一パルスに対して $6400W^2s$ P^2t を示しています。

このアプリケーションではMOSFETには(250V-43V)の電圧が3Aでかかっています。この電力が16.5ms未満だけMOSFETにかかるとすると、 P^2t の制限は守られます。

$$P = (250V - 43V) \cdot 3A = 621W$$

$$P^2t = (621W)^2 \cdot 16.5ms = 6363W^2s$$

出力が43Vに安定化される直前に出力は28Vから43Vにランプアップします。このランプ時間は10nFコンデンサを充電する $20\mu A$ のゲート電流に基づいて決まります。次の式を使ってランプ時間を計算します。

$$\Delta t = \frac{C_G \cdot \Delta V}{I_G} = \frac{10nF \cdot 15V}{20\mu A} = 7.5ms$$

安全性を確保するため、ここでは過電圧時間を10msに設定します。また、レギュレーション時間は2.5ms (10msの過電圧時間からランプ時間を差し引いた残り時間) にします。この例では、250Vの過電圧は10msの期間続く一定のDC電圧であると仮定しています。この期間は、250Vまで $70\mu s$ のサージ (1.6msで減衰) を規定しているMil-Std-1275の要件を超えています。次式 ($9\mu A$ で充電) を用いて C_T を以下のように算出します。

$$C_T = I_T \cdot \frac{\Delta t}{\Delta V} = 9\mu A \cdot \frac{2.5ms}{2.5V} \approx 10nF$$

\overline{SD} ピンの電流(最大10mA)を制限するため、 Q_2 と直列にコレクタ抵抗 R_1 が必要です。この抵抗の最大値は約5Mです。これは、プルダウンで \overline{SD} から $1.6\mu A$ を引き出し、 V_{DD} が12Vでクランプされているためです。高抵抗値の抵抗は漏れ電流の影響を受けやすいので、ここでは R_1 に470kを選択します。 R_2 は Q_2 のベースにESD保護を与えます。

ゲート抵抗 R_G は、MOSFETの浮遊自己発振の元となる Q_1 のゲートノードのトレースによる浮遊容量を抑えます。 R_G の推奨値は 10Ω です。

高電圧アプリケーション

図7の回路は110V AC (160Vに整流) を入力とし、誤って220V ACに接続されたときに出力を200V未満に抑えて負荷を保護します。この回路の動作範囲は100V ~ 800V V_{IN} で、最大入力電圧はFETの破壊電圧で制限されています。 C_1 は $0.47\mu F$ でチャージポンプにバイパスを与え、これは外部の過渡電圧からのノイズ耐性を与えるのに十分です。タイマのコンデンサは1msの過電圧レギュレーションを与えるように設定されており、これがこのMOSFETの $640W^2s$ 未満に P^2t を抑えます。

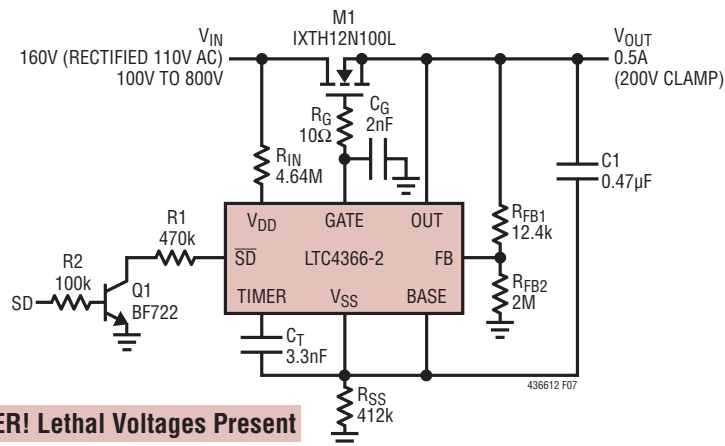


図7. 220V ACから保護された110V ACから整流された電源

アプリケーション情報

28V 車載アプリケーション

図8の回路は、図6の標準の28Vアプリケーションに逆電圧保護を加えたものです。この回路には3つのモードがあります。入力18V～41VのときのパスFETオン、入力に43Vを超える電圧が印可されたときの出力の43Vでのクランプ、最後に入力で-250Vまでの電圧が印可されたときの逆電圧保護です。

逆電圧保護は図8の点線の内側の回路で与えられます。入力に正の電圧が加えられると、まずD3とQ2の順方向バイアスされたベース・コレクタ接合が、M2のゲートが入力電圧からこの2つのダイオードの電圧降下を差し引いた値に追随するようにします。この条件下では、M2のボディのダイオードはLTC4366に電力を伝えます。LTC4366が動作を開始すると、これがM1とM2のゲートを(D1経由で)完全に導通状態にします。M1とM2は導通FETとなり、負荷への低インピーダンスの経路となります。過電圧条件では、D1は入力の過剰な正電圧をブロックしてLTC4366のGATEピンに到達しないようにします。D4は入力18V～41Vのときに電流がR6に流れないようにし、D3は入力電源がオンになるときにQ2のエミッタ・ベースが破壊されるのを防ぎます。

入力電圧が逆電圧の場合は、R6からの電流が(D4経由で)R5に順方向ダイオード電圧降下を生じさせてQ2をオンとします。このときQ2はM2のゲートを入力電圧に保持してM2をオフとします。このため負の入力電圧はM1と負荷に達しません。D2は、M2のゲートが負の場合にLTC4366のGATEピンを接地にクランプして、このピンを保護します。

低電圧アプリケーション

最後のページの回路(サージ保護された車載電源)は最小入力電圧9Vから始動します。9Vでも正常に始動し、かつ100Vまでの入力電圧に対して出力電圧を18Vにクランプするには、R_{SS}の値は小さく(1.91k)取る必要があります。ここで用いるFETは、始動要件を容易にするためしきい値は3Vです。タイマのコンデンサは2.5msの過電圧レギュレーションを与えるように設定されており、これがこのMOSFETの420W²s未満にP_tを抑えます。

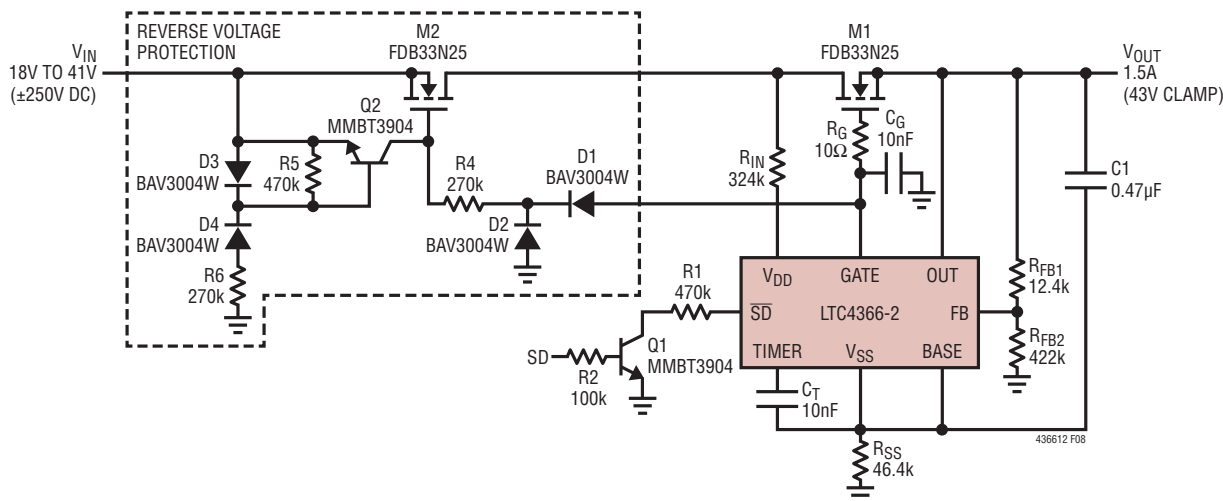
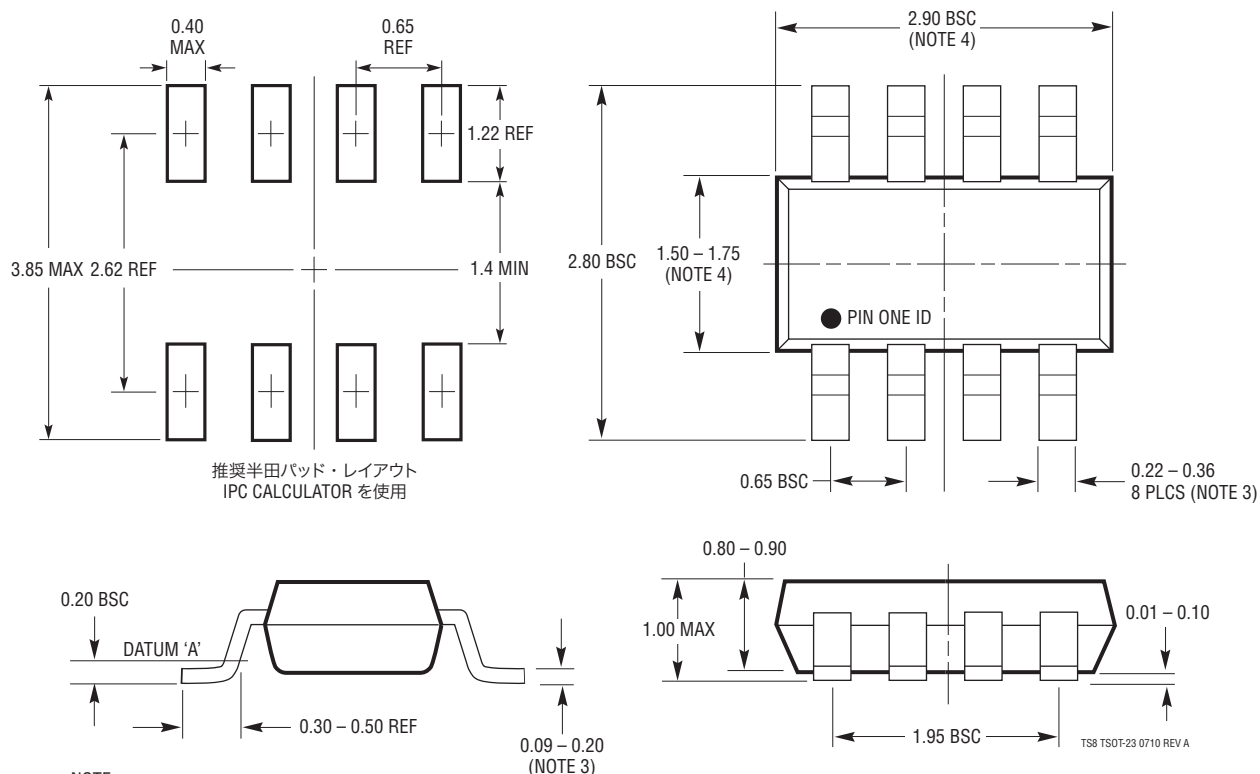


図8. 逆電圧保護付き28Vの車載アプリケーション

パッケージ

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

TS8 Package
8-Lead Plastic TSOT-23
 (Reference LTC DWG # 05-08-1637 Rev A)



推奨半田パッド・レイアウト
 IPC CALCULATOR を使用

NOTE:

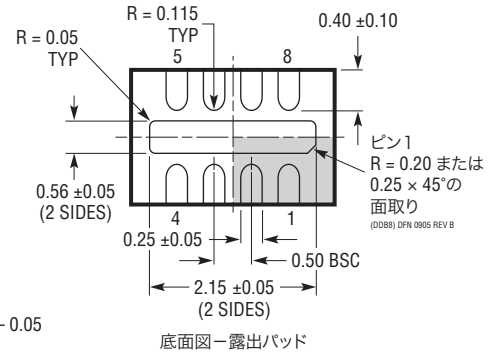
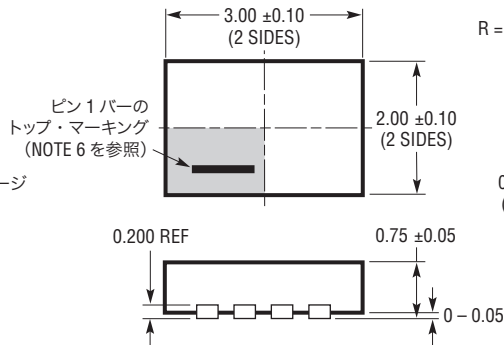
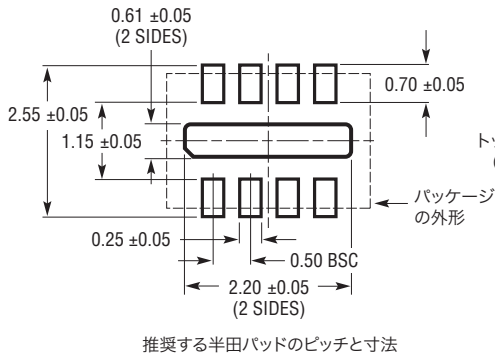
1. 寸法はミリメートル
2. 図は実寸とは異なる
3. 寸法には半田を含む
4. 寸法にはモールドのバリやメタルのバリを含まない
5. モールドのバリは 0.254mm を超えてはならない
6. JEDEC パッケージ参照番号は MO-193

LTC4366-1/LTC4366-2

パッケージ

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

DDB Package 8-Lead Plastic DFN (3mm × 2mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1702 Rev B)



NOTE:

1. 図面は JEDEC のパッケージ外形 MO-229 のバージョン (WECD-1) に適合
2. 図は実寸とは異なる
3. 全ての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。
モールドのバリは (もしあれば) 各サイドで 0.15mm を超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン 1 の位置の参考に過ぎない

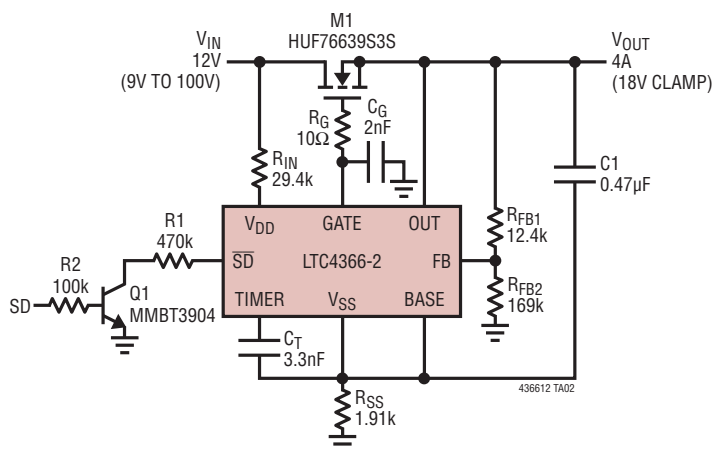
改訂履歴

REV	日付	概要	ページ番号
A	1/12	「特許出願中」の記述を追加	1
		「アプリケーション情報」セクションの図4を改訂	11
B	2/12	「MOSFETの選択」で過電流フォルトについての記述を削除	13
		図8のM2の向きを固定	18
C	8/12	シャットダウン時の電流を $<20\mu\text{A}$ から $<14\mu\text{A}$ に更新	1
		標準的応用例に使用されているMOSFETの製品番号とゲート・コンデンサの値を変更	1
		発注情報と仕様にMPグレードを追加	2、3、4、5
		グラフG12のX軸と、グラフG18とG21のY軸に、負符号を追加	6、7
		図1と図6のMOSFETの製品番号を変更	11、16
		「ゲート・コンデンサ(C_G)」セクションを追加	15
		設計例の I_{LOAD} 電流を5Aから3Aに変更	16
		ステップ5の計算によるC1の最大値を $0.27\mu\text{F}$ 、ワーストケース値を $0.49\mu\text{F}$ に更新	18
		ステップ7の計算値を更新、説明文を追加	19
		図7に使用されているMOSFETの製品番号とゲート・コンデンサの値を変更	19
D	8/13	簡略ブロック図: Regulateの図のアンプの入力極性を修正	9
		機能ブロック図: TIMERプルダウン電流に直列のスイッチを追加	9

LTC4366-1/LTC4366-2

標準的応用例

サージ保護付 12V 車載電源



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC1696	過電圧保護コントローラ	ThinSOT™パッケージ、2.7V～28V
LTC2909	トリプル/デュアル入力のUV/OVおよび負電圧モニタ	ピンで選択可能な入力極性により、負電圧およびOVのモニタが可能
LTC2912/LTC2913	シングル/デュアルのUV/OV電圧モニタ	調整可能なUVおよびOVトリップ値、スレッシュホールド精度:±1.5%
LTC2914	クワッドUV/OVモニタ	正負電源用
LTC3827/LTC3827-1	低IQ、デュアル同期整流式コントローラ	4V ≤ VIN ≤ 36V、0.8V ≤ VOUT ≤ 10V、静止電流80μA
LTC3835/LTC3835-1	低IQ、同期整流式降圧コントローラ	シングル・チャネルのLTC3827/LTC3827-1
LT3845	低IQ、同期整流式降圧コントローラ	4V ≤ VIN ≤ 60V、1.23V ≤ VOUT ≤ 36V、静止電流120μA
LTC3850	デュアル、550Hz、2フェーズ同期整流式降圧コントローラ	デュアルの位相180°のコントローラ、VIN 4V～24V、97%デューティサイクル、4mm×4mm QFN-28、SSOP-28パッケージ
LTC3890	低IQ、デュアル2フェーズ同期整流式降圧コントローラ	4V ≤ VIN ≤ 60V、0.8V ≤ VOUT ≤ 24V、静止電流50μA
LT4256	オープン回路検出付き正電圧48Vホットスワップコントローラ	フォールドバック電流制限、開放回路および過電流フォルト出力、最大80Vの電源
LTC4260	8ビットのADCとI ² C付き正高電圧ホットスワップコントローラ	広い動作範囲:8.5V～80V
LTC4352	理想MOSFET OR接続ダイオード	OR接続ダイオードに代わる外部NチャネルMOSFET、0V～18V
LTC4354	負電圧ダイオードORコントローラ	2個のNチャネルMOSFETを制御、1.2μs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	2個のNチャネルMOSFETを制御、0.4μsのターンオフ時間、80V動作
LT4363	高電圧サージ・ストップ	100Vの過電圧と過電流保護、ラッチオフと自動再開オプション
LTC4365	ウィンドウ・パッサー、過電圧、低電圧、逆電圧電源保護コントローラ	2.5V～34Vで動作、60V～-40Vから保護

436612fd