

レギュレータ付き スイッチトキャパシタ電圧コンバータ

特長

- 出力電流: 100mA (LT1054)
125mA (LT1054L)
- レギュレーション用リファレンスおよびエラーアンプ内蔵
- 低損失: 100mAで1.1V
- 動作範囲: 3.5V ~ 15V (LT1054)
3.5V ~ 7V (LT1054L)
- 外部シャットダウン
- 外部発振器に同期
- 並列接続可能
- LTC[®]1044/ICL7660とピン互換
- SW16およびSO-8パッケージで供給

アプリケーション

- 電圧インバータ
- 電圧レギュレータ
- 負電圧ダブラ
- 正電圧ダブラ

LT、LT、LTC、LTM、Burst Mode、Linear Technologyおよびリニアのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。ThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

概要

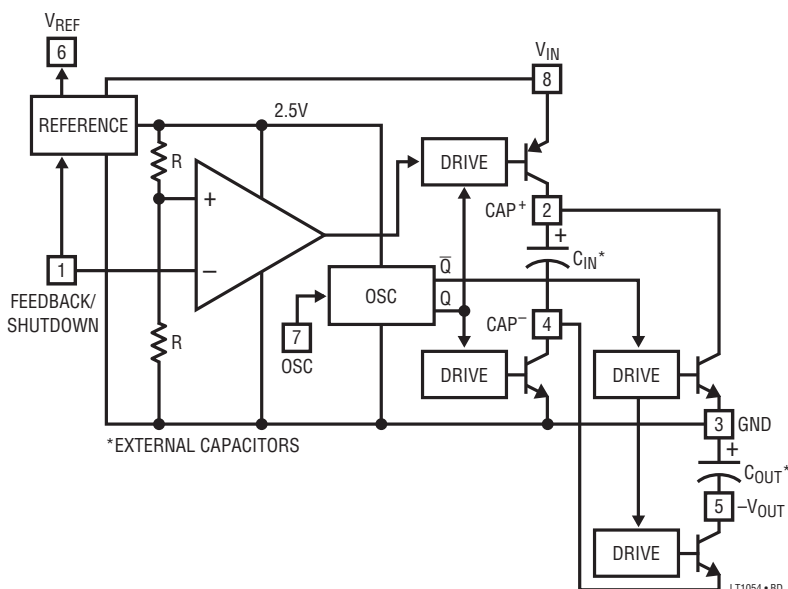
LT[®]1054は、モノリシック・バイポーラ・スイッチトキャパシタ電圧コンバータおよびレギュレータです。LT1054は、従来のコンバータに比べて、非常に低い電圧損失で大きな出力電流を供給します。適応型スイッチ・ドライバ回路により、広い出力電流範囲にわたって効率を最適化します。100mAの出力電流での総電圧損失は標準1.1Vです。これは、3.5V ~ 15Vの全電源電圧範囲で同じです。消費電流は標準2.5mAです。

LT1054には、従来のスイッチトキャパシタ電圧コンバータにはないレギュレーション機能があります。外付け抵抗分割器を追加することにより、安定化出力を得ることができます。この出力は、入力電圧と出力電流の両方の変化に対して安定化されます。また、フィードバック・ピンをグラウンドに接続することで、LT1054をシャットダウンすることもできます。シャットダウン時の消費電流は100μA以下です。

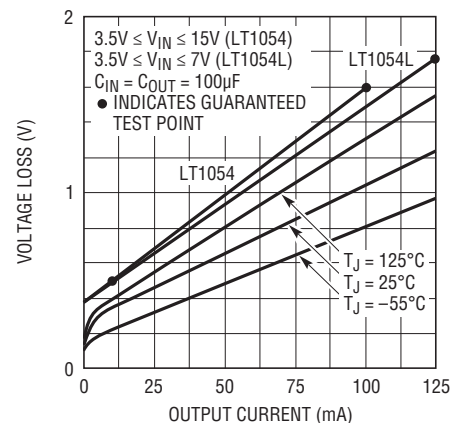
LT1054の内部発振器は25kHzの公称周波数で動作します。発振器ピンを使用してスイッチング周波数を調整したり、LT1054を外部同期させることができます。

LT1054は、LTC1044/ICL7660などの従来のコンバータとピン互換です。

ブロック図



LT1054/LT1054Lの電圧損失



LT1054/LT1054L

絶対最大定格 (Note 1)

電源電圧 (Note 2)

LT1054.....	16V
LT1054L.....	7V

入力電圧

ピン1.....	$0V \leq V_{PIN1} \leq V^+$
ピン3(Sパッケージ).....	$0V \leq V_{PIN3} \leq V^+$
ピン7.....	$0V \leq V_{PIN7} \leq V_{REF}$
ピン13(Sパッケージ).....	$0V \leq V_{PIN13} \leq V_{REF}$

動作接合部温度範囲

LT1054C/LT1054LC.....	0°C ~ 100°C
LT1054I.....	-40°C ~ 100°C
LT1054M.....	-55°C ~ 125°C

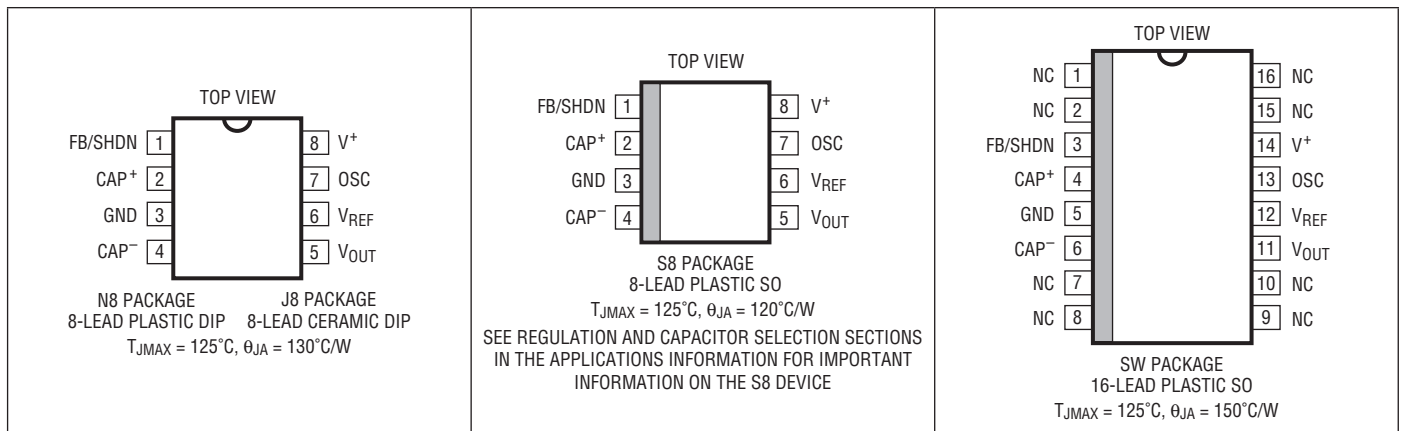
最大接合部温度 (Note 3)

LT1054C/LT1054LC.....	125°C
LT1054I.....	125°C
LT1054M.....	150°C

保存温度範囲

J8、N8およびS8パッケージ.....	-55°C ~ 150°C
Sパッケージ.....	-65°C ~ 150°C
リード温度(半田付け、10秒).....	300°C

ピン配置



発注情報

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
LT1054CN8#PBF		LT1054CN8	8-Lead Plastic DIP	0°C to 100°C
LT1054IN8#PBF		LT1054IN8	8-Lead Plastic DIP	-40°C to 100°C
LT1054MJ8		LT1054MJ8	8-Lead Ceramic DIP	-55°C to 125°C
LT1054CS8#PBF	LT1054CS8#TRPBF	1054	8-Lead Plastic SO	0°C to 100°C
LT1054LCS8#PBF	LT1054LCS8#TRPBF	1054L	8-Lead Plastic SO	0°C to 100°C
LT1054IS8#PBF	LT1054IS8#TRPBF	1054I	8-Lead Plastic SO	-40°C to 100°C
LT1054CSW#PBF	LT1054CSW#TRPBF	LT1054CSW	16-Lead Plastic SO	0°C to 100°C
LT1054ISW#PBF	LT1054ISW#TRPBF	LT1054ISW	16-Lead Plastic SO	-40°C to 100°C
LT1054CJ8#PBF 廃品	LT1054CJ8#TRPBF	LT1054CJ8	8-Lead Ceramic DIP	0°C to 100°C

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。
非標準の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。

電気的特性

●は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。(Note 7)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Supply Current	$I_{LOAD} = 0\text{mA}$	LT1054: $V_{IN} = 3.5\text{V}$	●	2.5	4.0	mA
		$V_{IN} = 15\text{V}$	●	3.0	5.0	mA
	LT1054L: $V_{IN} = 3.5\text{V}$	●	2.5	4.0	mA	
		$V_{IN} = 7\text{V}$	●	3.0	5.0	mA
Supply Voltage Range	LT1054	●	3.5	15	V	
	LT1054L	●	3.5	7	V	
Voltage Loss ($V_{IN} - V_{OUT} $)	$C_{IN} = C_{OUT} = 100\mu\text{F}$ Tantalum (Note 4)	$I_{OUT} = 10\text{mA}$	●	0.35	0.55	V
		$I_{OUT} = 100\text{mA}$	●	1.10	1.60	V
		$I_{OUT} = 125\text{mA}$ (LT1054L)	●	1.35	1.75	V
Output Resistance	$\Delta I_{OUT} = 10\text{mA}$ to 100mA (Note 5)	●	10	15	Ω	
Oscillator Frequency	LT1054: $3.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 15\text{V}$	●	15	25	40	kHz
	LT1054L: $3.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 7\text{V}$	●	15	25	35	kHz
Reference Voltage	$I_{REF} = 60\mu\text{A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$	●	2.35	2.50	2.65	V
			2.25	2.75		V
Regulated Voltage	$V_{IN} = 7\text{V}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$, $R_L = 500\Omega$ (Note 6)		-4.70	-5.00	-5.20	V
Line Regulation	LT1054: $7\text{V} \leq V_{IN} \leq 12\text{V}$, $R_L = 500\Omega$ (Note 6)	●		5	25	mV
Load Regulation	$V_{IN} = 7\text{V}$, $100\Omega \leq 500\Omega$ (Note 6)	●		10	50	mV
Maximum Switch Current				300		mA
Supply Current in Shutdown	$V_{PIN1} = 0\text{V}$	●		100	200	μA

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: 16Vの絶対最大電源電圧定格は、LT1054を使用した非安定化回路の値。ピン5(Sパッケージではピン11)での V_{OUT} が15V以下のLT1054を使用したレギュレーション・モードの回路の場合、この定格値は20Vまで上がる可能性がある。LT1054Lの絶対最大電源電圧は7Vである。

Note 3: このデバイスは、絶対最大接合部温度まで動作することが設計によって保証されている。

Note 4: 電圧損失のテストの場合、デバイスは、ピン1、6および7(Sパッケージでは3、12および13)を未接続にした電圧インバータとして接続される。電圧損失は他の構成よりも大きくなる可能性がある。

Note 5: 出力抵抗は、10mA~100mAの出力電流での曲線の勾配(ΔV_{OUT} 対 ΔI_{OUT})として定義される。これは曲線のリニアな部分を表す。スイッチ・トランジスタの特性により、10mA未満の電流では曲線の上昇スロープが大きくなる。

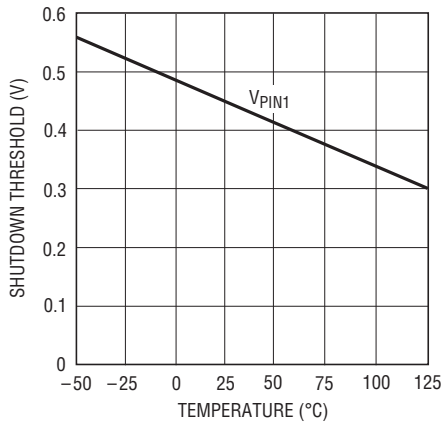
Note 6: すべてのレギュレーションの規格値は、 $R_1 = 20\text{k}$ 、 $R_2 = 102.5\text{k}$ 、 $C_1 = 0.002\mu\text{F}$ 、(Sパッケージでは $C_1 = 0.05\mu\text{F}$)、 $C_{IN} = 10\mu\text{F}$ タンタル、 $C_{OUT} = 100\mu\text{F}$ タンタルを使用した、正・負コンバータ/レギュレータとして接続されたデバイスに対応する。

Note 7: S8パッケージは、H、J8、N8およびSパッケージとは異なるチップを使用している。S8デバイスは、既存のデータシートのパラメータの要件をすべて満たす。アプリケーションの要件の違いについては、「アプリケーション情報」のセクションの「レギュレーション」と「コンデンサの選択」を参照。

LT1054/LT1054L

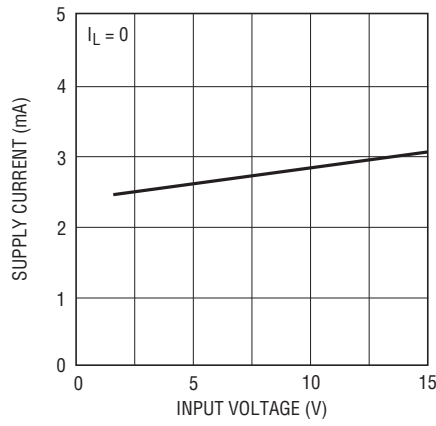
標準的性能特性

シャットダウン・スレッシュホールド



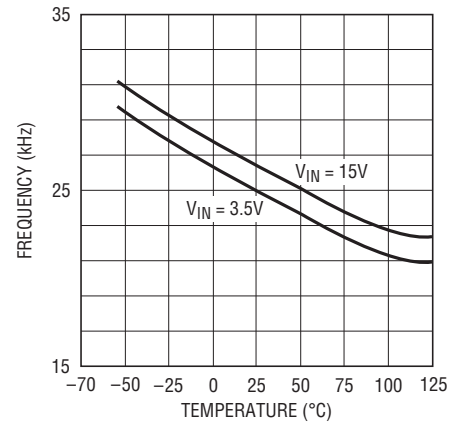
LT1054 • TPC01

消費電流



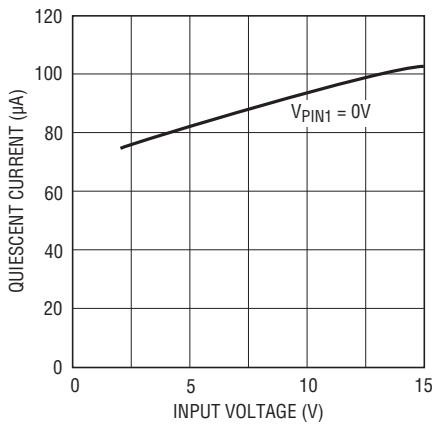
LT1054 • TPC02

発振器の周波数



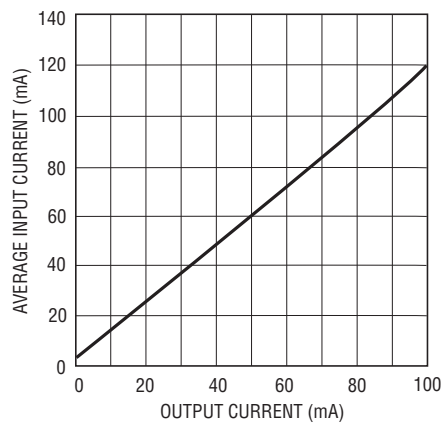
LT1054 • TPC03

シャットダウン時の消費電流



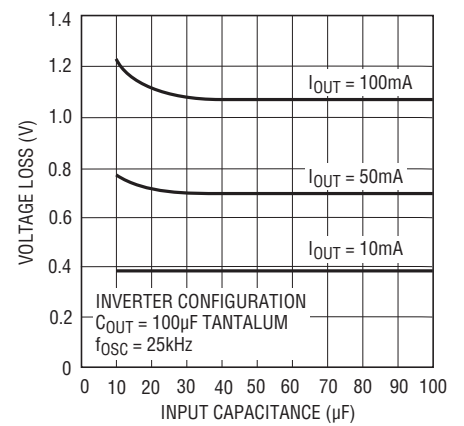
LT1054 • TPC04

平均入力電流



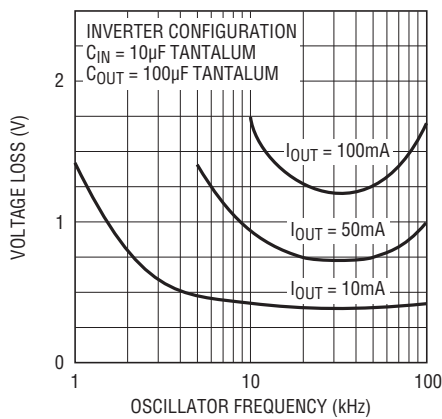
LT1050 • TPC05

出力電圧損失



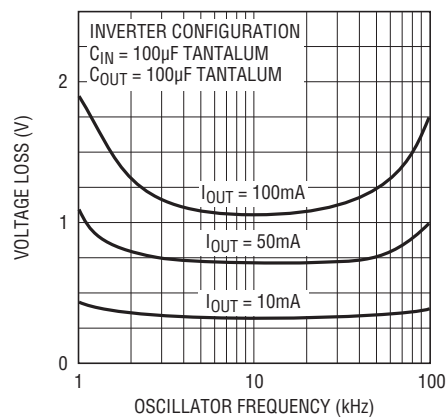
LT1054 • TPC06

出力電圧損失



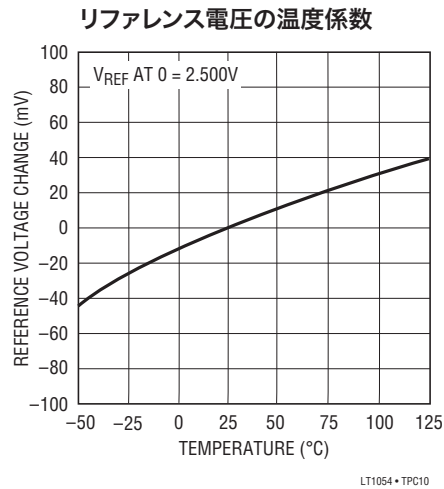
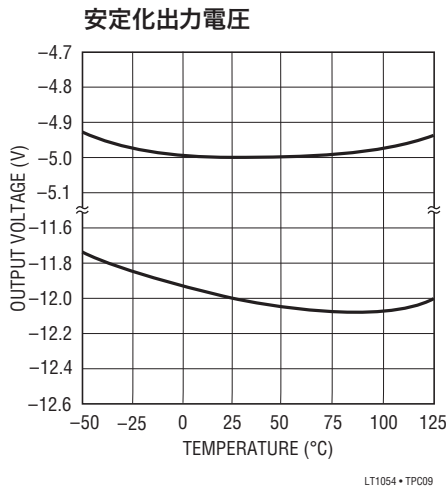
LT1054 • TPC07

出力電圧損失



LT1054 • TPC08

標準的性能特性



ピン機能

FB/SHDN (ピン1) : 帰還/シャットダウン・ピン。このピンには2つの機能があります。ピン1をシャットダウン・スレッショルド(約0.45V)以下にすると、デバイスがシャットダウンします。シャットダウン時には、リファレンス/レギュレータがオフしてスイッチングが停止します。スイッチは、 C_{IN} と C_{OUT} の両方が出力負荷を介して放電するように設定されています。シャットダウン時の消費電流は約100 μ Aまで減少します(「標準的性能特性」を参照)。オープンコレクタ・ゲートを使ってLT1054をシャットダウン状態にすることができます。通常(非安定化)動作の場合、デバイスは外部ゲートがオフしたときにバックアップを開始します。レギュレーション機能を使用するLT1054回路では、外付け抵抗分割器によるプルダウンでデバイスが長くシャットダウン状態に保たれ、出力コンデンサ(C_{OUT})が放電しきってしまうことがあります。LT1054が間欠的に作動するほとんどのアプリケーションでは、出力コンデンサの放電時間がデバイスのオフ時間に比べて短いので、これは問題にはなりません。出力コンデンサ(C_{OUT})が放電しきる前にデバイスが起動しなければならないアプリケーションでは、LT1054のピン1にリスタート・パルスを与える必要があります。図5の回路を使って、リスタート信号をパルス($t_p > 100\mu$ s)またはロジック“H”にすることができます。リスタート信号をピン1にダイオード結合すると、出力電圧を上げてオーバーシュートなしに安定化することができます。図5の抵抗分割器R3/R4は、ピン1の信号レベルが0.7V~1.1Vになるように選択します。

ピン1はLT1054のエラーアンプの反転入力でもあるので、安定化出力電圧を得るのに使用することができます。

CAP+/CAP- (ピン2/ピン4) : ピン2は入力コンデンサ(C_{IN})の正電圧側で、 V^+ とグランドの間で交互にドライブされます。 V^+ にドライブされると、ピン2は V^+ から電流をソースします。グランドにドライブされると、ピン2はグランドに電流をシンクします。ピン4は入力コンデンサの負電圧側で、グランドと V_{OUT} の間で交互にドライブされます。グランドにドライブされると、ピン4はグランドに電流をシンクします。 V_{OUT} にドライブされると、ピン4は C_{OUT} から電流をソースします。全ての場合に、スイッチに流れる電流はバイポーラ・スイッチを使用したときに想定されるように双方向になります。

V_{OUT} (ピン5) : このピンは出力ピンであるほか、デバイスのサブストレートにも接続されています。LT1054回路では、このピンが他のすべてのピンに対して正電圧にならないように特に注意が必要です。ピン5をピン3(GND)に対して正電圧にすると、サブストレート・ダイオードを順方向にバイアスして、デバイスが起動しないようにします。この状態は、LT1054によってドライブされる出力負荷がその正電源(または他の正電圧)を基準にしている場合に生じる可能性があります。ほとんどのオペアンプでは、消費電流が V^+ 端子から V^- 端子に流れることにより、そのような負荷になることに注意してください。このタイプの負荷による起動時の問題を回避するため、図1に示

ピン機能

すように、外部トランジスタを追加する必要があります。これにより、起動時にV_{OUT} (ピン5)がグランド・ピン(ピン3)より上に引き上げられなくなります。2N2222や2N2219などの小型の汎用トランジスタを使用することができます。R_Xは、外部トランジスタのベースを十分にドライブして、公称出力電圧および最大出力電流の状態のときに外部トランジスタが飽和するように選択します。場合によっては、トランジスタの代わりにNチャネル・エンハンスメント型MOSFETを使用することができます。

$$R_X \leq \frac{(V_{OUT})\beta}{I_{OUT}}$$

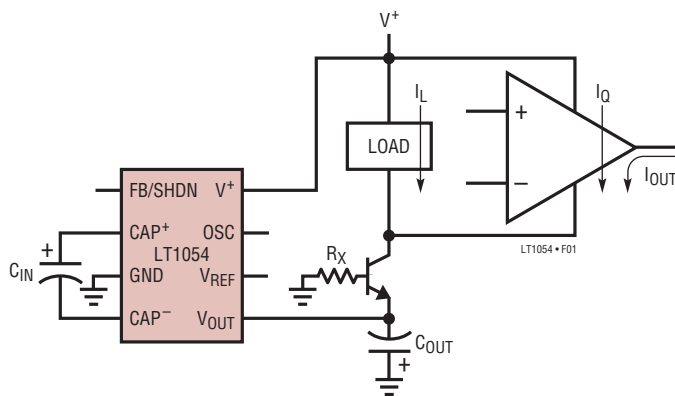


図1

V_{REF} (ピン6) : リファレンスの出力。このピンは、LT1054 ベースのレギュレータ回路で使用するための2.5Vのリファレンス・ポイントを与えます。リファレンス電圧の温度係数は、安定化出力電圧の温度係数がゼロに近づくように調整されています。このためには、リファレンス出力に「標準的性能特性」の曲線に見られるような正の温度係数が必要です。帰還ピンに接続された内部リファレンス分割器とコンパレータ・ネットワークに固有のドリフト値を相殺するのに、このゼロでないドリフトが必要になります。これらのドリフト値の全体的な結果として、安定化出力が、5V以下の出力電圧でわずかに正の温度係数になり、5V以上の出力電圧でわずかに負の温度係数になります。レギュレータの帰還ネットワークのリファレンス出力電流を約60μAに制限します。リファレンス・ピンをグランドに短絡したときに流れるのは約100μAであり、内部リファレンス/レギュレータに影響を与えないので、このピンは同期が必要なLT1054回路のプルアップに使用することもできます。

OSC (ピン7) : 発振器ピン。このピンを使って、発振器の周波数を上げたり下げたりするか、またはデバイスを外部クロックに同期させることができます。ピン7は発振器のタイミング・コンデンサ(C_T約150pF)に内部で接続されており、このコンデンサはデューティ・サイクルが約50%になるように±7μAの電流源によって交互に充放電されます。LT1054の発振器は、スイッチング損失が最小限に抑えられる周波数帯域で動作するように設計されています。ただし、周波数は必要に応じて上げたり下げたりするか、または外部のシステム・クロックに同期させることができます。

ピン7からグランドに外付けコンデンサ(図2のC1)を追加することにより、周波数を下げることができます。これによって充電時間と放電時間が増加し、発振器の周波数が下がります。ピン2からピン7に外付けコンデンサ(図2のC2、5pF～20pFの範囲)を追加することにより、周波数を上げることができます。このコンデンサはスイッチの遷移時にC_Tに電荷を結合して、充電時間と放電時間を短縮するので、発振器の周波数が上がります。ピン7からリファレンス・ピン(ピン6)に外付けプルアップ抵抗を追加することにより、同期を行うことができます。20kのプルアップを推奨します。図2に示すように、オープンコレクタ・ゲートまたはNPNトランジスタを使用することにより、外部クロック周波数で発振器ピンをドライブすることができます。ピン7を外部電圧にプルアップすることは**推奨しません**。周波数同期とレギュレーションの両方が必要な回路では、外部リファレンスをR1/R2分割器の上側のリファレンス・ポイントとして使って、ピン6をピン7のプルアップ・ポイントとして使用することができます。

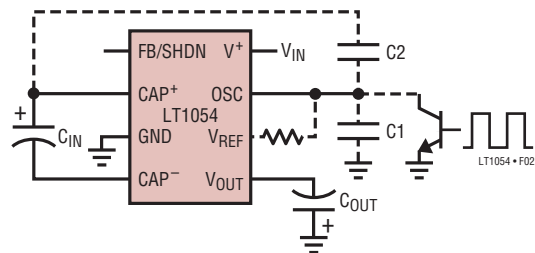


図2

ピン機能

V* (ピン8) : 入力電源ピン。LT1054は、 C_{IN} が入力電源と並列状態に切り替わると、 C_{IN} を入力電圧まで充電し、 C_{IN} が C_{OUT} と並列状態に切り替わると、 C_{OUT} に電荷を移します。発振器の周波数でスイッチングが生じます。 C_{IN} が充電されている間、最大消費電流は出力電流の約2.2倍に等しくなります。 C_{IN} が C_{OUT} に電荷を供給している間、消費電流は出力電流の約0.2倍まで減少します。入力電源のバイパス・コンデン

サは、LT1054に流れる最大入力電流の一部を供給し、電源から流れる電流を平均化します。最小 $2\mu\text{F}$ の入力電源のバイパス・コンデンサ(タンタルなどの低ESRタイプが望ましい)を推奨します。たとえば、実際の入力電源が長いリード線を介してLT1054に接続されている場合や、LT1054のパルス電流が電源カップリングによって他の回路に影響を与える可能性がある場合などは、大きなコンデンサが望ましいことがあります。

アプリケーション情報

動作原理

基本的なスイッチトキャパシタの構成ブロックを参照すると、LT1054の動作原理を理解するのに役に立ちます。

図3で、スイッチが左側の位置にあるとき、コンデンサ $C1$ は電圧 $V1$ まで充電されます。 $C1$ の全電荷は $q1 = C1V1$ になります。次いで、スイッチは右側に動き、 $C1$ を電圧 $V2$ まで放電します。この放電時間の後、 $C1$ の電荷は $q2 = C1V2$ になります。電荷が電源 $V1$ から出力 $V2$ に移されていることに注意してください。移された電荷の量は次のようになります。

$$\Delta q = q1 - q2 = C1(V1 - V2)$$

スイッチが1秒当たり f 回切り替わると、単位時間当たりの電荷の移動量(つまり電流)は次のようになります。

$$I = (f)(\Delta q) = (f)[C1(V1 - V2)]$$

スイッチトキャパシタ・ネットワークの等価抵抗を求めるため、この式を電圧と等価インピーダンスで次のように書き換えることができます。

$$I = \frac{V1 - V2}{1/fC1} = \frac{V1 - V2}{R_{EQUIV}}$$

新たな変数 R_{EQUIV} は $R_{EQUIV} = 1/fC1$ になるように定義されます。したがって、スイッチトキャパシタ・ネットワークの等価回路は図4に示すようになります。LT1054は、基本的なスイッチトキャパシタの構成ブロックと同じスイッチング動作をします。この簡略化では有限のスイッチのオン抵抗および出力電圧リップルを考慮していませんが、デバイスの動作の仕組みが直感で分かります。

これらの簡略回路から電圧損失と周波数の関係が分かります(「標準的性能特性」を参照)。周波数が下がると、出力インピーダンスが最終的に $1/fC1$ の項に左右され、電圧損失が大きくなります。

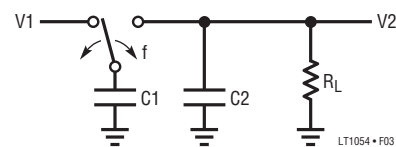


図3. スwitchトキャパシタの構成ブロック

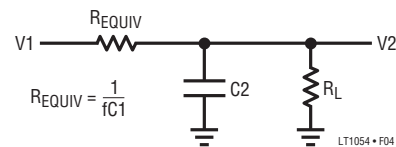


図4. スwitchトキャパシタの等価回路

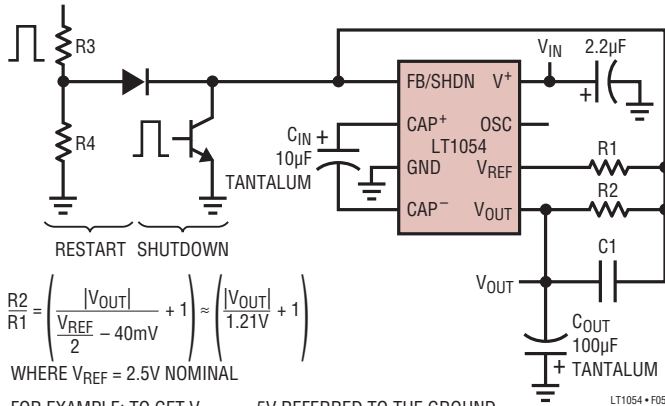
周波数が上がると損失も大きくなることに注意してください。これは、各スイッチング・サイクルで有限の電荷が失われることによって生じる内部スイッチング損失に起因します。この単位サイクル当たりの電荷損失にスイッチング周波数を掛けると、電流損失になります。高い周波数ではこの損失が非常に大きくなり、電圧損失が再び大きくなります。

LT1054の発振器は、電圧損失が最小となる周波数帯域で動作するように設計されています。

レギュレーション

LT1054のエラーアンプは、PNPスイッチのドライブをサーボ制御して、入力コンデンサ(C_{IN})の両端の電圧を制御することにより、出力電圧を決定します。LT1054のリファレンスとエラーアンプを使用する場合、安定化出力電圧を設定するのに必要なのは外付け抵抗分割器だけです。基本的なレギュレータの構成と適切な抵抗値を計算する式を図5に示します。リファレンス出力電流が約 $100\mu\text{A}$ に制限されているので、 $R1$ は 20k 以上の値を選択します。 $R2$ は、 $100\text{k} \sim 300\text{k}$ の範囲の値を選

アプリケーション情報



$$R2 = \left(\frac{|V_{OUT}|}{\frac{V_{REF}}{2} - 40\text{mV}} + 1 \right) = \left(\frac{|V_{OUT}|}{1.21\text{V}} + 1 \right)$$

WHERE $V_{REF} = 2.5\text{V NOMINAL}$

FOR EXAMPLE: TO GET $V_{OUT} = -5\text{V}$ REFERRED TO THE GROUND PIN OF THE LT1054, CHOOSE $R1 = 20\text{k}$, THEN

$$R2 = 20\text{k} \left(\frac{|-5\text{V}|}{\frac{2.5\text{V}}{2} - 40\text{mV}} + 1 \right) = 102.6\text{k}^*$$

*CHOOSE THE CLOSEST 1% VALUE

図5

択します。最適な結果を得るには、 C_{IN}/C_{OUT} の比を1/10にすることを推奨します。軽負荷電流で良好なロード・レギュレーションを得るのに必要なC1は、すべての出力電圧で0.002µFにします。

S8パッケージの物理的寸法に適合させるため、新しいチップ・レイアウトが必要でした。LT1054CS8の新しいチップは既存のLT1054のデータシートのすべての仕様を満たしますが、新しいチップのレイアウトにわずかな違いがあるので、アプリケーション回路によっては検討が必要になります。1054CS8を使用したレギュレーション・モードの回路では、接合部温度が上昇したときに適切に動作させるため、コンデンサ C_{IN} および C_{OUT} の公称値をほぼ等しくする必要があります。これは以前のデバイスとは異なります。コンデンサの通常時の製造時のばらつき範囲内の不整合は許容できます。コンデンサの値の公称値を等しくすると、接合部温度が上昇したときに適切に動作させることができますが、レギュレータ回路の過渡応答が少し低下します。非安定化回路では、 C_{IN} および C_{OUT} の値は、通常すべてのパッケージで等しくなります。標準的でないアプリケーション回路でのS8パッケージの使用については、弊社にお問い合わせください。

最大安定化出力電圧が電源電圧によって制限されることが、回路ブロック図から分かります。基本構成では、LT1054のグラウンド・ピンを基準にした $|V_{OUT}|$ は、電源電圧の合計からス

イッチによる電圧損失を差し引いた値よりも低くする必要があります。電圧損失とスイッチによる出力電流との関係については、「標準的性能特性」を参照してください。負電圧ダブラなどの構成では、出力電流が減少したときにより高い出力電圧を得ることができます（「標準的応用例」を参照）。

コンデンサの選択

非安定化回路では、 C_{IN} および C_{OUT} の公称値を等しくします。安定化回路については、「レギュレーション」のセクションを参照してください。 C_{IN} および C_{OUT} の正確な値は重要ではありませんが、高電流での電圧損失を最小限に抑えるために、固体タンタルなどの高品質、低ESRのコンデンサが必要です。 C_{IN} では、スイッチ電流が出力電流の約2倍で、充電サイクルと放電サイクルの両方で損失が生じることから、コンデンサのESRの影響が4倍になります。これは、 C_{IN} にESRが1Ωのコンデンサを使用することが、LT1054の出力インピーダンスを4Ω増加させるのと同じ影響を与えることを意味します。これは、電圧損失が非常に大きくなることを表します。 C_{OUT} では、ESRの影響はあまり大きくありません。 C_{OUT} は、出力電流にほぼ等しい電流で交互に充放電され、コンデンサのESRにより、スイッチが遷移するときの出力リップルにステップ動作を生じます。このステップ動作は、出力負荷電流の変化に対する出力のレギュレーションを劣化させるので、生じないようにします。大きな値のタンタル・コンデンサは高価であることは明らかなので、使用できる手法は、小さな値のタンタル・コンデンサを大きな値のアルミ電解コンデンサと並列にして、低ESRと妥当なコストの両方を得ることです。物理的サイズが問題になる場合、新しいチップ・タイプの表面実装タンタル・コンデンサのいくつかを使用することができます。これらのコンデンサは、通常、動作電圧定格が10V～20Vの範囲で、非常に低いESR(0.1Ω程度)を示します。

出力リップル

ピーク・トゥ・ピーク出力リップルは、出力コンデンサおよび出力電流の値によって決まります。ピーク・トゥ・ピーク出力リップルは次式で近似することができます。

$$dV = \frac{I_{OUT}}{2fC_{OUT}}$$

アプリケーション情報

ここで、 $dV = \text{ピーク・トゥ・ピーク・リップル}$ 、 $f = \text{発振器の周波数}$ です。

ESRが大きな出力コンデンサでは、スイッチが遷移するときの電圧ステップを考慮して、2つ目の項を追加する必要があります。このステップはほぼ次式に等しくなります。

$$(2I_{OUT})(C_{OUT} \text{の ESR})$$

電力損失

LT1054のすべての回路の電力損失は、デバイスの接合部温度が最大接合部温度定格を超えないように制限する必要があります。全電力損失は、スイッチの電圧降下による電力損失とドライブ電流損失による電力損失の2つの成分から計算する必要があります。LT1054による全電力損失は次式で計算することができます。

$$P \approx (V_{IN} - |V_{OUT}|)(I_{OUT}) + (V_{IN})(I_{OUT})(0.2)$$

ここで、 V_{IN} と V_{OUT} の両方とも、LT1054のグランド・ピン(ピン3)を基準にしています。LT1054のレギュレータ回路では、電力損失はリニア・レギュレータの電力損失に相当します。LT1054パッケージの電力処理能力が限られているので、出力電流要件を制限するか、または入力/出力電圧差が大きい場合に、LT1054の外部である程度の電力を消費させる措置を取る必要があります。これは、図6に示すように、 C_{IN} と直列に抵抗を接続することによって行うことができます。こうして、出力のレギュレーションに影響を与えることなく、この抵抗の両端で入力電圧の一部が降下します。スイッチ電流が出力電流の約2.2倍になり、 C_{IN} が充電と放電の両方を行っているときに抵抗が電圧降下を生じさせるので、抵抗は次のように選択します。

$$R_X = V_X / (4.4 I_{OUT})$$

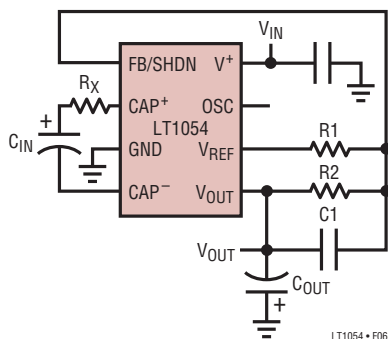


図6

ここで、

$$V_X \approx V_{IN} - [(LT1054 \text{の電圧損失})(1.3) + |V_{OUT}|]$$

そして、 $I_{OUT} = \text{必要な最大出力電流}$ です。1.3の係数により、LT1054にいくらかの動作マージンが許容されます。

たとえば、出力電流が100mAの12Vから-5Vのコンバータを想定します。まず、外付け抵抗なしの電力損失を計算します。

$$P = (12V - |-5V|)(100mA) + (12V)(100mA)(0.2)$$

$$P = 700mW + 240mW = 940mW$$

民生用プラスチック・デバイスで θ_{JA} が 130°C/W では、接合部温度が 122°C 上昇するので、デバイスは 25°C の周囲温度で最大接合部温度を超えます。ここで、外付け抵抗(R_X)がある場合の電力損失を計算します。まず、 R_X の両端でどのくらいの電圧が降下する可能性があるかを調べます。出力電流が100mAのときの標準レギュレータ構成のLT1054の最大電圧損失が1.6Vなので、次のようになります。

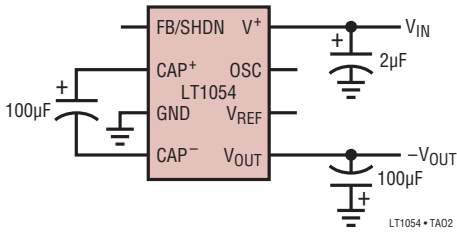
$$V_X = 12V - [(1.6V)(1.3) + |-5V|] = 4.9V \text{ そして}$$

$$R_X = 4.9V / (4.4)(100mA) = 11\Omega$$

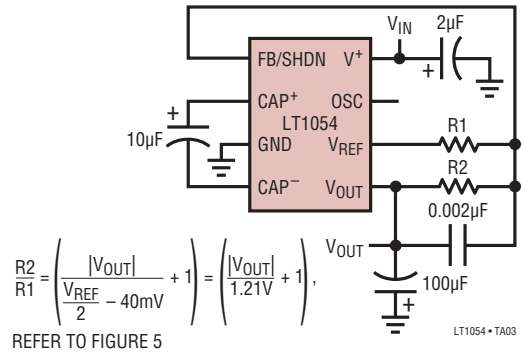
この抵抗は、LT1054による電力損失を $(4.9V)(100mA) = 490mW$ だけ低減します。したがって、LT1054による全電力損失は $(940mW - 490mW) = 450mW$ になります。この場合、接合部温度は 58°C だけ上昇します。民生用デバイスでは 125°C の接合部温度まで動作が保証されていますが、仕様では 100°C の接合部温度までしか保証されていません。したがって、理想的には接合部温度を 100°C に制限する必要があります。上の例では、これにより周囲温度が 42°C に制限されます。許容周囲温度は他の措置を講じて上げることができます。LT1054パッケージの熱抵抗の値は、ヒートシンクのない静止空気でのワーストケースの値を示しています。小さな装着タイプのヒートシンクを使って、LT1054パッケージの熱抵抗を小さくすることができます。システムによっては、熱抵抗を小さくするのに役立つ何らかのエアフローを利用することができます。LT1054のリードからの幅の広いPC基板トレースも、デバイスから熱を取り去るのに役立つ可能性があります。これは、プラスチック・パッケージで特に顕著です。

標準的応用例

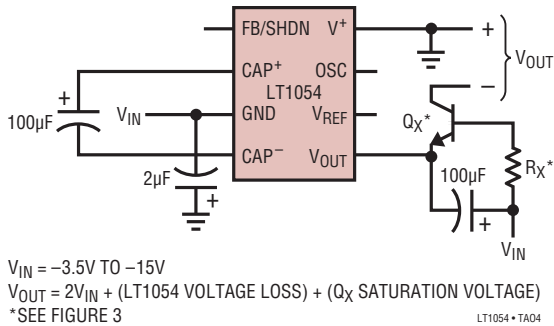
基本的な電圧インバータ



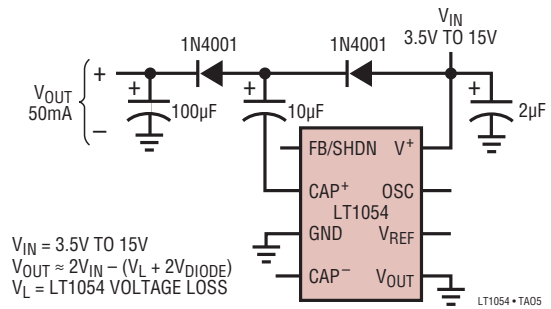
基本的な電圧インバータ/レギュレータ



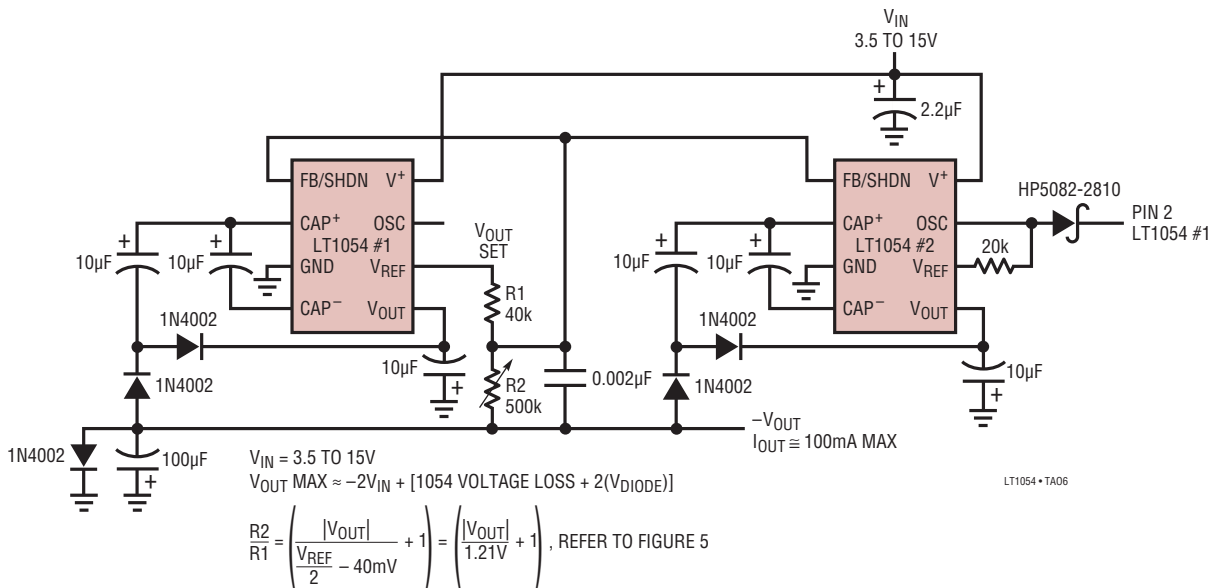
負電圧ダブル



正電圧ダブル

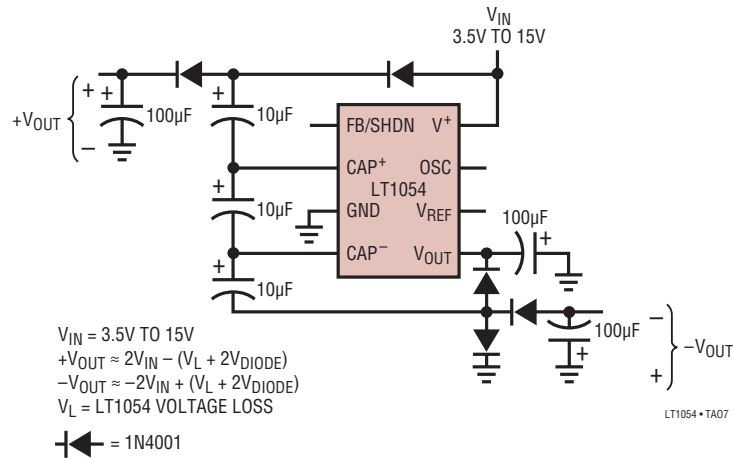


100mAに安定化する負電圧ダブル

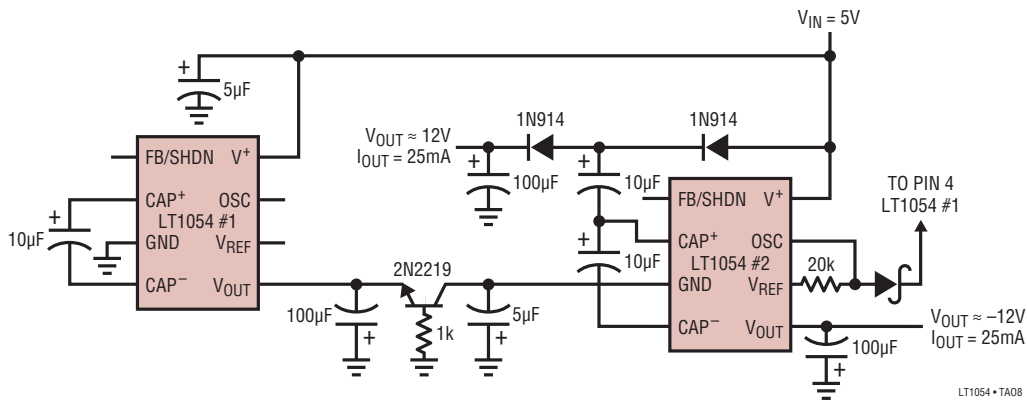


標準的応用例

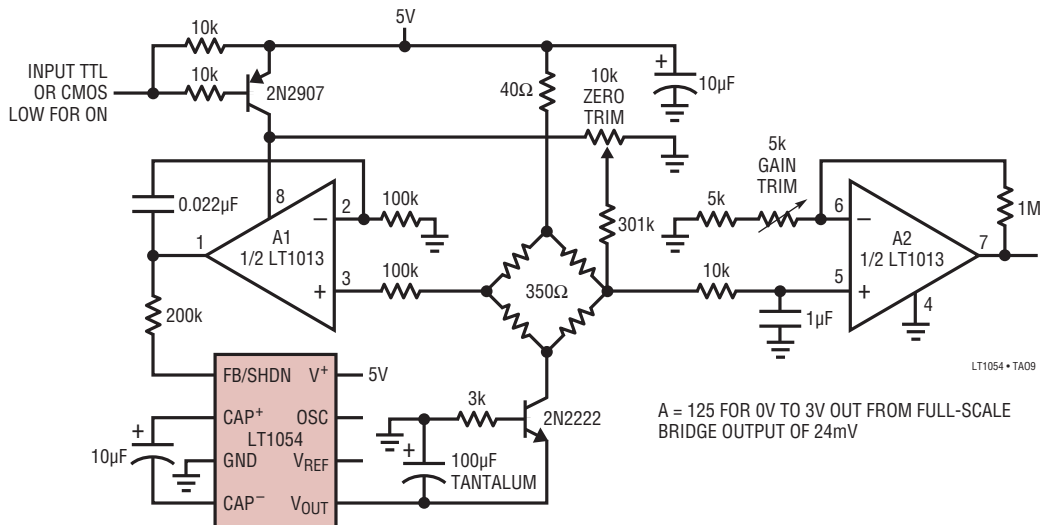
バイポーラ電源ダブル



5Vから±12Vのコンバータ

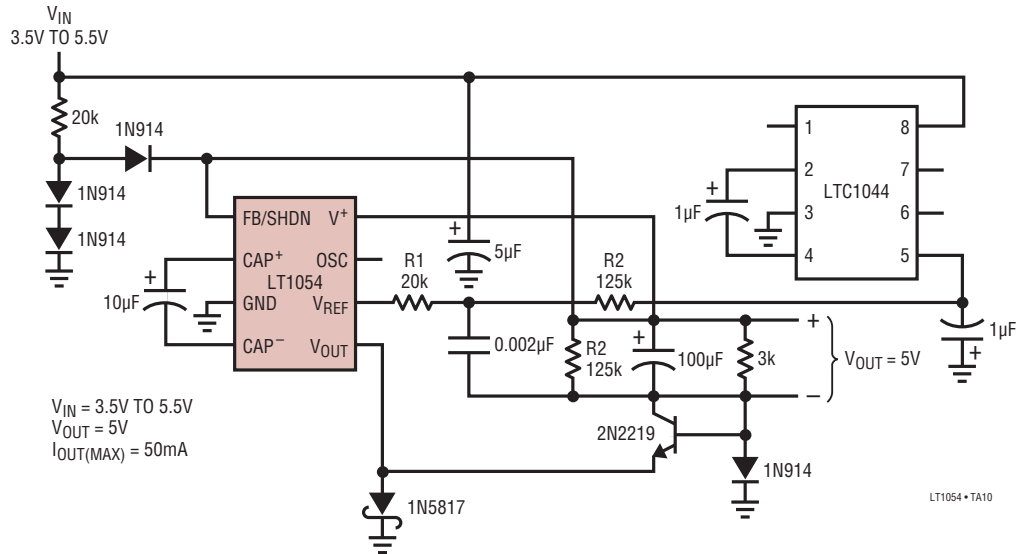


ストレインゲージ・ブリッジ信号調整器

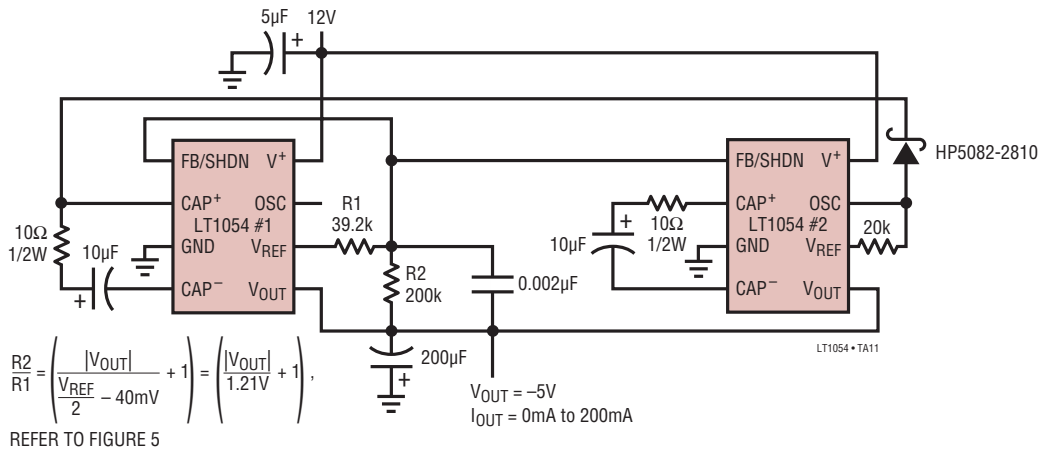


標準的応用例

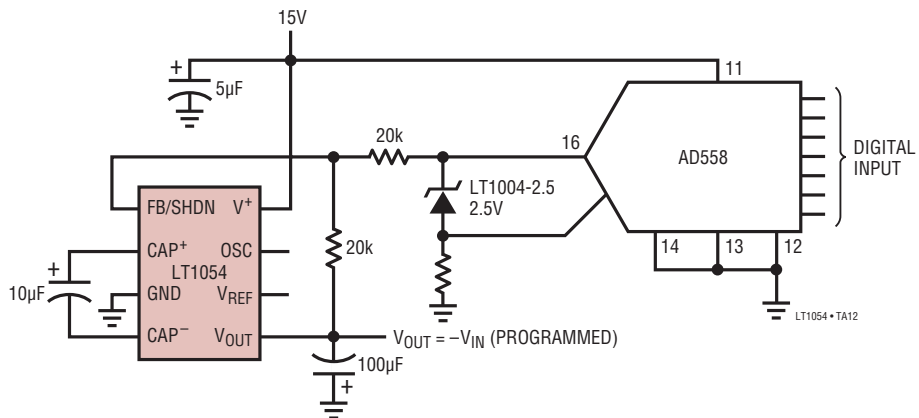
3.5Vから5Vのレギュレータ



200mAに安定化する、12Vから-5Vのコンバータ



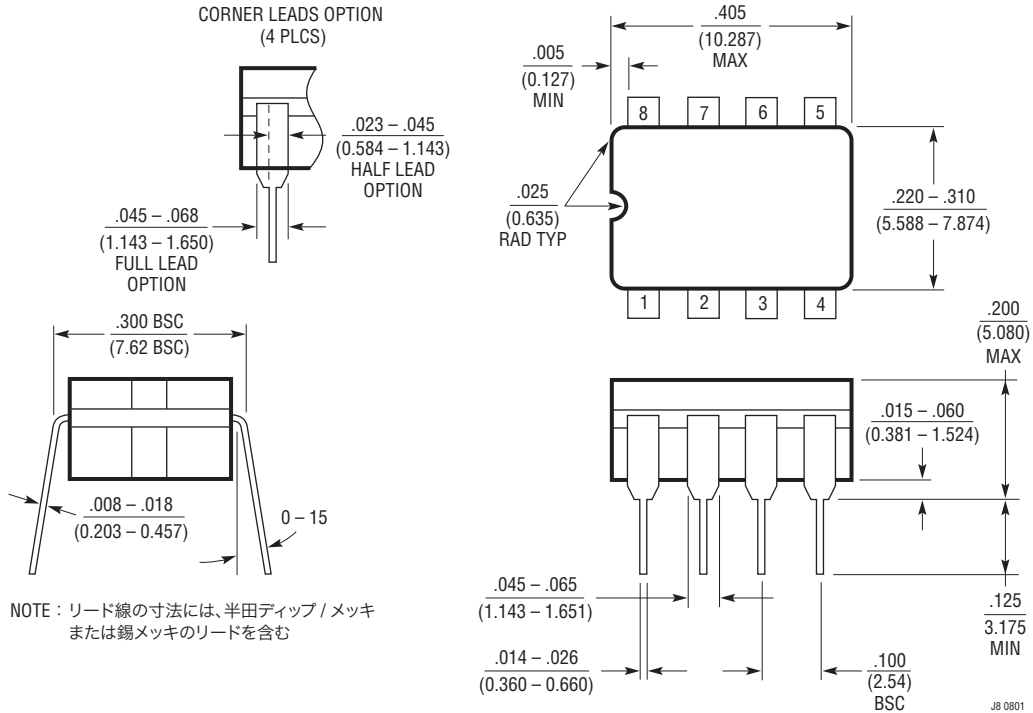
デジタルでプログラム可能な負電源



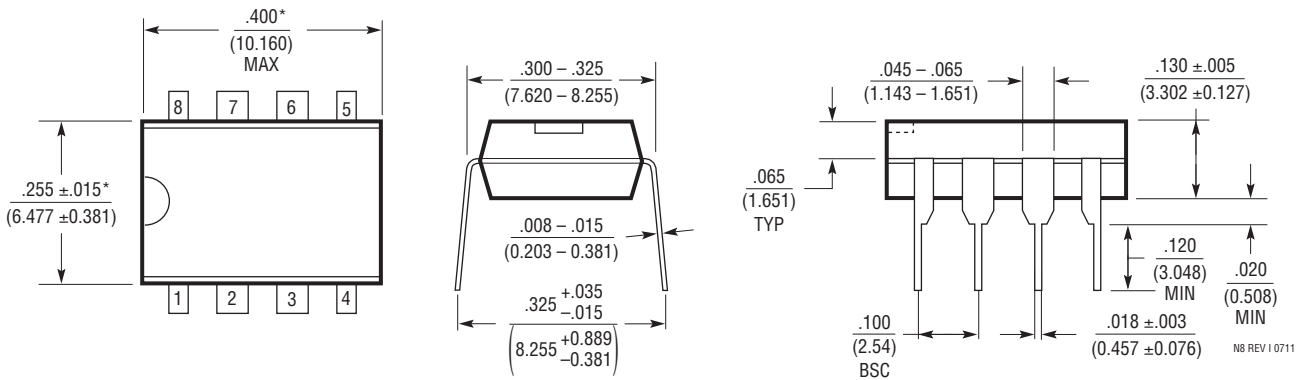
パッケージ

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

J8 Package
8-Lead CERDIP (Narrow .300 Inch, Hermetic)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1110)



N Package
8-Lead PDIP (Narrow .300 Inch)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1510 Rev I)



NOTE:
 1. 寸法は $\frac{\text{インチ}}{\text{ミリメートル}}$

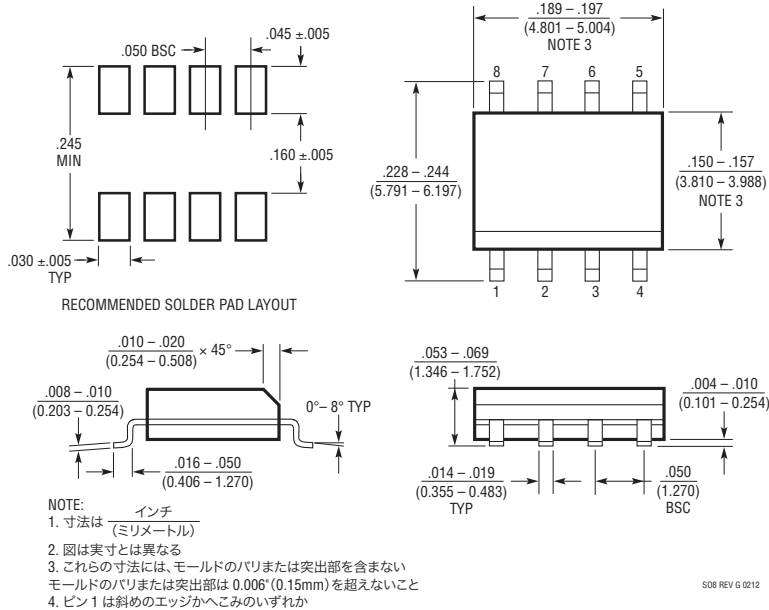
* これらの寸法には、モールドのバリまたは突出部を含まない
 モールドのバリまたは突出部は 0.010 インチ (0.254mm) を超えないこと

LT1054/LT1054L

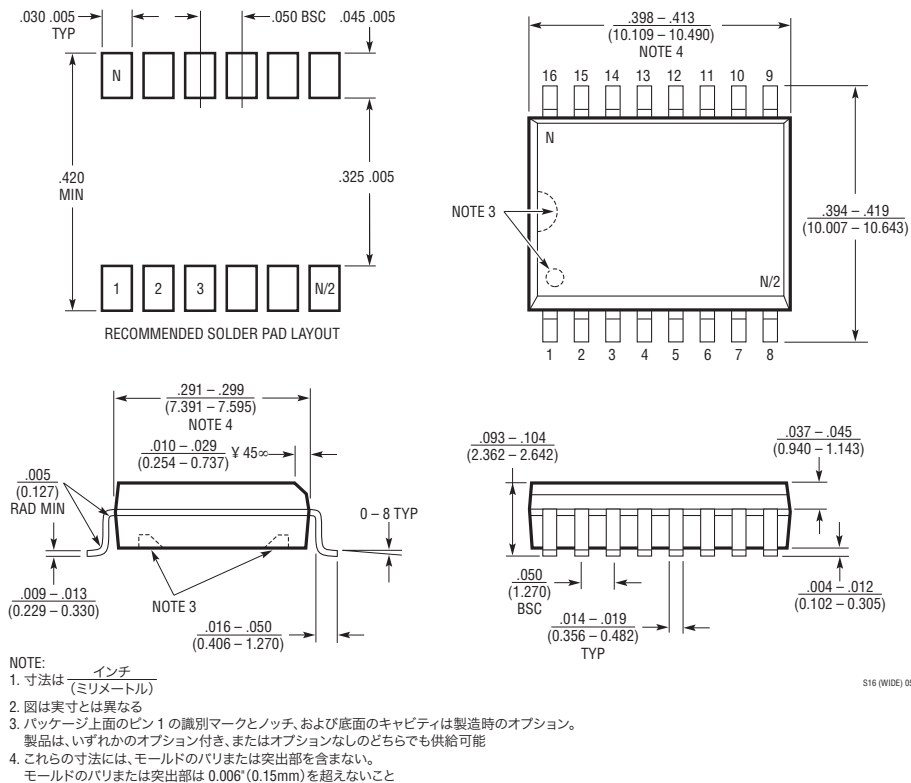
パッケージ

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

S8 Package 8-Lead Plastic Small Outline (Narrow .150 Inch) (Reference LTC DWG # 05-08-1610 Rev G)



SW Package 16-Lead Plastic Small Outline (Wide .300 Inch) (Reference LTC DWG # 05-08-1620)



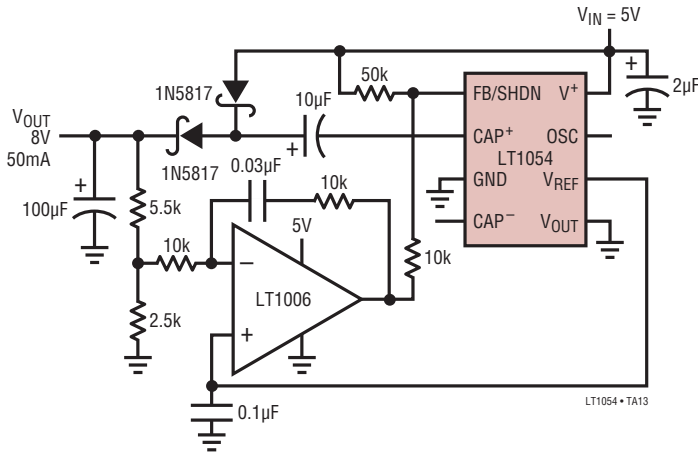
改訂履歴 (改訂履歴は Rev F から開始)

REV	日付	概要	ページ番号
F	12/10	LTC1054MJ8 は現在供給中。データシート全体に変更を反映	1 ~ 16
G	6/11	製品番号を LTC7660 から ICL7660 へ修正	1
H	9/14	「発注情報」を変更	2

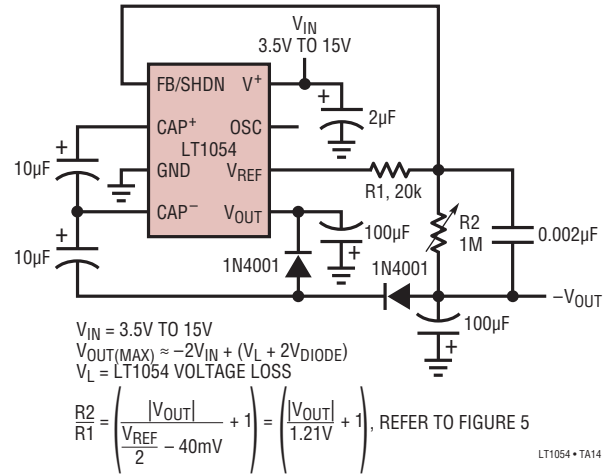
LT1054/LT1054L

標準的応用例

レギュレータ付き正電圧ダブラ



レギュレータ付き負電圧ダブラ



「標準的応用例」の回路は標準のLT1054を使って検証されています。
標準的でないアプリケーション回路でのS8パッケージの使用については、弊社にお問い合わせください。

関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC®1144	シャットダウン機能付き、広入力範囲のスイッチトキャパシタ電圧コンバータ	広い入力電圧範囲: 2V ~ 18V、 $I_{SD} < 8\mu A$ 、SO8パッケージ
LTC1514/LTC1515	昇降圧スイッチトキャパシタ DC/DC コンバータ	V_{IN} : 2V ~ 10V、 V_{OUT} : 3.3V ~ 5V、 $I_Q = 60\mu A$ 、SO8パッケージ
LT1611	150mA 出力、1.4MHz マイクロパワー反転スイッチング・レギュレータ	V_{IN} : 0.9V ~ 10V、 V_{OUT} : $\pm 34V$ ThinSOT™
LT1614	250mA 出力、600kHz マイクロパワー反転スイッチング・レギュレータ	V_{IN} : 0.9V ~ 6V、 V_{OUT} : $\pm 30V$ 、 $I_Q = 1mA$ 、MS8パッケージ、SO8パッケージ
LTC1911	インダクタ不要の250mA、1.5MHz降圧DC/DCコンバータ	V_{IN} : 2.7V ~ 5.5V、 V_{OUT} : 1.5V/1.8V、 $I_Q = 180\mu A$ 、MS8パッケージ
LTC3250/LTC3250-1.2/LTC3250-1.5	インダクタ不要の降圧DC/DCコンバータ	V_{IN} : 2.7V ~ 5.5V、 V_{OUT} : 1.2V、1.5V、 $I_Q = 35\mu A$ 、ThinSOTパッケージ
LTC3251	500mA、インダクタ不要のスペクトル拡散降圧DC/DCコンバータ	V_{IN} : 2.7V ~ 5.5V、 V_{OUT} : 0.9V ~ 1.6V、1.2V、1.5V、 $I_Q = 9\mu A$ 、MS10Eパッケージ
LTC3252	デュアル、250mA、インダクタ不要のスペクトル拡散降圧DC/DCコンバータ	V_{IN} : 2.7V ~ 5.5V、 V_{OUT} : 0.9V ~ 1.6V、 $I_Q = 60\mu A$ 、DFN12パッケージ

1054fth