

500mA低ドロップアウト マイクロパワー負電圧 レギュレータ

特長

- 広範な出力コンデンサで安定動作
- 動作電流：45 μ A
- シャットダウン時電流：10 μ A
- 電流制限を調整可能
- 正または負シャットダウン・ロジック
- 低電圧リニア・ドロップアウト特性
- 固定5Vおよび可変電圧バージョン
- 逆出力電圧に対する高い耐久性

アプリケーション

- アナログ・システム
- モデム
- 計測機器
- A/DおよびD/Aコンバータ
- インタフェース・ドライバ
- バッテリ動作システム

概要

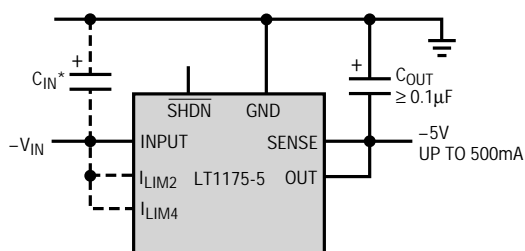
LT[®]1175は負電圧のマイクロパワー低ドロップアウト・レギュレータです。静止電流は通常動作時に45 μ Aで、シャットダウン時には10 μ Aに低下します。新しい基準アンプ・トポロジを採用することにより、高精度なDC特性を実現するとともに、きわめて広範な出力コンデンサにより、優れたループ安定度を維持することができます。また、ユニークなパワー・トランジスタの非飽和デザインにより、超低ドロップアウト電圧と高効率を実現しています。可変電圧および固定5Vバージョンも入手可能です。

LT1175はいくつかの新しい特長を備えているため、非常に使いやすくなっています。シャットダウン・ピンは正または負のロジック・レベルに直接インタフェース可能です。電流制限はユーザが200mA、400mA、600mA、800mAを選択できます。出力を逆電圧にしても損傷を受けたりラッチアップすることはありません。いくつかの初期のデザインのデバイスとは異なり、ドロップアウト状態での静止電流の増加はアクティブに制限されます。LT1175は、電流制限、電力制限、および熱シャットダウン機能により、完全に破壊保護が行われています。マイクロパワー動作電流での高温動作問題に特別な配慮がなされ、無負荷状態での出力電圧上昇を防止しています。LT1175は、8ピンCERDIP、プラスチックDIP、SOパッケージ、そして5ピン表面実装DDおよびスルーホールTO-220パッケージで供給されます。8ピンSOパッケージは特に低熱抵抗を実現できる構造となっています。

LT, LTC, LTはリアテクノロジー社の登録商標です。

TYPICAL APPLICATION

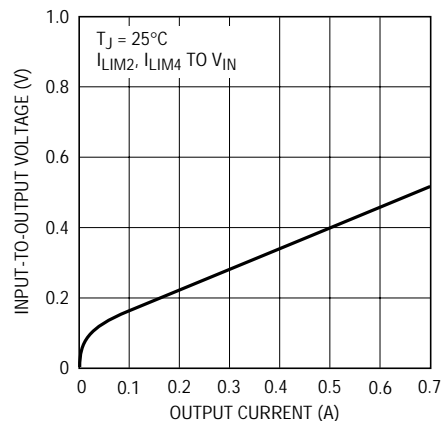
Typical LT1175 Connection



*C_{IN} IS NEEDED ONLY IF REGULATOR IS MORE THAN 6" FROM INPUT SUPPLY CAPACITOR. SEE APPLICATIONS INFORMATION SECTION FOR DETAILS

1175 TA01

Minimum Input-to-Output Voltage



1175 TA02

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Input Voltage (Transient 1 sec, Note 10)	25V	SHDN Pin to V_{IN} Pin Voltage	30V, -5V
Input Voltage (Continuous)	20V	Operating Junction Temperature Range	
Input-to-Output Differential Voltage	20V	LT1175C	0°C to 125°C
5V Sense Pin (with Respect to GND Pin)	2V, -10V	LT1175M	-55°C to 150°C
ADJ Sense Pin		Ambient Operating Temperature Range	
(with Respect to Output Pin)	20V, -0.5V	LT1175C	0°C to 70°C
5V Sense Pin		LT1175M	-55°C to 125°C
(with Respect to Output Pin)	20V, -7V	Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Output Reverse Voltage	2V	Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C
SHDN Pin to GND Pin Voltage	15V, -20V		

PACKAGE/ORDER INFORMATION

<p>J8 PACKAGE 8-LEAD CERDIP N8 PACKAGE 8-LEAD PDIP</p> <p>$\theta_{JA} = 90^{\circ}\text{C/W}$ TO 120°C/W (J8) $\theta_{JA} = 80^{\circ}\text{C/W}$ TO 120°C/W DEPENDING ON PC BOARD LAYOUT (N8)</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LT1175CN8 LT1175CN8-5 LT1175MJ8</p>	<p>S8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC SO</p> <p>$\theta_{JA} = 120^{\circ}\text{C/W}$ TO 170°C/W DEPENDING ON PC BOARD LAYOUT. PINS 1, 8 ARE INTERNALLY CONNECTED TO DIE ATTACH PADDLE FOR HEAT SINKING. ELECTRICAL CONTACT CAN BE MADE TO EITHER PIN. FOR BEST THERMAL RESISTANCE, PINS 1, 8 SHOULD BE CONNECTED TO AN EXPANDED LAND THAT IS OVER AN INTERNAL OR BACKSIDE PLANE. SEE APPLICATIONS INFORMATION</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LT1175CS8 LT1175CS8-5</p> <p>S8 PART MARKING</p> <p>1175 11755</p>
<p>Q PACKAGE 5-LEAD PLASTIC DD</p> <p>$\theta_{JA} = 27^{\circ}\text{C/W}$ TO 60°C/W DEPENDING ON PC MOUNTING. SEE APPLICATIONS INFORMATION FOR DETAILS</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LT1175CQ LT1175CQ-5</p>	<p>T PACKAGE 5-LEAD PLASTIC TO-220</p> <p>$\theta_{JA} = 50^{\circ}\text{C/W}$, $\theta_{JC} = 5^{\circ}\text{C/W}$</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LT1175CT LT1175CT-5</p>

Consult factory for Industrial grade parts.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{OUT} = 5V$; $V_{IN} = 7V$, $I_{OUT} = 0$, $V_{SHDN} = 3V$, I_{LIM2} and I_{LIM4} tied to V_{IN} , $T_J = 25^{\circ}\text{C}$, unless otherwise noted. To avoid confusion with "min" and "max" as applied to negative voltages, all voltages are shown as absolute values except where polarity is not obvious.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Feedback Sense Voltage	Adjustable Part	3.743	3.8	3.857	V
	Fixed 5V Part	4.93	5.0	5.075	V
Output Voltage Initial Accuracy	Adjustable, Measured at 3.8V Sense		0.5	1.5	%
	Fixed 5V		0.5	1.5	%
Output Voltage Accuracy (All Conditions)	$V_{IN} - V_{OUT} = 1V$ to $V_{IN} = 25V$, $I_{OUT} = 0A$ to 500mA $P = 0$ to P_{MAX} , $T_J = T_{MIN}$ to T_{MAX} (Note 2)	●	1.5	2.5	%

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{OUT} = 5V$; $V_{IN} = 7V$, $I_{OUT} = 0$, $V_{SHDN} = 3V$, I_{LIM2} and I_{LIM4} tied to V_{IN} , $T_J = 25^\circ C$, unless otherwise noted. To avoid confusion with “min” and “max” as applied to negative voltages, all voltages are shown as absolute values except where polarity is not obvious.

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Quiescent Input Supply Current	$V_{IN} - V_{OUT}$ Up to 12V	●		45	65 80	μA μA
GND Pin Current Increase with Load (Note 3)		●		10	20	$\mu A/mA$
Input Supply Current in Shutdown	$V_{SHDN} = 0V$	●		10	20 25	μA μA
Shutdown Thresholds (Note 8)	Either Polarity on Shutdown Pin	●	0.8		2.5	V
Shutdown Pin Current (Note 1)	$V_{SHDN} = 0V$ to 10V (Flows Into Pin)	●		4	8	μA
	$V_{SHDN} = -15V$ to 0V (Flows Into Pin)	●		1	4	μA
Output Bleed Current in Shutdown (Note 5)	$V_{OUT} = 0V$, $V_{IN} = 15V$	●		0.1	1	μA
		●		1	5	μA
Sense Pin Input Current	(Adjustable Part Only, Current Flows Out of Pin)	●		75	150	nA
	(Fixed Voltage Only, Current Flows Out of Pin)	●		12	20	μA
Dropout Voltage (Note 6)	$I_{OUT} = 25mA$	●		0.1	0.2	V
	$I_{OUT} = 100mA$	●		0.18	0.26	V
	$I_{OUT} = 500mA$	●		0.5	0.7	V
	I_{LIM2} Open, $I_{OUT} = 300mA$	●		0.33	0.5	V
	I_{LIM4} Open, $I_{OUT} = 200mA$	●		0.3	0.45	V
	I_{LIM2} , I_{LIM4} Open, $I_{OUT} = 100mA$	●		0.26	0.4	V
Current Limit (Note 10)	$V_{IN} - V_{OUT} = 1V$ to 12V	●	520	800		mA
	I_{LIM2} Open	●	390	600		mA
	I_{LIM4} Open	●	260	400		mA
	I_{LIM2} , I_{LIM4} Open	●	130	200		mA
Line Regulation (Note 9)	$V_{IN} - V_{OUT} = 1V$ to $V_{IN} = 25V$	●		0.003	0.015	%/V
Load Regulation (Note 4, 9)	$I_{OUT} = 0$ to 500mA	●		0.1	0.25	%
Thermal Regulation	P = 0 to P_{MAX} (Notes 2, 7)	5-Pin Packages		0.04	0.1	%/W
		8-Pin Packages		0.1	0.2	%/W
Output Voltage Temperature Drift	$T_J = 25^\circ C$ to T_{JMIN} , or $25^\circ C$ to T_{JMAX}			0.25	1.25	%

The ● denotes specifications which apply over the operating temperature range.

Note 1: Shutdown pin maximum positive voltage is 30V with respect to $-V_{IN}$ and 15V with respect to GND. Maximum negative voltage is $-20V$ with respect to ground and $-5V$ with respect to $-V_{IN}$.

Note 2: $P_{MAX} = 1.5W$ for 8-pin packages, and 6W for 5-pin packages. This power level holds only for input-to-output voltages up to 12V, beyond which internal power limiting may reduce power. See Guaranteed Current Limit curve in Typical Performance Characteristics section. Note that all conditions must be met.

Note 3: Ground pin current increases because of power transistor base drive. At low input-to-output voltages ($< 1V$) where the power transistor is in saturation, Ground pin current will be slightly higher. See Typical Performance Characteristics.

Note 4: With $I_{LOAD} = 0$, at $T_J > 125^\circ C$, power transistor leakage could increase higher than the $10\mu A$ to $25\mu A$ drawn by the output divider or fixed voltage Sense pin, causing the output to rise above the regulated value. To prevent this condition, an internal active pull-up will automatically turn on, but supply current will increase.

Note 5: This is the current required to pull the output voltage to within 1V of ground during shutdown.

Note 6: Dropout voltage is measured by setting the input voltage equal to the normal regulated output voltage and measuring the difference between V_{IN} and V_{OUT} . For currents between 100mA and 500mA, with both I_{LIM} pins tied to V_{IN} , maximum dropout can be calculated from $V_{DO} = 0.15 + 1.1\Omega (I_{OUT})$.

Note 7: Thermal regulation is a change in the output voltage caused by die temperature gradients, so it is proportional to chip power dissipation. Temperature gradients reach final value in less than 100ms. Output voltage changes after 100ms are due to absolute die temperature changes and reference voltage temperature coefficient.

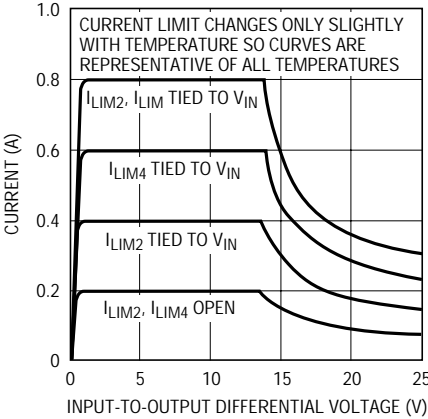
Note 8: The lower limit of 0.8V is guaranteed to keep the regulator in shutdown. The upper limit of 2.5V is guaranteed to keep the regulator active. Either polarity may be used, referenced to Ground pin.

Note 9: Load and line regulation are measured on a pulse basis with pulse width of 20ms or less to keep chip temperature constant. DC regulation will be affected by thermal regulation (Note 7) and chip temperature changes. Load regulation specification also holds for currents up to the specified current limit when I_{LIM2} or I_{LIM4} are left open.

Note 10: Current limit is reduced for input-to-output voltage above 12V. See the graph in Typical Performance Characteristics for guaranteed limits above 12V.

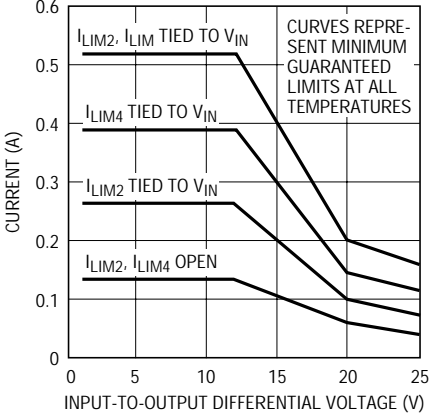
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

Typical Current Limit Characteristics



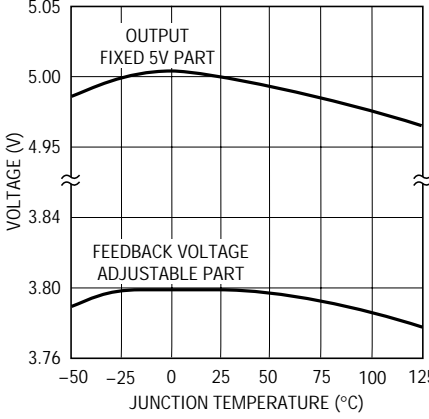
1175 G01

Guaranteed Current Limit



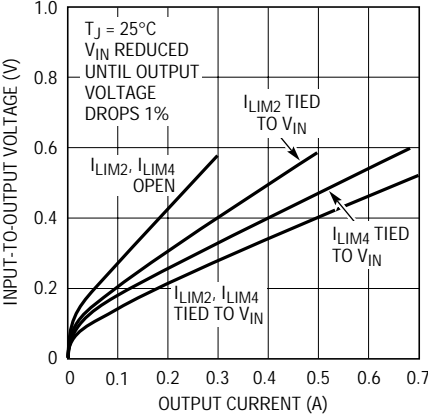
1175 G02

Output Voltage Temperature Drift



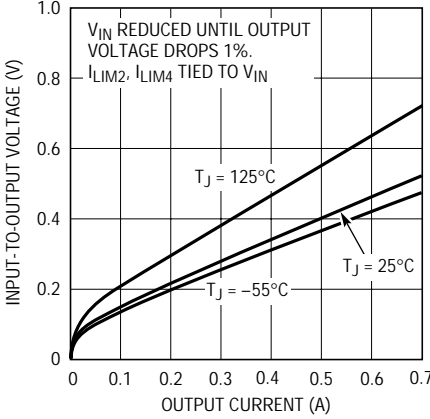
1175 G03

Minimum Input-to-Output Voltage



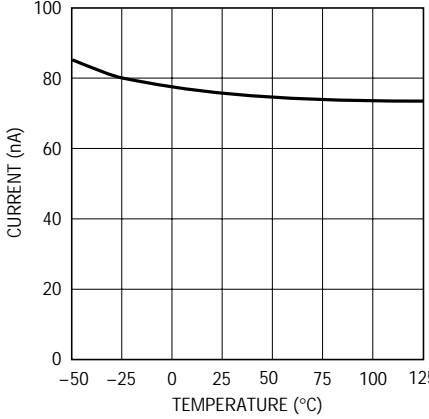
1175 G04

Minimum Input-to-Output Voltage



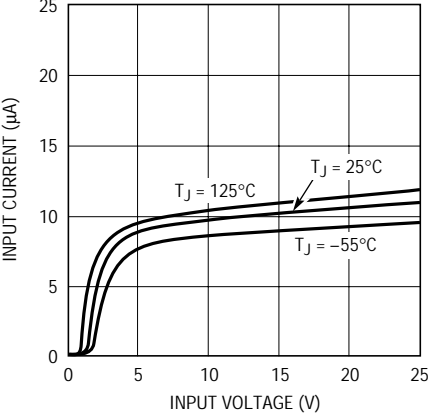
1175 G05

Sense Bias Current (Adjustable Part)



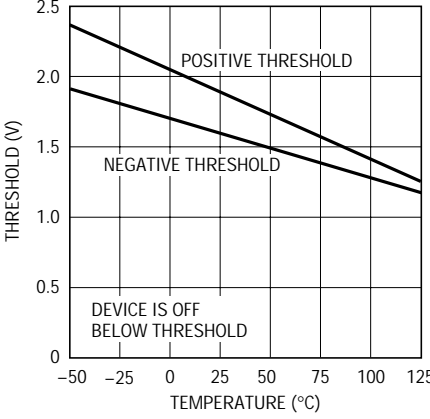
1175 G06

Shutdown Input Current



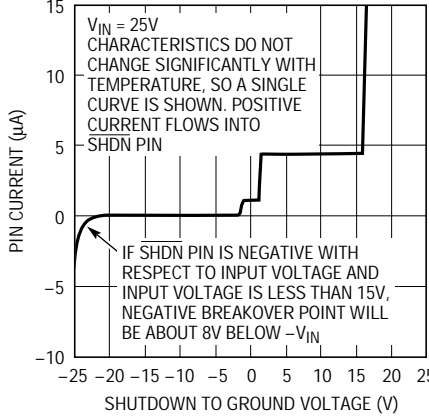
1175 G07

Shutdown Thresholds



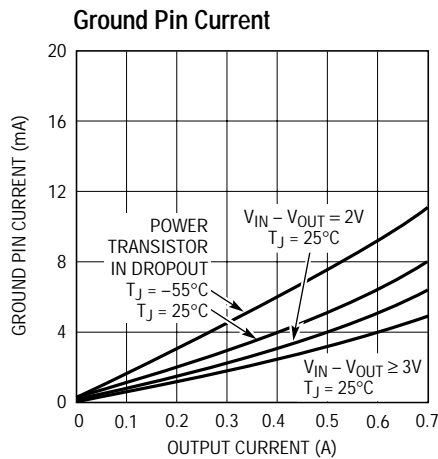
1175 G08

Shutdown Pin Characteristics

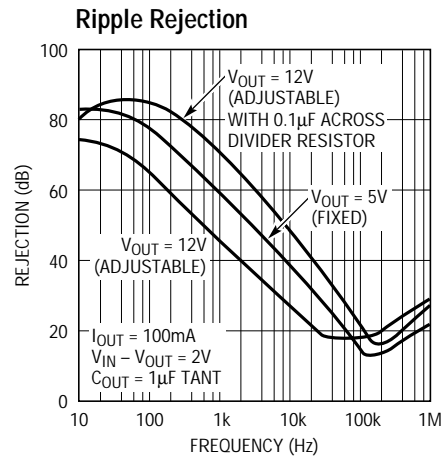


1175 G09

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



1175 G10



RIPPLE REJECTION IS RELATIVELY INDEPENDENT OF INPUT VOLTAGE AND LOAD FOR CURRENTS BETWEEN 25mA AND 500mA. LARGER OUTPUT CAPACITORS DO NOT IMPROVE REJECTION FOR FREQUENCIES BELOW 50kHz. AT VERY LIGHT LOADS, REJECTION WILL IMPROVE WITH LARGER OUTPUT CAPACITORS 1175 G11

ピン機能

SENSEピン: センス・ピンは可変電圧バージョンに使用され、ユーザが出力電圧を選択することができます。その場合、センス・ピンに3.8Vが発生するように外部分圧器を設定します。入力バイアス電流は標準75nAで、ピンから流れ出します。センス・ピンの最大強制電圧は、グランド・ピンを基準にして2Vおよび - 10Vです。

固定5Vバージョンはセンス・ピンを利用して負荷に真のケルビン接続を行うか、または外付けパス・トランジスタをドライブして、高い出力電流を流します。5Vセンス・ピンから流れ出すバイアス電流は約12µAです。センス・ピンと出力ピンが分離しているため、アプリケーション情報のセクションに記載する新しいループ補償技術を使用することもできます。

SHDNピン: Shutdownピンは特に正電圧ロジック、または負専用ロジックからドライブできるように構成されています。Shutdownピンを強制的に、グランドより2V高くまたは低くすると、レギュレータが起動します。これによって、アクティブ・L・シャットダウンの場合は正論理信号に接続できます。正電圧を利用できないときは、Shutdownピンをグランド・ピンより低くドライブして、レギュレータをターンオン起動することができます。開放しておいた場合、Shutdownピンはデフォルトの「L」で、レギュレータを「動作」状態にします。絶対最大定格以下のすべての電圧に対して、

Shutdownピンはわずか数µAの電流しか流しません(代表的性能特性を参照)。Shutdownピンの最大電圧は、グランド・ピンを基準にして15V、- 20V、負入力ピンを基準にして35V、- 5Vです。

ILIMピン: この2つの電流制限ピンは、パワー・トランジスタのエミッタ部にあります。これらのピンを開放すると、負入力電圧より数百mV高い電圧でフロートします。入力電圧に短絡すると、電流制限がILIM2では最小200mA、ILIM4では400mAほど増加します。これらのピンは直接または抵抗を通して、入力電圧にのみ接続しなければなりません。

OUTPUTピン: 出力ピンはNPNパワー・トランジスタのコレクタに接続されています。入力電圧やグランド電位にしたがり、グランドを基準にして最大2Vだけ正にしても、損傷を受けたりラッチアップすることはありません(アプリケーション情報セクションの出力電圧の反転を参照)。LT1175はフォールドバック電流制限機能を備えているため、出力ピンの最大電流は入力 - 出力電圧によって決まります。代表的性能特性を参照してください。

GNDピン: グランド・ピンの静止電流は、無負荷電流時に45µAであり、出力電流が1mA増加するごとに約10µA増加します。出力電流が500mAの場合、グランド・ピン電流は約5mAになります。電流はグランド・ピンに流れ込みます。

アプリケーション情報

読者への注意：負電圧を説明する際の混乱を避けるために(たとえば、-6Vは-5Vより高いか低いかなど)、LT1175は正電圧レギュレータと同様に扱い、本文および式の中ではすべての電圧を正の値で表現しています。最終的な結果に負符号を付加すれば正しい結果が得られ、混乱することはないはずです。

出力電圧の設定

LT1175可変電圧バージョンでは、帰還センス電圧が3.8Vであり、約75nAのバイアス電流がセンス・ピンから流れ出します。この電流による出力電圧誤差を防ぐために、出力分圧器(図1参照)は約25μAの電流を流さなければなりません。表1に各種出力電圧に対する推奨抵抗値を示します。表の二番目の部分に10μAの電流を流す抵抗値を示します。低い値の抵抗を流れるバイアス電流によって発生する出力電圧誤差は、最大で約0.4%であり、高い値の抵抗を使用するときは最大で約1%になります。併せて出力電圧に対する抵抗計算式を示します。

Table 1.

OUTPUT VOLTAGE	R1 $I_{DIV} = 25\mu A$	R2 NEAREST 1%	R1 $I_{DIV} = 10\mu A$	R2 NEAREST 1%
	5V	150k	47.5k	383k
6V	150k	86.6k	383k	221k
8V	150k	165k	383k	422k
10V	150k	243k	383k	619k
12V	150k	324k	383k	825k
15V	150k	442k	383k	1.13M

$$R1 = \frac{3.8V}{I_{DIV}}$$

$$R2 = \frac{R1(V_{OUT} - 3.8V)}{3.8V} \quad (\text{簡略式})$$

$$R2 = \frac{R1(V_{OUT} - 3.8V)}{3.8V + R1(I_{FB})} \quad \left(\begin{array}{l} \text{センス・ピンのバイアス} \\ \text{電流を考慮した場合} \end{array} \right)$$

I_{DIV} = 分圧器の所要電流

LT1175-5は固定5Vバージョンであり、出力に対してケルビン接続として機能するセンス・ピンを備えています。センス・ピンと出力ピンは、通常まとめてレギュレータ近辺またはリモート負荷点に直接接続されます。

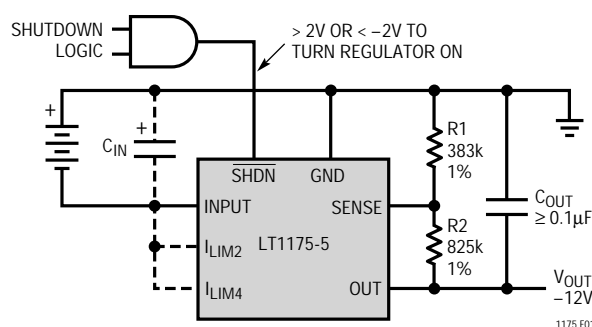


Figure 1. Typical LT1175 Adjustable Connection

電流制限の設定

LT1175は2本のILIMピンを使用して、電流制限(標準)を200mA、400mA、600mA、または800mAに設定します。対応する最小保証電流は130mA、260mA、390mA、そして520mAです。このため、ユーザは具体的なアプリケーションに合わせて電流制限を選択し、短絡電流が全負荷電流の数倍にも達するような状況が生じないようにすることができます。入力電源の過負荷や故障負荷で消費電力が過剰になる問題は回避されます。フォールドバック電流制限による電力制限が組み込まれており、入出力電圧差が14Vを超えた場合は、電流制限値を低下させます。代表的性能特性のグラフを参照してください。LT1175は電流制限の設定値に関係なく、破壊耐久性が保証されています。電力制限機能はサーマル・シャットダウン機能と連係して、あらゆる負荷条件において、デバイスを破壊的な接合部温度から保護します。

シャットダウン

シャットダウン状態では、LT1175はわずか約10μAの電流しか流しません。特別な回路を使用して、高温時のシャットダウン電流の増加を抑えています。125°Cを超えるとシャットダウン電流はわずかに増加します。従来使用されなかったオプションとして、シャットダウン時に出力にアクティブにプルダウンする方法があります。つまり、シャットダウン開始後には、出力が負荷電流 + 12μA内部負荷、および出力コンデンサの容量によって決まる速度

アプリケーション情報

でゆっくり立ち下がるわけです。アクティブ・プルダウンは、レギュレータを単独で使用している場合には、通常は得策ですが、LT1175の出力に第二の電源を接続しているときには、ユーザがレギュレータをシャットダウンできなくなります。シャットダウン時にアクティブ出力プルダウンが必要な場合は、図2のようにデプレッション・モードPFETを外部から接続することができます。レギュレータの動作中にデバイスを確実にオフさせるには、PFETの最大ピンチオフ電圧が正論理「H」レベル以下でなければなりません。モトローラのJ177デバイスは、ゲート・ソース電圧がゼロのときのオン抵抗が300Ωです。

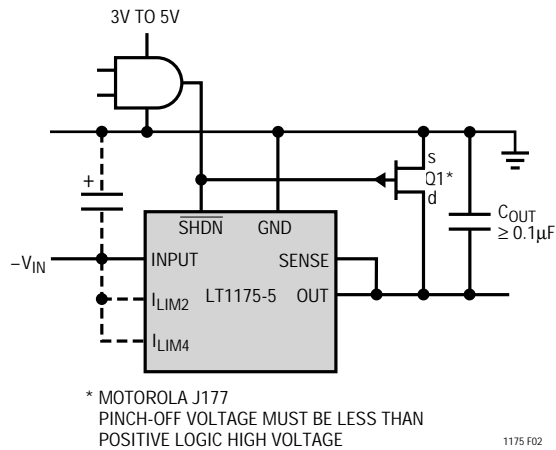


Figure 2. Active Output Pull-Down During Shutdown

最小ドロップアウト電圧

ドロップアウト電圧は、適切な出力レギュレーションを維持するために、入出力間に必要な最小電圧です。従来の3端子レギュレータ・デザインでは、ドロップアウト電圧は標準で1.5Vから3Vでした。LT1175は飽和パワー・トランジスタ・デザインを採用しており、軽負荷時には標準100mV、最大負荷時には450mVと、ドロップアウト電圧がきわめて低くなっています。この手法を用いたために軽負荷条件で静止電流が増大しないよう特に配慮されています。レギュレータの入力電圧が低すぎて、レギュレートされた出力を維持できないときは、誤差アンプによってパス・トランジスタを深く導通させてレギュレーションの維持を試みます。ドライバ・トランジスタを流れる電流は、出力を軽負荷または無負荷状態にしても数十mAになる可能性があります。これがまさに、パワー・トランジスタが飽和したときにアクティブにドライバ電流を制限できない従来のICデザインでの状況でした。LT1175は高いドライバ電流を防止しなが

ら、パワー・トランジスタを理論的飽和限界付近に到達できるようにする新しい非飽和技術を使用しています。

出力コンデンサ

LT1175で広範な出力コンデンサを使用できるように、いくつかの新しいレギュレータ・デザイン手法が使用されています。パワー・トランジスタのコレクタまたはドレインを使用して出力ノードをドライブする大半の低ドロップアウト・デザインと同様に、LT1175は全体的なループ補償の一部として出力コンデンサを使用します。従来のレギュレータでは、一般に最小値が1µF ~ 100µF、最大ESR(実効直列抵抗)が0.1 ~ 1Ω、最小ESRが0.03 ~ 0.3Ωの出力コンデンサが必要でした。これらの制約は通常、高品質の固形タンタル・コンデンサしか適用できなかったのです。アルミニウム・コンデンサには、かなり大きな容量(物理的に大きい)を使用しない限り、ESRが高いという問題があります。セラミックやフィルム・コンデンサはESRが低すぎて、容量/ESRゼロ周波数が高くなり過ぎるためレギュレータの位相余裕を維持することができません。最適なコンデンサを使用した場合でも、出力電流が低いときには従来の設計ではループ位相余裕が非常に低かったわけです。これらの問題を検討した結果、図3に示すような、LT1175の誤差アンプや内部周波数補償に、新しいデザイン手法が採用されました。

従来のレギュレータ・ループは誤差アンプA1、ドライバ・トランジスタQ2、およびパワー・トランジスタQ1で構成されています。この基本ループに、Q3とC_Fで形成される第二のループが追加されています。Q3とR_Nを通してDC負帰還電流が誤差アンプに供給されると、軽負荷電流時に全ループ電流利得が非常に低くなります。軽負荷時に必要な利得はわずかであるため、これが問題になることはありません。低利得に加えて、Q2のベースの寄生ポール周波数がDC帰還によって拡大されます。これら2つの効果の相乗作用によって、軽負荷時のループ位相余裕が劇的に改善され、ループはESRが高い出力コンデンサも使用できます。重負荷の場合、ループの位相と利得はほとんど問題になることはありませんが、負帰還を大きくするとレギュレーションが低下する可能性があります。Q1のベース・エミッタ電圧を対数的に変化させると、重負荷時にQ3の負帰還を低減してレギュレーションの低下を防止します。

従来の設計では、出力コンデンサのESRが0.3Ω以下になると、非直線帰還の場合でも、中から重負荷時にループの

アプリケーション情報

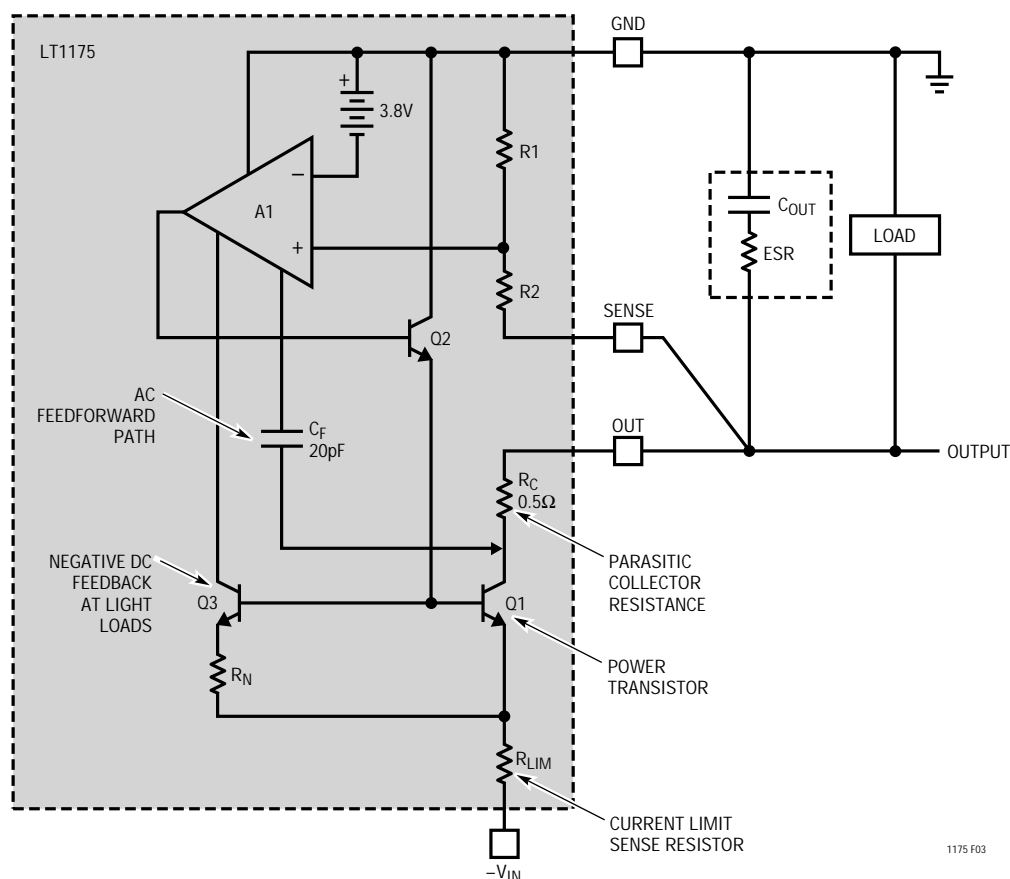


Figure 3.

位相余裕が低下してしまいます。この状態は、ESRが0.1以下の場合が多いセラミック・コンデンサやフィルム・コンデンサでも発生する可能性があります。従来のデザインでは、ループを安定させるため、ユーザがコンデンサと直列に実抵抗を追加しなければなりません。LT1175ではユニークなACフィードフォワード技術を用いて、この問題を解決しています。C_Fはレギュレータによく使用される従来型のフィードフォワード・コンデンサで、出力コンデンサによって形成されるポールを打ち消します。このコンデンサは、図に示すように、通常はレギュレートされた出力ノードからR1/R2接合部の帰還ノード、またはアンプの内部ノードに接続されます。しかし、この場合、コンデンサはパワー・トランジスタの内部構造に接続されます。R_Cは回避できないパワー・トランジスタの寄生コレクタ抵抗です。R_C下部のノードは、NPN埋込みコレクタ層にケルビン接続が可能なモノリシック構造でのみ使用可能です。ここで、ループはR_Cが出力コンデンサと直列に接続されているかのように応答

し、出力コンデンサのESRが極端に小さくても、優れたループ安定性が実現されます。

ループの安定性に十分配慮したため、LT1175では0から10のESRを持つ0.1μFから数百μFの出力コンデンサが使用できるようになりました。したがって、さまざまな容量のセラミック、固形タンタル、アルミニウム、フィルム・コンデンサを使用できます。

LT1175用の最適な出力コンデンサの種類はやはり固形タンタルですが、実際のコニットを選択するときは、かなりの幅があります。大きな負荷過渡電流が予想される際には、過渡時のワーストケースの出力変化を制御するために、低SERの大容量コンデンサが必要な場合があります。過渡が問題でない場合は、物理的サイズや価格などを考慮して選択することができます。LT1175は突入電流をコンデンサが損傷するレベルよりはるかに低いレベルに制限するため、出力コンデンサに関しては、タンタル・コンデンサのサージ電流が問題になることはあ

アプリケーション情報

りません。また、タンタル・コンデンサが故障するのは“チャージアップ”サージ期間中だけで、“短絡時”サージ中には故障しないため、レギュレータ出力の短絡時に発生するサージが問題になることはありません。

出力コンデンサはレギュレータから数インチ以内に配置しなければなりません。リモート・センシングを使用する場合、出力コンデンサはリモート・センシング・ノード付近に配置することができますが、レギュレータのグランド・ピンはリモート・サイトに接続する必要があります。基本原則は、センス・ピンとグランド・ピンは、場所がどこであろうと出力コンデンサの近くに配置しなければならないということです。

入力コンデンサ

LT1175では、レギュレータが非安定化電源出力コンデンサから6インチ以上離れて配置されている場合にのみ、別の入力バイパス・コンデンサが必要です。どのアプリケーションでも1μF以上のタンタル・コンデンサが推奨されますが、出力および入力コンデンサにセラミックやフィルムなどの低ESRコンデンサを使用する場合、入力コンデンサは少なくとも出力コンデンサの3倍の容量のものを使用してください。固形タンタルやアルミニウム電解出力コンデンサを使用する場合、入力コンデンサは適当なものでかまいません。

高温動作

LT1175は、静止電流がわずかに45μAのマイクロパワー・デザインとなっています。したがって、高温(125以上)時には性能が低下し、パワー・トランジスタのリーク電流が出力ノードの負荷電流(5μAから15μA)を超える場合があります。高温無負荷状態で、出力電圧が制御できず高くドリフトしないようにするために、LT1175は出力が標準レギュレート電圧より高くプルアップされると、ターンオンするアクティブ負荷を内蔵しています。この負荷はパワー・トランジスタのリーク電流を吸収し、優れたレギュレーションを維持します。しかし、この機能には欠点があります。すなわち、LT1175が一次側レギュレータよりわずかに高い出力のバックアップとして使用するような場合には、出力を故意に“H”にプルアップすると、LT1175は一次側レギュレータに不要な負荷として作用します。このため、アクティブ・プルダウンは意図的に“弱く”してあります。レギュレータ出力が“H”にプルアップされている場合は、内部クランプ電圧に直列に接続した

2K 抵抗としてモデル化することができます。たとえば、4.8V出力を5Vにプルアップした場合、一次側レギュレータの負荷は $(5V - 4.8V) / 2K = 100\mu A$ になります。これは、内部パス・トランジスタが50μAのリーク電流を流した場合、出力電圧は $(50\mu A \times 2k) = 100mV$ 高くなることを意味します。この状態は通常の動作条件では起こりませんが、出力短絡回路がチップを加熱した直後に発生する可能性があります。

熱に関する考察

LT1175は、ピン1と8がダイ取付けパドルに装着された特殊な8ピン表面実装型パッケージで供給されています。そのため、ピン1と8をPCボードの拡張銅ランドに接続すれば、熱抵抗が低下します。表2に銅ランドとバックサイドまたは内部プレーンの各種の組合せに対する熱抵抗を示します。また、表2には5ピンDD表面実装パッケージと8ピンDIPおよびCERDIPパッケージの熱抵抗を示します。

Table 2. Package Thermal Resistance (°C/W)

LAND AREA	DIP	CERDIP	SO	Q
Minimum	140	120	170	60
Minimum with Backplane	110	100	150	50
1cm ² Top Plane with Backplane	100	90	135	35
10cm ² Top Plane with Backplane	80	90	120	27

ダイ温度、最大消費電力、または最大入力電圧を計算するには、下記の式と表2に記載されている正確な熱抵抗数を使用してください。スルホールSO-220アプリケーションでは、ヒートシンクを使用しない場合は $J_A = 50$ を、ヒートシンクを使用する場合は $J_A = 5 \text{ /W}$ + ヒートシンク熱抵抗を使用してください。

$$\text{ダイ温度} = T_A + \theta_{JA}(V_{IN} - V_{OUT})(I_{LOAD})$$

$$\text{最大消費電力} = \frac{T_{MAX} - T_A}{\theta_{JA}}$$

$$\text{熱考察のための最大入力電圧} = \frac{T_{MAX} - T_A}{\theta_{JA}(I_{LOAD})} + V_{OUT}$$

アプリケーション情報

T_A = 最大周囲温度

T_{MAX} = LT1175の最大ダイ温度(民生用および工業用製品は125、MIL製品は150)

J_A = LT1175の熱抵抗(接合部 - 周囲間)

V_{IN} = 最大負荷電流における最大連続入力電圧

I_{LOAD} = 最大負荷電流

例：LT1175S8を使用し、 $I_{LOAD} = 200\text{mA}$ 、 $V_{OUT} = 5\text{V}$ 、 $V_{IN} = 7\text{V}$ 、 $T_A = 60$ とします。LT1175S8の最大ダイ温度は125。熱抵抗は表2から80 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ とします。

$$\text{ダイ温度} = 60 + 80(0.2\text{A})(8 - 5) = 108$$

$$\text{最大消費電力} = \frac{125 - 60}{80} = 0.81\text{W}$$

$$\text{最大連続入力電圧(熱考慮用)} = \frac{125 - 60}{80(0.2)} + 5 = 9\text{V}$$

出力電圧反転

LT1175は最大2Vの出力電圧の反転に耐えられるように設計されています。出力電圧の反転は、たとえば出力が正の5V電源に短絡されたときに発生する可能性があります。出力が反転すると、負出力に接続されたICデバイスはほぼ間違いなく破壊されます。最初に正電源が立ち上がり、ついで正電源と負電源の間に負荷が接続される場合は、起動時にも反転が起こる可能性があります。このような理由から、設計時には常に各レギュレータ出力からグラウンドに逆バイアスされたダイオードを接続して、出力電圧の反転を防止するようにしてください。ダイオードは起動時に負の最大負荷電流を処理できるか、あるいは電源間の短絡に耐えなければならない場合は正電源の短絡電流を処理できる定格を持つものでなければなりません。

出力より低い入力電圧

リニアテクノロジーの正電圧低ドロップアウト・レギュレータLT1121およびLT1129は、入力電圧が出力より低い場合は大きな電流を流しません。これらのデバイスは、40Vのエミッタ・ベース・ブレークダウン電圧を持つラテラル型PNPパワートランジスタ構造を使用しています。しかし、LT1175はレギュレータの入出力間に寄生ダイオードが存在するNPNパワー・トランジスタ構造を使用しています。入出力間に1Vを超える逆電圧があ

る場合、大電流が流れるとレギュレータが損傷します。出力を“H”にしたまま単に入力源を切り離せば、入出力間電圧が多少反転しても損傷することはありません。

高周波リップルの除去

LT1175には、未調整または擬似調整入力電圧を発生するスイッチング・レギュレータから電力が供給される場合があります。この電圧には高周波リップルが含まれているため、リニア・レギュレータで除去しなければなりません。LT1175は高周波リップルを最大限に除去するために特に配慮されていますが、どのマイクロパワー・デザインでもそうであるように、除去性能はリップル周波数に大きく影響されます。代表的性能特性のセクションにあるグラフは、1kHzでは60dBを除去できるが、5Vデバイスの場合は100kHzで15dBしか除去できないことを示しています。図4aと図4bの写真は、方形波および三角波リップルの入力に対する実際の出力リップル波形を示しています。

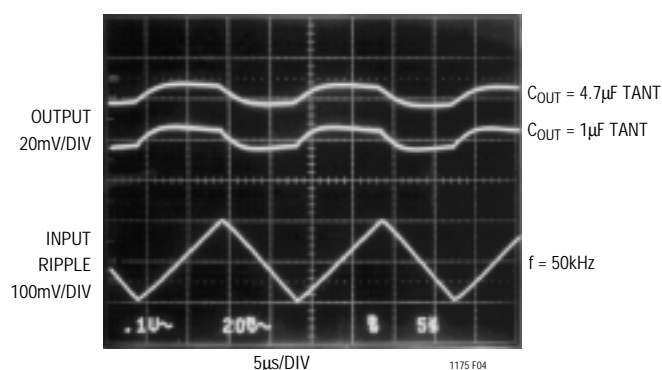


Figure 4a.

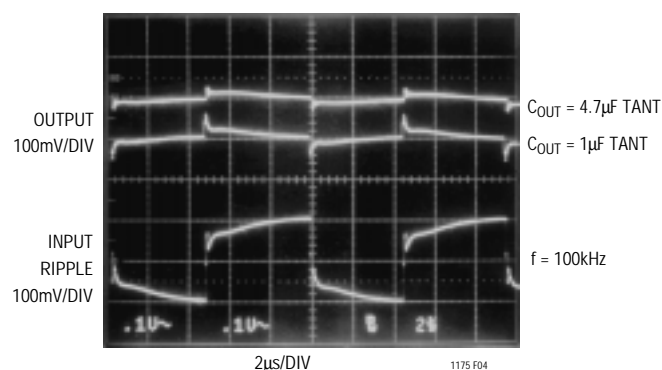


Figure 4b.

アプリケーション情報

異なる条件におけるレギュレータの出力リップルを評価する際には、以下の一般論が役立つはずですが、

1. 高周波での出力リップルは中負荷から重負荷の場合、負荷電流や出力コンデンサのサイズにはあまり影響されません。非常に軽い負荷(10mA以下)の場合、大容量の出力コンデンサを使用すれば高周波リップルを低減することができます。
2. 可変バージョンで使用する抵抗分圧器の両端に接続されるフィードフォワード・コンデンサは、出力電圧が5V以上で周波数が100kHz以下の場合にリップルを低減するのに効果的です。
3. 入出力電圧差は、レギュレータが実際に0.2Vから0.6Vのドロップアウト状態に入るまで、リップルの除去にはほとんど効果がありません。

リップル除去を改善する必要がある場合は、入力フィルタを追加することができます。このフィルタは、1 から10 の抵抗を使用した単純なRCフィルタで間に合います。たとえば、ESRが0.3 の固形タンタル・コンデンサと3.3 の抵抗を組み合わせると、さらに20dBリップルが除去されます。抵抗のサイズは最大負荷電流によって規定されます。抵抗で許容される最大電圧降下が" V_R "で、最大負荷電流が I_{LOAD} であれば、 $R = V_R / I_{LOAD}$ になります。軽負荷時には、大きな抵抗や小容量コンデンサを使用すればスペースを節約できます。重負荷

時には、抵抗の代わりにインダクタを使用しなければならない場合もあります。インダクタの値は次式で計算できます。

$$L_{FIL} = \frac{ESR}{2\pi(f)(10^{rr/20})}$$

ESR = フィルタ・コンデンサの実効直列抵抗。これは容量性リアクタンスがESRと比較して小さいと仮定しています。22 μ F、および50kHzを超える固形タンタル・コンデンサを想定するのが妥当です。

f = リップル周波数

rr = フィルタのリップル除去比(dB)

例：ESR = 1.2、f = 100kHz、rr = -25dBの場合は、次のようになります。

$$L_{FIL} = \frac{1.2}{6.3(10^5)(10^{-25/20})} = 34\mu H$$

フィルタのQをかなり低くするために、フィルタには固形タンタル・コンデンサを推奨します。これによって、フィルタの共振周波数での不要なリングングや、フィルタ/レギュレータの組合せ回路での発振問題を防止できます。

RELATED PARTS

LT1121	150mA Positive Micropower Low Dropout Regulator with Shutdown
LT1129	700mA Positive Micropower Low Dropout Regulator with Shutdown
LT1185	3A Negative Low Dropout Regulator
LT1521	300mA Positive Micropower Low Dropout Regulator with Shutdown
LT1529	3A Positive Micropower Low Dropout Regulator with Shutdown