

マイクロパワー高出力電流 ステップアップ可変電圧 および固定5V DC/DCコンバータ

特長

- 2セル電源から5V(600mA)または12V(120mA)を出力
- 静止電流：200 μ A
- ロジック制御のシャットダウン機能により消費電力を15 μ Aまで低減
- 低 V_{CESAT} スイッチ：310mV \cdot 2A(TYP)
- 軽負荷でバースト・モード™動作
- 電流モード動作で優れたラインおよび負荷過渡応答を達成
- 8ピンSOまたはPDIPで供給
- 2Vの低電源電圧で動作

アプリケーション

- ノートブックおよびパームトップ・コンピュータ
- 携帯用計測器
- パーソナル・デジタル・アシスタント
- セルラー電話
- フラッシュ・メモリ

概要

LT®1302/LT1302-5は、広範な出力電流で高効率を維持するマイクロパワーのステップアップDC/DCコンバータです。これらのデバイスは、2Vの低電源電圧で動作し、軽負荷でのバースト・モード動作と重負荷での電流モード動作を自動的に切り替える機能を備えています。

内部の低損失NPNパワー・スイッチは2Aを超える電流を処理でき、最大400kHzの周波数でスイッチング可能です。静止電流はわずか200 μ Aで、シャットダウン時には15 μ Aまで低減できます。

LT1302/LT1302-5は、8ピンDIPパッケージまたは8ピンSOICパッケージで供給され、現在市場に出回っているどの類似パッケージのスイッチング・レギュレータよりも高いスイッチング電流定格を実現しています。

LT、LTC、LTはリアテクノロジー社の登録商標です。
バースト・モードはリアテクノロジー社の商標です。

TYPICAL APPLICATION

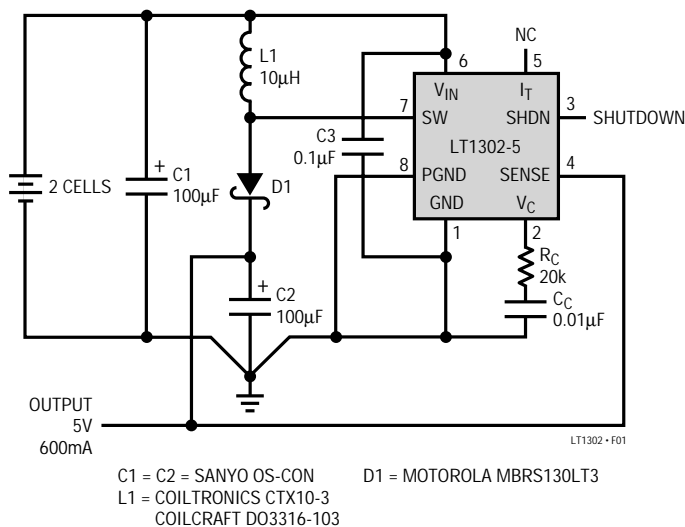
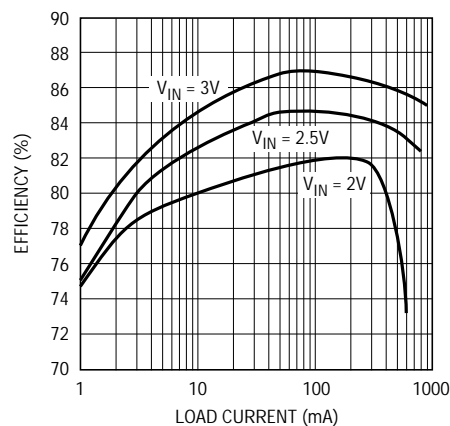


Figure 1. 2-Cell to 5V/600mA DC/DC Converter

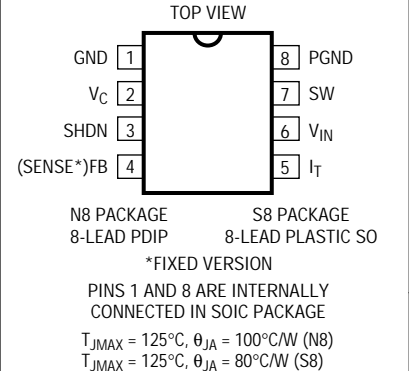
2-Cell to 5V Converter Efficiency



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V_{IN} Voltage	10V
SW Voltage	25V
FB Voltage	10V
SHDN Voltage	10V
V_C Voltage	4V
I_T Voltage	4V
Maximum Power Dissipation	700mW
Operating Temperature Range	0°C to 70°C
Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C

PACKAGE/ORDER INFORMATION

	ORDER PART NUMBER
	LT1302CN8 LT1302CS8 LT1302CN8-5 LT1302CS8-5
	S8 PART MARKING
	1302 13025

Consult factory for Industrial and Military grade parts.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{IN} = 2.5\text{V}$, unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
I_Q	Quiescent Current	$V_{SHDN} = 0.5\text{V}$, $V_{FB} = 1.3\text{V}$ $V_{SHDN} = 1.8\text{V}$	●	200	300	μA	
			●	15	25	μA	
V_{IN}	Input Voltage Range		●	2.0		V	
			●	2.2	8	V	
V_{FB}	Feedback Voltage (LT1302)	$V_C = 0.4\text{V}$	●	1.22	1.24	1.26	V
	Feedback Pin Bias Current (LT1302)	$V_{FB} = 1\text{V}$		100		nA	
	Output Sense Voltage (LT1302-5)	$V_C = 0.4\text{V}$	●	4.85	5.05	5.25	V
	Output Ripple Voltage (LT1302-5)	$V_C = 0.4\text{V}$		50		mV	
	Sense Pin Resistance to Ground (LT1302-5)			420		k Ω	
V_{OS}	Offset Voltage	See Block Diagram		15		mV	
	Comparator Hysteresis	(Note 1)		5		mV	
	Oscillator Frequency	Current Limit Not Asserted (Note 2)	●	175	220	265	kHz
			●	160	310	kHZ	
DC	Maximum Duty Cycle			75	86	95	%
t_{ON}	Switch On Time	Current Limit Not Asserted		3.9		μs	
t_{OFF}	Switch Off Time			0.7		μs	
V_{CESAT}	Output Line Regulation	$2 < V_{IN} < 8\text{V}$	●	0.06	0.15	%/V	
	Switch Saturation Voltage	$I_{SW} = 2\text{A}$	●	310	400	mV	
	Switch Leakage Current	$V_{SW} = 5\text{V}$, Switch Off	●	0.1	10	μA	
	Switch Current Limit	$V_C = 0.4\text{V}$ (Burst Mode Operation) $V_C = 1.25\text{V}$ (Full Power) (Note 3)	●	2.0	2.8	3.9	A
	Error Amplifier Voltage Gain	$0.9\text{V} \leq V_C \leq 1.2\text{V}$, $\Delta V_C / \Delta V_{FB}$		50	75	V/V	
V_{SHDNH}	Shutdown Pin High		●	1.8		V	
V_{SHDNL}	Shutdown Pin Low		●		0.5	V	
I_{SHDN}	Shutdown Pin Bias Current	$V_{SHDN} = 5\text{V}$	●	8	20	μA	
		$V_{SHDN} = 2\text{V}$	●	3		μA	
		$V_{SHDN} = 0\text{V}$	●	0.1	1	μA	
	I_T Pin Resistance to Ground			3.9		k Ω	

The ● denotes specifications which apply over the 0°C to 70°C temperature range.

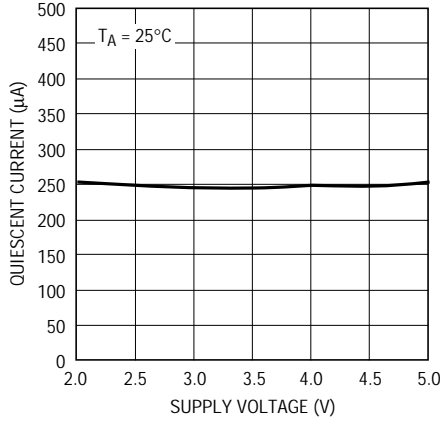
Note 1: Hysteresis is specified at DC. Output ripple depends on capacitor size and ESR.

Note 2: The LT1302 operates in a variable frequency mode. Switching frequency depends on load inductance and operating conditions and may be above specified limits.

Note 3: Minimum switch current 100% tested. Maximum switch current guaranteed by design.

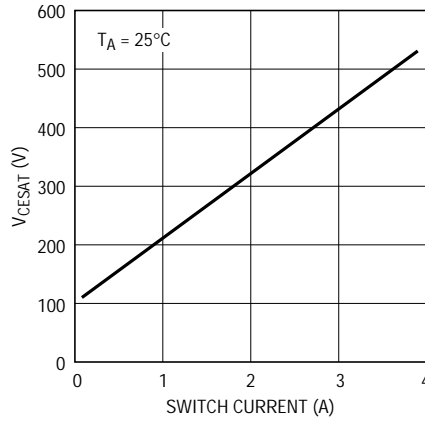
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

**No-Load Quiescent Current
Circuit of Figure 1**



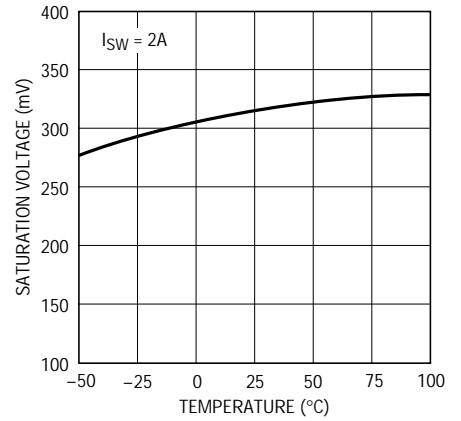
1302 G01

Switch Saturation Voltage



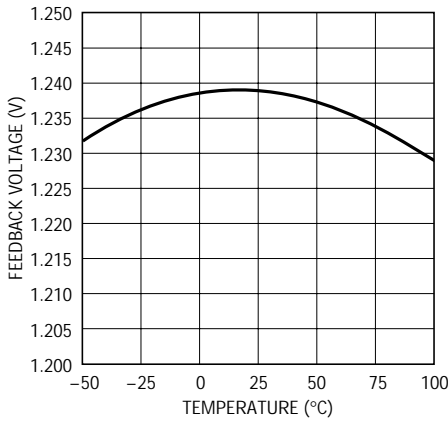
1302 G02

Switch Saturation Voltage



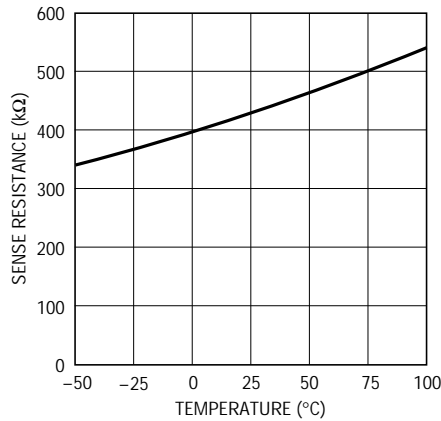
1302 G03

LT1302 Feedback Voltage



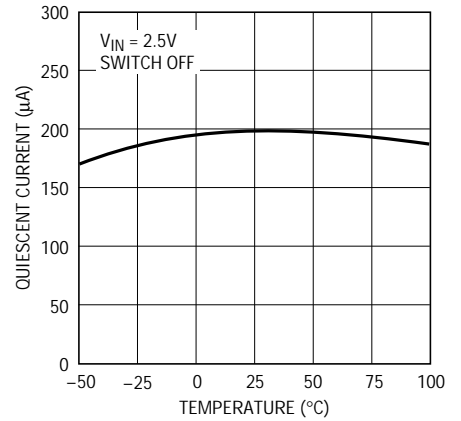
1302 G04

LT1302-5 Sense Pin Resistance



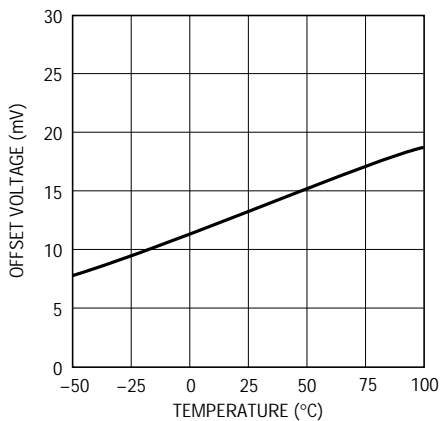
1302 G05

Quiescent Current



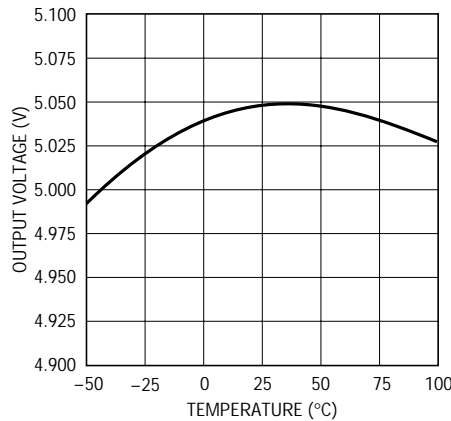
1302 G06

Error Amplifier Offset Voltage



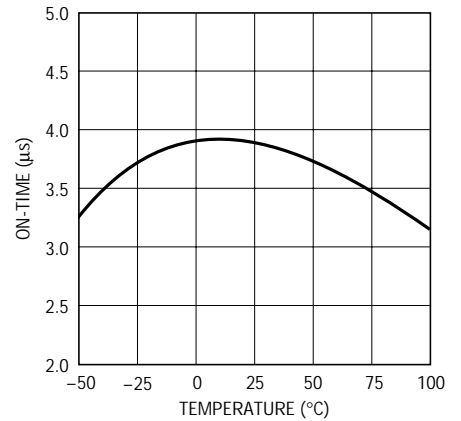
1302 G07

LT1302-5 Output Voltage



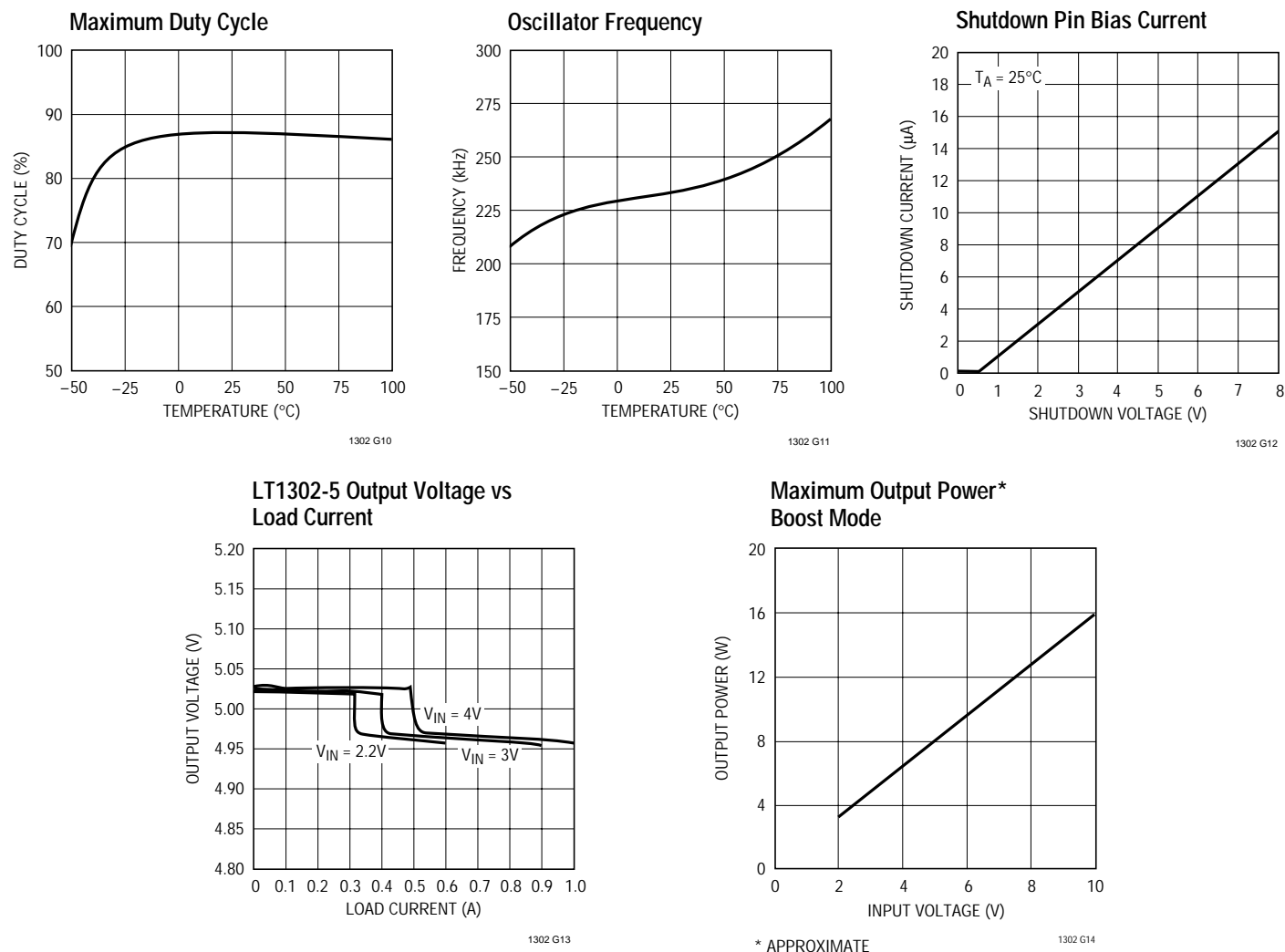
1302 G08

Maximum On-Time



1302 G09

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



ピン機能

GND (ピン1): 信号グランド。このピンには、帰還抵抗と0.1μFのセラミック・バイパス・コンデンサをV_{IN}から直接接続します。

V_α (ピン2): 周波数補償ピン。RCを直列にGNDに接続します。トレースを短くしてください。

SHDN (ピン3): シャットダウン。シャットダウンするには“H”にプルアップしてください。通常動作の場合はグランドに接続します。

FB/Sense (ピン4): フィードバック/センス。LT1302では、このピンはCMP1入力に接続されています。

LT1303-5では出力抵抗列に接続します。

I_f (ピン5): 通常はフロートさせておきます。GNDに3.3k 抵抗を追加し接続すると、LT1302を軽負荷で強制的に電流モードにします。効率は、軽負荷時には低下しますが、中負荷時には向上します。アプリケーション情報セクションを参照してください。

V_{IN} (ピン6): 電源ピン。(1) 0.1μFのセラミック・コンデンサでGNDに、そして(2) 大容量電解コンデンサでPGNDにバイパスしなければなりません。V_{IN}が5Vを超えるときは、小さな抵抗(2 ~ 10 Ω)を接続して、V_{IN}ピンを入力電源のノイズから絶縁してください。

ピン機能

SW (ピン7): スイッチ・ピン。このピンにはインダクタとダイオードを接続します。レイアウトは短く直接行うようにしてください。

PGND (ピン8): 電源グランド。ピン8とピン1をパッ

ケージの下で接続しなければなりません。SOパッケージでは、ピン1とピン8は熱的にダイに接続されます。1平方インチのPCB銅で、デバイスに十分なヒートシンクが得られます。

BLOCK DIAGRAMS

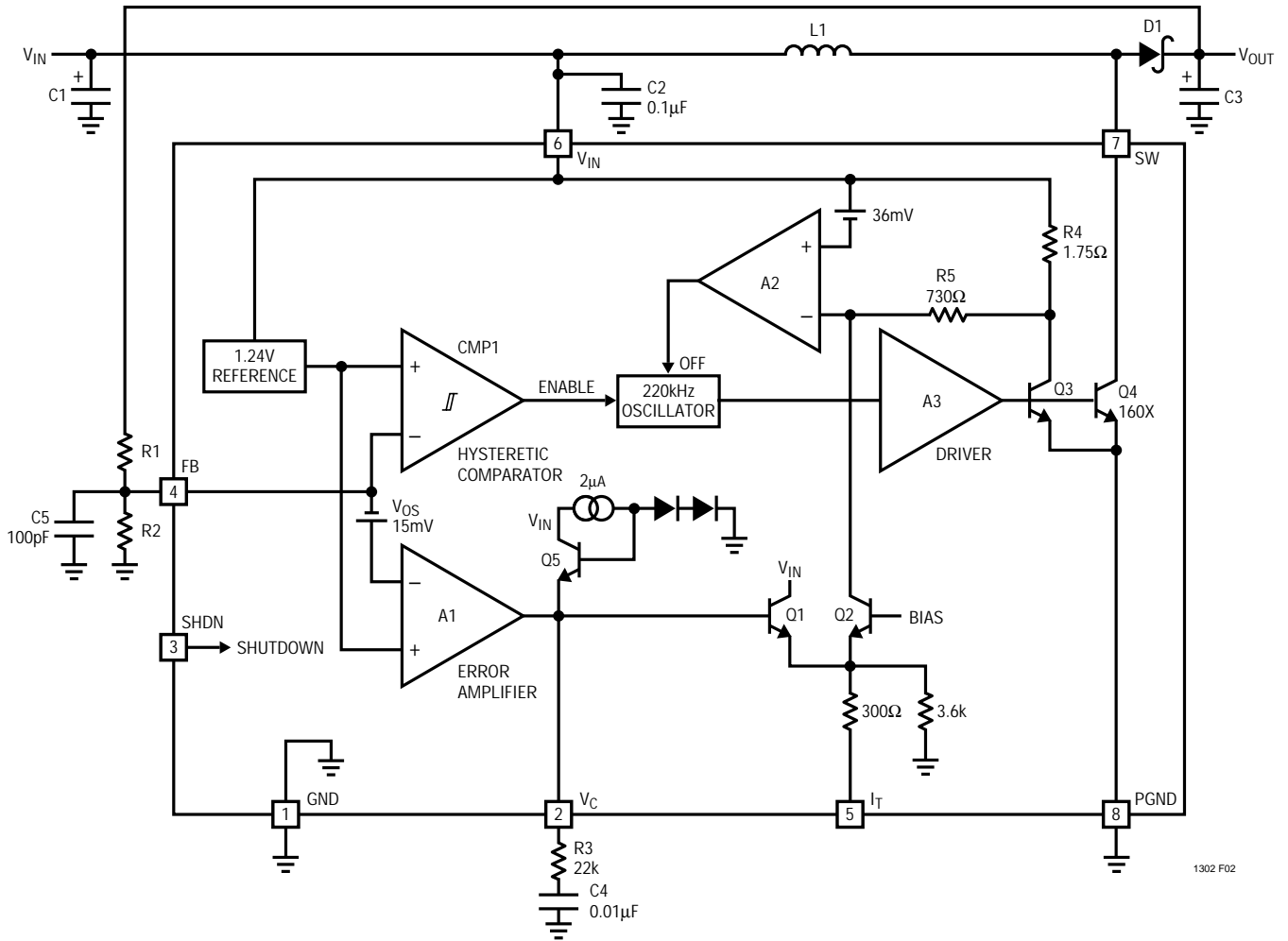


Figure 2. LT1302 Block Diagram

BLOCK DIAGRAMS

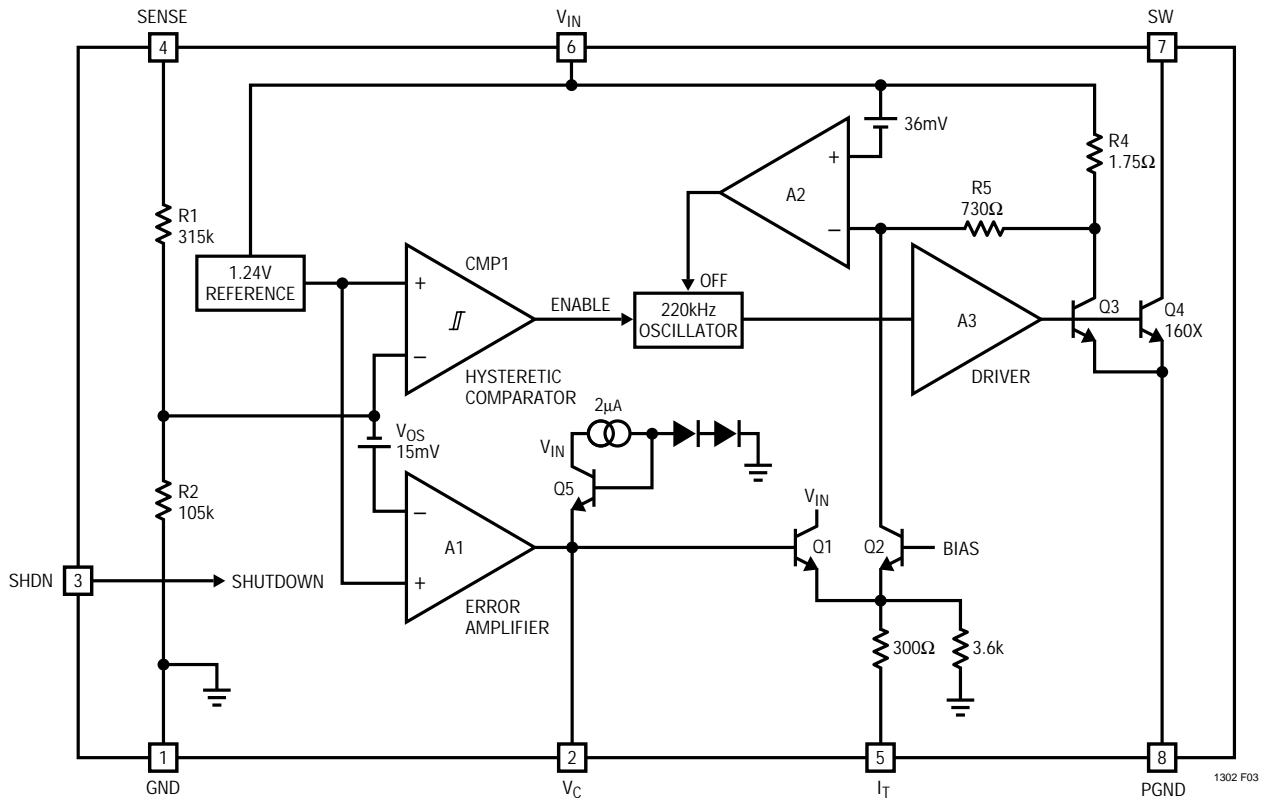


Figure 3. LT1302-5 Block Diagram

動作

図2のブロック図を参照すれば、LT1302の動作を最も良く理解することができます。LT1302は負荷に応じて、2つのモードのいずれかで動作します。軽負荷時には、コンパレータCMP1が出力を制御し、重負荷時には誤差アンプA1に制御が渡されます。バースト・モード動作では、FBピンの電圧をヒステリシス付きコンパレータCMP1でモニタします。外部アッテネータR1とR2によって出力電圧に関連付けられるFB電圧が、1.24V以下に低下すると発振器がイネーブルされます。すると、Q4が交互にターンオンし、インダクタL1で電流が大きくなると、今度はターンオフして、増大した電流がD1を通して出力コンデンサC3に流れ込めるようにします。出力電圧が上昇すると、FBの電圧も上昇します。FBの電圧がリファレンス電圧とCMP1のヒステリシス(約5mV)を加えた電圧を超えると、CMP1が発振器をターンオフします。このモードで

は、ピーク・スイッチ電流は、A2、Q2、およびQ3によって約1Aに制限されます。Q2の電流は34μAに設定されており、この電流がR5を流れると、A2の負入力がV_{IN}より25mV低くなります。A2がトリップして発振器をターンオフするには、このノードがV_{IN}から36mV以上低下しなければなりません。残りの11mVは、R4を流れるQ3の電流によって生成されます。エミッタ領域のスケールが、Q3のコレクタ電流をスイッチQ4の電流の0.625%に設定します。Q4の電流が1AでQ3の電流が6.25mAのとき、R4の両端に11mVの電圧降下が生じ、この電圧がR5の25mVの電圧降下に追加され、A2がトリップするのに十分なレベルになります。

出力の負荷が1Aのピーク電流では出力電圧をサポートできないポイントまで上昇すると、CMP1はオンになっ

動作

たまたまで、ピーク・スイッチ電流は V_C ピン(A1の出力)の電圧によって安定化されます。 V_C はQ1のベースをドライブします。 V_C 電圧が上昇すると、Q2が流す電流が減少し、R5の電圧降下が小さくなります。A2がトリップするには、Q4のピーク電流が増加しなければなりません。この電流モード制御により、入力電圧の変動に対して良好な安定性と変動除去が実現されます。これは直

線閉ループ・システムですので、周波数補償が必要です。 V_C からグランドへの直列 R_C が必要なポールゼロの組合せを提供します。

LT1302-5は帰還抵抗R1とR2を内蔵しています。出力電圧はバースト・モードでは5.05Vに設定されますが、電流モードでは4.97Vに低下します。

アプリケーション情報

インダクタの選択

LT1302に使用するインダクタは、次の2つの要求条件を満足しなければなりません。まず、インダクタは暴走的飽和なしで、2.5A～3Aの電流を処理できなければなりません。ロッドまたはドラム・コア・ユニットは通常、徐々に飽和するため、メーカーが発表している飽和電流を20%程度超えても問題はありません。次に、銅損失を低く抑えるために、DCRは0.05以下と低くなければなりません。インダクタンス値はそれほど重要ではありません。一般に、2Vまでの低電圧入力に対しては、10 μ Hのインダクタ(Coilcraft D03316-103など)が推奨されます。4Vから5Vの入力に対しては、22 μ Hユニット(Coilcraft D03316-223など)を使用してください。スイッチング周波数は最大400kHzまで可能ですので、コア材は損失なく高周波数に対応できなければなりません。フェライトやモリブデン・コアのほうが、鉄粉よりも適しています。EMIが問題になる場合は、Coiltronics CTX20-4などのトロイダル・インダクタが推奨されます。昇圧コンバータの場合には、次式でデューティ・サイクルを計算することができます：

$$DC = 1 - \left(\frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \right)$$

2V 12Vコンバータのように、 V_{OUT}/V_{IN} の電圧差が大きいときには、特殊な状況が存在します。必要なデューティ・サイクルは、LT1302が供給可能なものより高いため、コンバータは不連続動作に対応できる設計になっていなければなりません。これは、スイッチがオフの間はインダクタ電流がゼロになることを意味します。2V 12Vのケースでは、単一サイクルでインダクタの電流が2Aに達することができるよう、インダクタンスが十分低くなければなりません。インダクタ値は次のように定義できます：

$$L \leq \frac{(V_{IN} - V_{SW}) \times t_{ON}}{2A}$$

2V入力的时候は、3.3 μ Hの値が許容されます。インダクタンスが非常に低いため、通常はより小さいコア・サイズを使用できます。必ずしもピーク電流が高くないため、連続動作の場合ほど効率は高くありません。

表1にインダクタのサプライヤを、該当する部品番号とともにリストします。

Table 1. Recommended Inductors

VENDOR	PART NO.	VALUE(μ H)	PHONE NO.
Coilcraft	D03316-103	10	(708) 639-6400
	D03316-153	15	
	D03316-223	22	
Coiltronics	CTX10-2	10	(407) 241-7876
	CTX20-4	20	
Dale	LPT4545-100LA	10	(605) 665-9301
	LPT4545-200LA	20	
Sumida	CD105-100	10	(708) 956-0666
	CD105-150	15	
	CDR125-220	22	

コンデンサの選択

適切な性能を得るために、出力コンデンサは低ESRタイプのものでなければなりません。コンデンサのESRが高いと、インダクタ電流がダイオードを流れるときに、出力電圧が $I_{SW} \times ESR$ だけ増加するため、高負荷電流時には電流モードとバースト・モード間で、「モード・ホッピング」が発生するおそれがあります。図4に、出力に2個の220 μ F AVX TPSコンデンサを接続したLT1302-5昇圧コンバータの出力電圧を示します。510mA負荷時のリップ電圧は約30mV_{p,p}で、低周波数成分はありません。

アプリケーション情報

全ESRは0.03以下です。代わりに100 μ Fのアルミニウム電解コンデンサを1個使用した場合は、高ESRのために電流モードとバースト・モード間でコンバータがモードホップを起こし、図5に示すとおり、電圧コンパレータがトリップします。これによって、リップル電圧が500mV_{p-p}を超え、低周波数成分が含まれるようになります。許容される出力コンデンサの最大ESRは、以下の公式で計算できます：

$$ESR_{MAX} = \frac{V_{OS} \times V_{OUT}}{V_{REF} \times 1A}$$

ここで、
 $V_{OS} = 15mV$
 $V_{REF} = 1.24V$

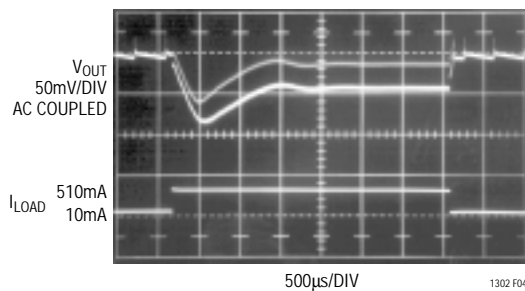


Figure 4. Low ESR Output Capacitor Results in Stable Operation. Ripple Voltage is Under 30mV_{p-p}

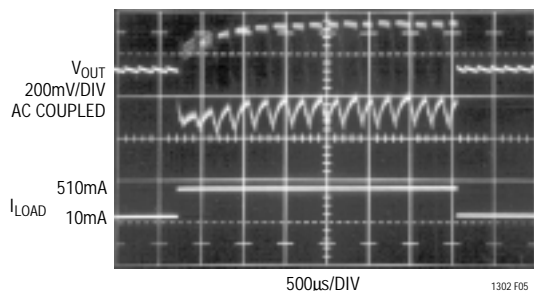


Figure 5. Inexpensive Electrolytic Capacitor Has High ESR, Resulting in Mode-Hop, Ripple Voltage Amplitude Is Over 500mV_{p-p} and Includes Low Frequency Component

入力コンデンサ

入力電源は、LT1302の近くで、良質の電解コンデンサを使用してデカップリングし、安定した入力電源を供給しなければなりません。電源からスイッチャへのリードやトレースが長いと、LT1302のスイッチング周波数でインピーダンスがかなり大きくなるおそれがあります。入力コンデンサは、高周波時に低インピーダンスとなります。V_{IN}ピンのすぐ近くに、0.1 μ Fのセラミック・コンデンサが必要です。入力電圧が5V以上になるときは、図6で詳述するとおり、V_{IN}用の10 / 1 μ Fのデカップリング・ネットワークを付加してください。トランスをドライブするときにも、このネットワークが推奨されます。

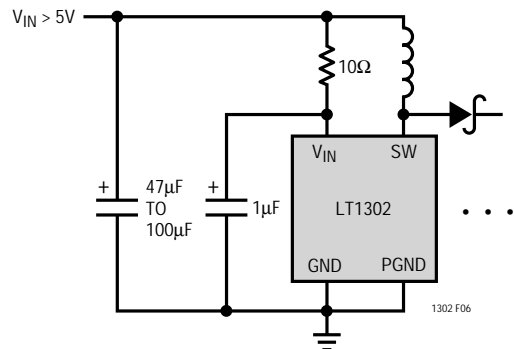


Figure 6. A 10 Ω /1 μ F Decoupling Network at V_{IN} Is Recommended When Input Voltage Is Above 5V

表2にコンデンサのベンダを部品タイプとともにリストします。

Table 2. Recommended Capacitors

VENDOR	SERIES	TYPE	PHONE NO.
AVX	TPS	Surface Mount	(803) 448-9411
Sanyo	OS-CON	Through Hole	(619) 661-6835
Sprague	595D	Surface Mount	(603) 224-1961

ダイオードの選択

入手可能なものでは、モトローラ製MBRS130LT3などの2Aショットキ・ダイオードが最適であることがわかりました。その他、1N5821やMBRS130T3も使用できます。1N4001のような「汎用」ダイオードは使わないでください。これらはスイッチング・レギュレータ・アプリケーションには低速すぎます。

アプリケーション情報

周波数補償

入力および出力電圧、トポロジー、コンデンサのESR、およびインダクタンスがさまざまで、単純な公式では定義できないため、周波数補償ネットワークに適したRCを得る方法は、概して実験的作業になります。一例として、500mAを供給する2.5V～5Vの昇圧コンバータを検討してみましょう。最適な補償を決定するために、回路を構築しその回路に過渡負荷を適用します。図7に構成を示します。

図7aで、 V_C ピンは単にフロートさせておきます。出力電圧が維持され過渡応答も良好ですが、負荷の接続時にスイッチ電流が内部電流制限値まで瞬時に立ち上がりま。しかし、この状況はスイッチと他のパワー部品に最大のストレスを加えるため望ましくありません。さらに、効率は最適値からはかなり低くなります。次に、0.1 μ コンデンサが抵抗なしで接続されます。図7bに応答を詳述します。回路は最終的には安定しますが、ループはかなりアンダダンピングされます。また、最初の出力「垂下り」が5%を超えます。4番目の目盛りでの急な動きは、LT1302のバースト・モード・コンパレータが、出力電圧がスレッシュホールドを超えたときにすべてのスイ

チングをターンオフした結果です。

図7cでは、0.1 μ Fコンデンサが0.01 μ Fユニットに置き換えられています。アンダシュートは小さなものですが、応答はアンダダンピングされたままです。図7dに0.1 μ Fのコンデンサと10k の抵抗を直列に接続した結果を示します。ここで、いくらかのダンピングが観察され、動作はさらに抑制されます。図7eに0.01 μ F/10k の直列ネットワークでの応答を詳細に示します。アンダシュートは、約100mVすなわち2%まで低減されます。まだ多少アンダダンピングが目立ちます。

最後に、0.01 μ F/24k の直列ネットワークによって、図7fに示す応答が得られます。これは最適なダンピングになっており、アンダシュートは100mV未満で、1ms以内に安定します。

V_C ピンは高周波数ノイズに敏感です。レイアウトによっては、スイッチング周波数の1/2で、ピーク・スイッチ電流を変調するようなノイズを発生するおそれがあります。 V_C からグランドに小さなコンデンサを接続すれば、この問題を解消できます。補償コンデンサ値の1/10を超えてはなりません。

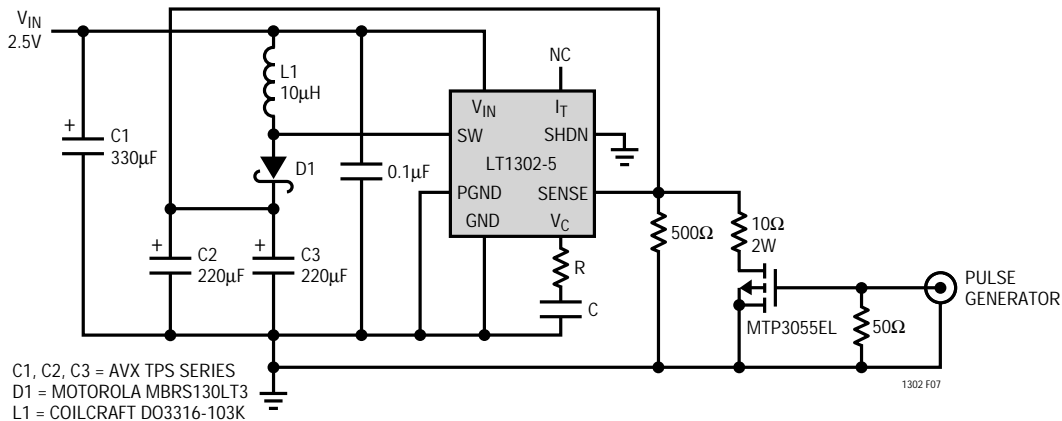


Figure 7. Boost Converter with Simulated Load

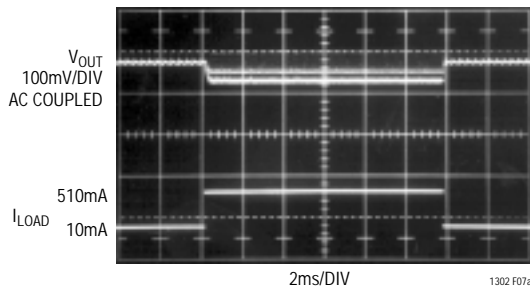


Figure 7a. V_C Pin Left Unconnected. Output Shows Low Frequency Components Under Load

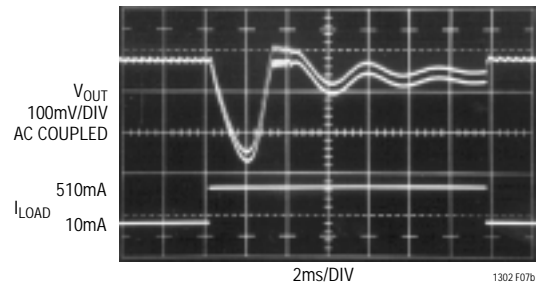


Figure 7b. 0.1 μ F from V_C to Ground. Better, but More Improvement Needed

アプリケーション情報

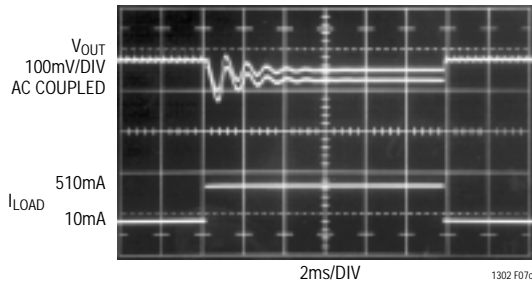


Figure 7c. 0.01µF from V_C to Ground. Underdamped Response Requires Series R

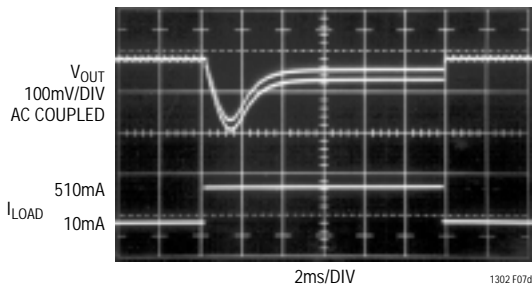


Figure 7d. 0.1µF with 10k Series RC. Classic Overdamped Response

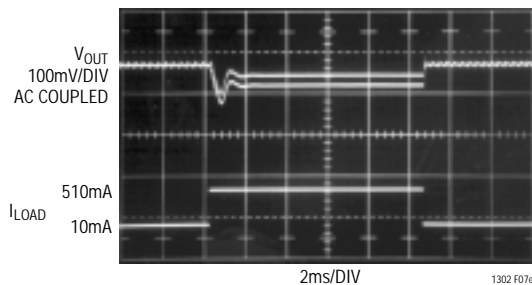


Figure 7e. 0.01µF, 10k Series RC Shows Good Transient Response. Slight Underdamping Still Noticeable

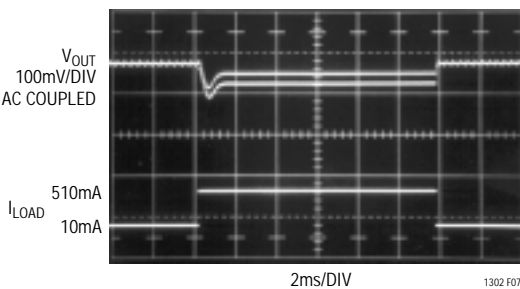


Figure 7f. 0.01µF, 24k Series RC Results in Optimum Response

I_T ピン

I_T ピンはバースト・モードをディスエーブルして、軽負荷時にもLT1302を電流モードで動作させるのに使用します。バースト・モードをディスエーブルするために、 I_T からグラウンドに3.3k 抵抗R1を接続しておきます。このモードではより保守的な周波数補償を使用しなければなりません。 V_C からグラウンドに0.1µFのコンデンサと4.7k の抵抗を接続すれば十分です。多くのアプリケーションで、このテクニックを使用すれば、低周波バースト・モード・リップルを低減または除去できます。

説明のために、図8の回路の負荷過渡応答は、R1を接続した場合と接続しない場合を示しています。図8aに抵抗がない場合の出力電圧とインダクタ電流を示します。なお、コンバータが25mAを供給しているときのバースト・レートは6kHzです。3.3k 抵抗を追加すれば、図8bに示すように低周波バーストが除去されます。この機能はオーディオ回路を内蔵するシステムで有効です。非常に軽い負荷または無負荷時には、スイッチング周波数が

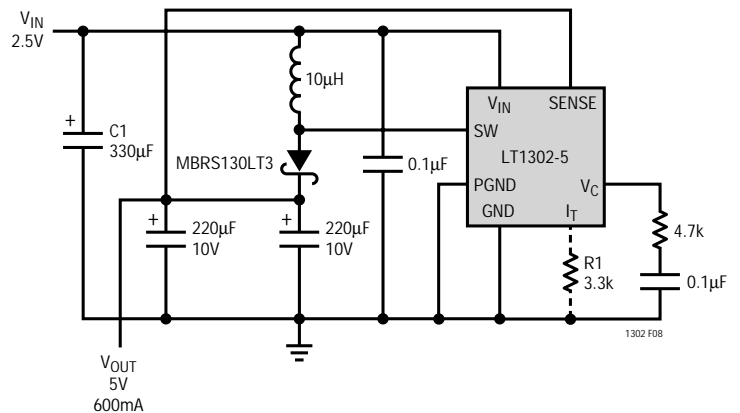


Figure 8. Addition of R1 Eliminates Low Frequency Output Ripple in This 2.5V to 5V Boost Converter

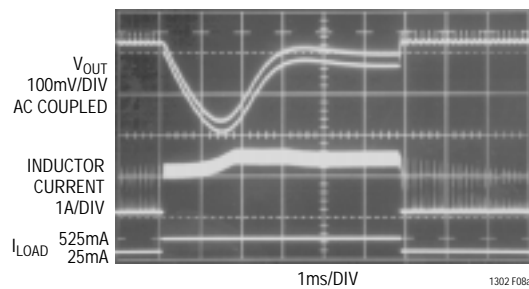


Figure 8a. I_T Pin Floating. Note 6kHz Burst Rate at $I_{LOAD} = 25mA$. 0.1µF/4.7k Compensation Network Causes 220mV Undershoot

アプリケーション情報

低下し、最終的にオーディオ周波数に達しますが、これは I_T 機能がない場合よりもさらに負荷が軽いときです。いくつかの入力電圧/負荷電流の組合せでは、オーディオ・バンド以外の周波数で、残留バーストが発生する可能性があります。

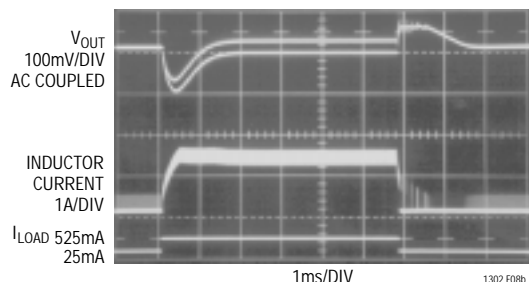


Figure 8b. 3.3k Resistor from I_T Pin to Ground Forces LT1302 into Current Mode Regardless of Load. Audio Frequency Component Eliminated

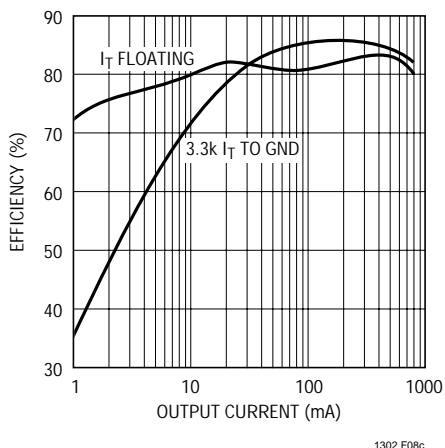


Figure 8c. 3.3k Resistor for I_T to Ground Increases Efficiency at Moderate Load, Decreases at Light Load

I_T ピンをソフトスタートとして使用することはできません。このピンに大容量コンデンサを接続すると、誤動作するおそれがあります。デバイスがバースト・モードで動作中のときは、ピンをフロートさせておきます。このピンには高 dV/dt 信号を近づけないでください。

図8cに、 $R1$ を追加した場合と、追加しない場合の効率を詳述します。バースト・モード動作は、 I_T をフロートさせたときは、軽負荷時効率を高く維持します。LT1302はバースト・モードに移行できないため、 $R1$ を追加すると軽負荷時の効率が低下します。

レイアウト

LT1302では高速、高電流スイッチング動作を実行するため、慎重にレイアウトを行う必要があります。適切に動作させるには、図9の部品配置に従ってください。高電流機能はパッケージによって、高感度制御機能から分離されています。帰還抵抗 $R1$ と $R2$ は、帰還ピン(ピン4)の近くに配置しなければなりません。注意を怠ると、このピンにノイズが入り込むおそれがあります。高周波バイパス用に、FBからグランドに小さなコンデンサ(100pF~200pF)を接続してください。LT1302を3個の電池またはそれより高い電圧の入力で動作させる場合は、 V_{IN} と直列に $R3$ (2~10 Ω)を接続することを推奨します。この抵抗は入力電源のノイズ・スパイクからデバイスを絶縁します。デバイスが2V入力から動作しなければならない場合は、入力電流によってLT1302の V_{IN} ピンの電圧が2V以下になるため、 $R3$ を追加しないでください。0.1 μ Fのセラミック・バイパス・コンデンサ $C3$ (Z5Uではなく、X7Rを使用します)をできる限り、パッケージの近くに実装しなければなりません。 $R3$ を使用する

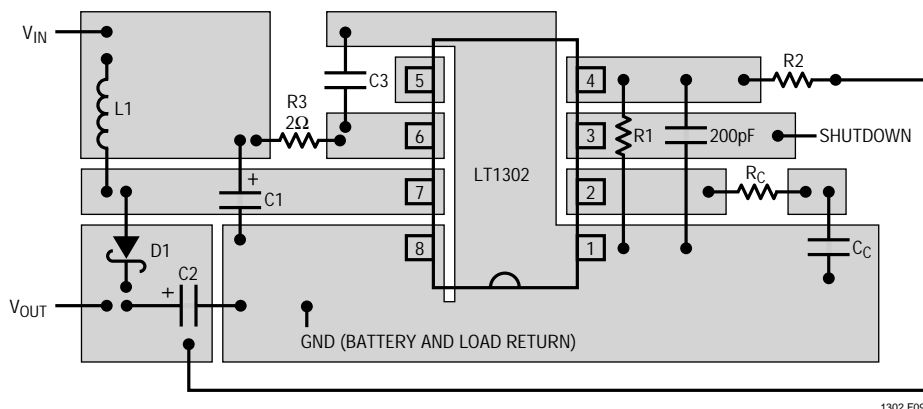


Figure 9. Suggested Component Placement for LT1302

アプリケーション情報

とき、C3には1μFのタンタル・ユニットを使用してください。グラウンドは、図に示すように分離する必要があります。C3のグラウンド・トレースにはスイッチ電流が流れてはなりません。図に示すように、独立したグラウンド・トレースをパッケージの下に走らせてください。電池と負荷リターンは、銅のグラウンド・トレースの電源側に入らなければなりません。

熱に関する考察

LT1302は、過剰な内部(接合部)温度からデバイスを保護するためのサーマル・シャットダウン機能を内蔵しています。デバイスの接合部温度が保護スレッショルドを超えると、デバイスは通常動作とオフ状態を交互に繰り返します。このサイクリングは、デバイスに影響を与るものではありません。サーマル・サイクリングは、標準で10msから数秒の低速度で発生しますが、これは消費電力とパッケージおよびヒートシンクの熱時定数によって決まります。デバイスがサーマル・シャットダウンを開始するまで周囲温度を上昇させれば、サーマル・デザインにどれだけ余裕があるかがわかります。

表面実装デバイスの場合、放熱はPCボードと銅トレースの放熱機能を利用して行われます。実験から放熱銅レイヤを電氣的にデバイスのタブに接続する必要がないことがわかっています。PCBの材質は、デバイスのピン1と8に接続されたパッド領域、およびボード内部または反対側のグラウンド・プレーン層の間で、熱を放出するのに非常に効果的です。実際のPCB材の熱抵抗は高くなっていますが、層間の熱抵抗の長さ/面積比は小さなものです。銅ボード・ステイフナおよびメッキ・スルー・ホールを使ってデバイスが発生した熱を放散することもできます。

表3にSOパッケージの熱抵抗をリストします。数種類の異なるボード・サイズおよび銅面積に対する熱抵抗の測定値を各表面実装パッケージについてリストします。すべての測定値は、1オンスの銅フォイルをもつ3/32" FR-4ボードを使用し、静止雰囲気を得られたものです。このデータは、熱抵抗を推定する際におおまかなガイドラインとして使用できます。各アプリケーションの熱抵抗は、ボード上の他の部品との熱作用やボードのサイズと形状によって影響を受けます。

Table 3. S8 Package, 8-Lead Plastic SO

COPPER AREA		BOARD AREA	THERMAL RESISTANCE (JUNCTION-TO-AMBIENT)
TOPSIDE*	BACKSIDE		
2500 sq. mm	2500 sq. mm	2500 sq. mm	60°C/W
1000 sq. mm	2500 sq. mm	2500 sq. mm	62°C/W
225 sq. mm	2500 sq. mm	2500 sq. mm	65°C/W
100 sq. mm	2500 sq. mm	2500 sq. mm	69°C/W
100 sq. mm	1000 sq. mm	2500 sq. mm	73°C/W
100 sq. mm	225 sq. mm	2500 sq. mm	80°C/W
100 sq. mm	100 sq. mm	2500 sq. mm	83°C/W

* Pins 1 and 8 attached to topside copper
 N8 Package, 8-Lead DIP:
 Thermal Resistance (Junction-to-Ambient) = 100°C/W

温度上昇の計算

昇圧レギュレータ構成でのLT1302の内部消費電力の概算値は、次のとおりです：

$$P_D = I_{OUT}^2 R \left[\left(\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} - \frac{I_{OUT} V_{OUT} R}{V_{IN}}} \right)^2 - \left(\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} - \frac{I_{OUT} V_{OUT} R}{V_{IN}}} \right) \right] + \frac{I_{OUT} (V_{OUT} + V_D - V_{IN})}{27}$$

この式の最初の項は、スイッチの「オン抵抗」によるものです。2番目の項はスイッチ・ドライバからの値です。また、Rはスイッチ抵抗(標準0.15)です。V_Dはダイオードの順方向電圧降下です。

温度上昇は、次式から計算できます：

$$\Delta T = P_D \times J_A$$

ここで、

$$\Delta T = \text{温度上昇}$$

$$P_D = \text{デバイスの消費電力}$$

$$J_A = \text{熱抵抗(接合部 - 周囲間)}$$

アプリケーション情報

例として、以下の仕様の昇圧コンバータを検討します：

$$V_{IN} = 3 \text{ V}$$

$$V_{OUT} = 6 \text{ V}$$

$$I_{OUT} = 700 \text{ mA}$$

LT1302の全消費電力損失は、 $R = 0.15$ 、 $V_D = 0.45\text{V}$ と仮定すると、次のようになります：

$$P_D = (700\text{mA})^2 (0.15\Omega) \left[\left(\frac{6+0.45}{3 - \frac{0.7 \times 6 \times 0.15}{3}} \right)^2 - \left(\frac{6+0.45}{3 - \frac{0.7 \times 6 \times 0.15}{3}} \right) \right] + \frac{(0.7)(6+0.45-3)}{27}$$
$$= 223\text{mW} + 89\text{mW} = 312\text{mW}$$

上部と裏面に100 sq.mmの放熱板付きCS8パッケージを使用した場合：

$$\Delta T = (312\text{mW})(84 \text{ } ^\circ\text{C/W}) = 25.9 \text{ } ^\circ\text{C} \text{ の上昇}$$

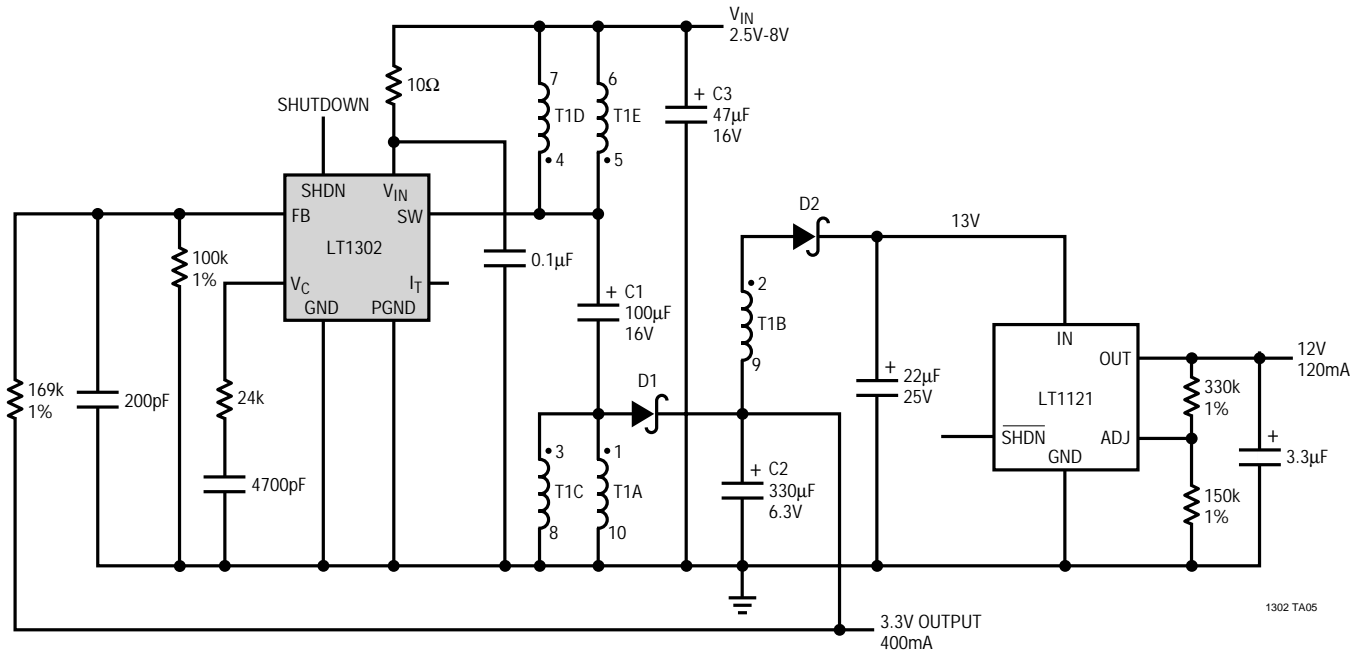
N8パッケージの場合：

$$\Delta T = 31.2$$

周囲温度70 °C のとき、ダイ温度は101.2 °C です。

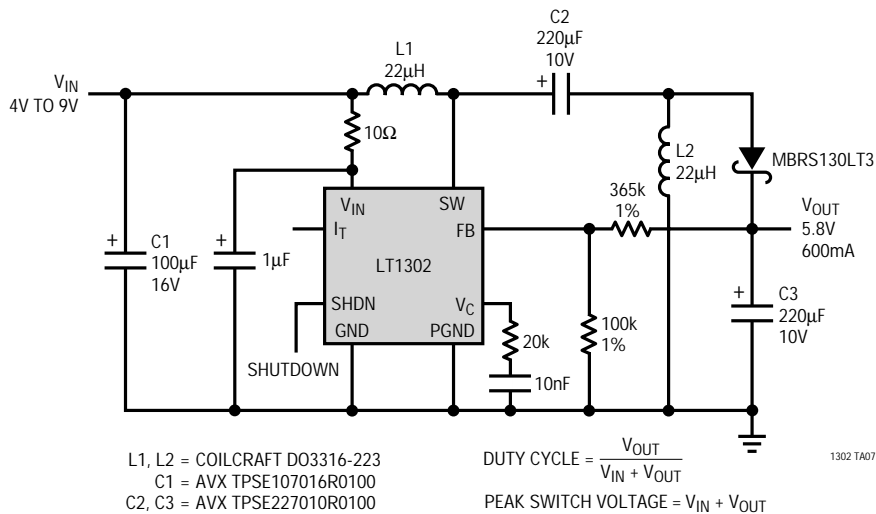
TYPICAL APPLICATIONS

3 Cell to 3.3V Buck-Boost Converter with Auxiliary 12V Regulated Output



- T1 = DALE LPE-6562-A069, 1:3:1:1:1 TURNS RATIO, 10μH PRIMARY. DALE (605) 665-9301
- D1, D2 = MOTOROLA MBR5130LT3
- C1 = AVX TPSE107016R0100
- C2 = AVX TPSE337006R0100
- C3 = AVX TPSD476016R0150

2 Li-Ion Cell to 5.8V/600mA DC/DC Converter



- L1, L2 = COILCRAFT DO3316-223
- C1 = AVX TPSE107016R0100
- C2, C3 = AVX TPSE227010R0100