

特長

- 大幅に低減された伝導 EMI と放射 EMI (標準のアプリケーションで $<60\mu\text{V}_{\text{p-p}}$)
- 低いスイッチング高調波
- スイッチの電圧スルーレートと電流スルーレートを個別に制御可能
- 2個の1A 電流リミット・パワースイッチ
- 正電圧と負電圧を安定化
- 20kHz ~ 250kHzの発振器周波数
- 外部クロックと容易に同期化
- 広い入力電圧範囲: 2.7V ~ 23V
- 低いシャットダウン電流: 12 μA (標準)
- 従来のスイッチャに比べてレイアウトが容易
- 安定化されないアプリケーションの場合、50%のデューティ・サイクルで出力可能

アプリケーション

- 高精度計測システム
- 産業用オートメーション向け絶縁電源
- 医療機器
- ワイヤレス通信
- シングルボード・データ収集システム

LT、LTC、LT はリアテクノロジー社の登録商標です。

概要

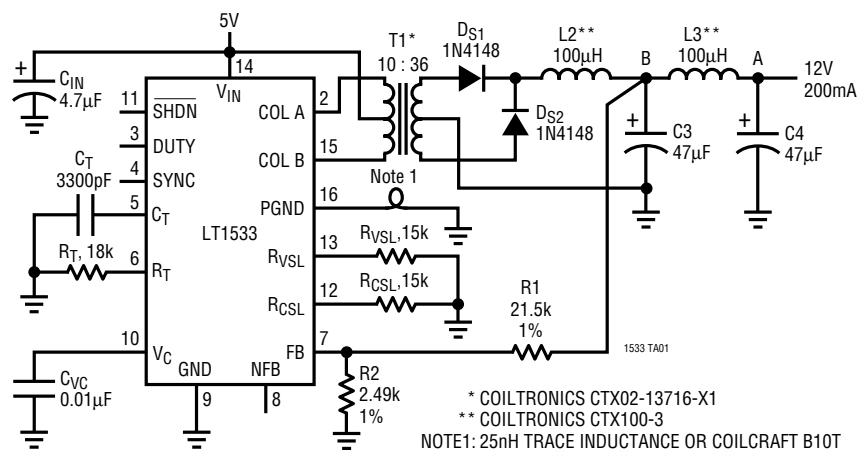
LT[®]1533は伝導EMI(ElectromagneticInterference)と放射EMIを低減する新しい分類のスイッチング・レギュレータです。出力スイッチのスルーレートをユーザが制御することによって、ノイズとEMIを著しく低減することが可能となります。またスイッチャの高調波と効率が最適化されるように、電圧スルーレートと電流スルーレートを個別に設定可能です。LT1533は効率損失を最小限に抑え、高周波の高調波強度を40dBも低減することができます。

LT1533は低ノイズの構成に最適化されたデュアル出力スイッチ電流モード・アーキテクチャを採用しています。このデバイスは2個の1Aパワースイッチの他に、発振器、制御回路、保護回路など必要な全ての回路を内蔵しています。また独自のエラー・アンプ回路により、正と負の両方の電圧を安定化させることができます。またスイッチング高調波をより正確に位置するために、内蔵の発振器を外部クロックと同期化可能です。保護機能としては、サイクルごとの短絡保護、低電圧ロックアウト、サーマル・シャットダウンを備えています。

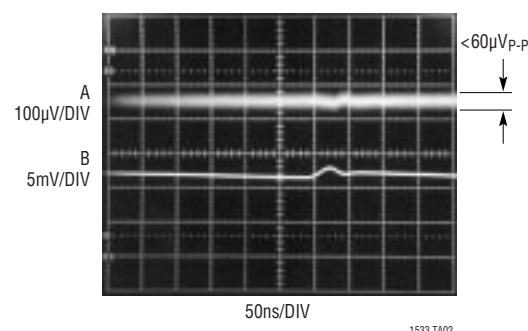
最小電源電圧が低く、シャットダウン時に低消費であることから、LT1533はポータブル・アプリケーションに最適です。また安定化されていない電源を使用するアプリケーションの場合は、50%のデューティ・サイクル・モードにすることができます。LT1533は16ピン細型SOパッケージで供給されます。

標準的応用例

5Vから12Vへの低ノイズ順方向プッシュプルDC/DCコンバータ



12V出力ノイズ (BW=100MHz)



絶対最大定格

(Note 1)

入力電圧 (V_{IN})	30V
スイッチ電圧 (COLA, COLB)	30V
SHDNピン電圧	30V
フィードバック・ピン電流	10mA
ネガティブ・フィードバック・ピン電流	±10mA
保存温度範囲	- 65 ~ 150
動作周囲温度範囲	0 ~ 70
動作接合温度範囲 (Note 2)	0 to 125
リード温度 (半田付け、10 秒)	300

パッケージ／発注情報

<p>TOP VIEW</p> <p>NC 1, COL A 2, DUTY 3, SYNC 4, C_T 5, R_T 6, FB 7, NFB 8, 16 PGND, 15 COL B, 14 V_{IN}, 13 R_{VSL}, 12 R_{CSL}, 11 SHDN, 10 V_C, 9 GND</p> <p>S PACKAGE 16-LEAD NARROW PLASTIC SO T_{JMAX} = 125°C, θ_{JA} = 100°C/W</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LT1533CS</p>
---	--

インダストリアルおよびミリタリ・グレードはお問い合わせ下さい。

電気的特性

注記がない限り、 $V_{IN} = 5V$ 、 $V_C = 0.9V$ 、 $V_{FB} = V_{REF}$ 。COL A、COL B、SHDN、NFB、DUTY ピンはオープン。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Error Amplifiers						
V_{REF}	Reference Voltage	Measured at Feedback Pin	● 1.235 1.215	1.250 1.250	1.265 1.275	V V
I_{FB}	Feedback Input Current	$V_{FB} = V_{REF}$	●	250	900	nA
FB_{REG}	Reference Voltage Line Regulation	2.7V $V_{IN} = 23V$	●	0.003	0.03	%/V
V_{NFR}	Negative Feedback Reference Voltage	Measured at Negative Feedback Pin with Feedback Pin Open	●	-2.550	-2.500 -2.420	V
I_{NFR}	Negative Feedback Input Current	$V_{NFB} = V_{NFR}$	●	-37	-25	μA
NFB_{REG}	Negative Feedback Reference Voltage Line Regulation	2.7V $V_{IN} = 23V$	●	0.002	0.05	%/V
g_m	Error Amplifier Transconductance	$\Delta I_C = \pm 50\mu A$	● 1100 700	1500	1900 2300	μmho μmho
I_{ESK}	Error Amplifier Sink Current	$V_{FB} = V_{REF} + 150mV$, $V_C = 0.9V$, $V_{SHDN} = 1V$	●	120	200 350	μA
I_{ESRC}	Error Amplifier Source Current	$V_{FB} = V_{REF} - 150mV$, $V_C = 0.9V$, $V_{SHDN} = 1V$	●	120	200 350	μA
V_{CLH}	Error Amplifier Clamp Voltage	High Clamp, $V_{FB} = 1V$		1.33		V
V_{CLL}	Error Amplifier Clamp Voltage	Low Clamp, $V_{FB} = 1.5V$		0.1		V
A_V	Error Amplifier Voltage Gain			180	250	V/V

電気的特性

注記がない限り、 $V_{IN} = 5V$ 、 $V_C = 0.9V$ 、 $V_{FB} = V_{REF}$.COL A、COL B、 \overline{SHDN} 、NFB、DUTY ピンはオープン。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Oscillator and Sync						
f_{MAX}	Maximum Switch Frequency			250		kHz
f_{SYNC}	Synchronization Frequency Range	$f_{OSC} = 250kHz$			375	kHz
R_{SYNC}	SYNC Pin Input Resistance			40		k Ω
V_{FBfs}	FB Pin Threshold for Frequency Shift	5% Reduction from Nominal		0.4		V
Output Switches						
DC_{MAX}	Maximum Switch Duty Cycle	DUTY Pin Open, $R_{VSL} = R_{CSL} = 4.9k$, $f_{OSC} = 25kHz$ DUTY Pin Grounded, Forced 50% Duty Cycle	●	44	45.5 50.0	% %
t_{IBL}	Switch Current Limit Blanking Time			200		ns
BV	Output Switch Breakdown Voltage	$2.7V \ V_{IN} \ 23V$	●	25	30	V
R_{ON}	Output Switch-On Resistance	I_{COLA} or $I_{COLB} = 0.75A$	●		0.5 0.85	Ω
$I_{LIM(MAX)}$	Switch Current Limit Duty Cycle = 30%			1		A
I_{LIMSC}	Switch Current Limit Duty Cycle = 80%			0.8		A
$\Delta I_{IN}/\Delta I_{SW}$	Supply Current Increase During Switch-On Time			16		mA/A
V_{DUTYTH}	DUTY Pin Threshold			0.35		
Slew Control						
V_{SLEWR}	Output Voltage Slew Rising Edge	Either A or B, R_{VSL} , $R_{CSL} = 17k$		11		V/ μ s
V_{SLEWF}	Output Voltage Slew Falling Edge	Either A or B, R_{VSL} , $R_{CSL} = 17k$		14.5		V/ μ s
I_{SLEWR}	Output Current Slew Rising Edge	Either A or B, R_{VSL} , $R_{CSL} = 17k$		1.3		A/ μ s
I_{SLEWF}	Output Current Slew Falling Edge	Either A or B, R_{VSL} , $R_{CSL} = 17k$		1.3		A/ μ s
Supply and Protection						
V_{IN}	Recommended Operating Range		●	2.7	23	V
$V_{IN(MIN)}$	Minimum Input Voltage		●	2.55	2.7	V
I_{VIN}	Supply Current	$2.7V \ V_{IN} \ 23V$, R_{VSL} , R_{CSL} , $R_T = 17k$	●		12 18	mA
$I_{VIN(OFF)}$	Shutdown Supply Current	$2.7V \ V_{IN} \ 23V$, $\overline{SHDN} = 0V$	●		12 30	μ A
V_{SHDNL}	Shutdown Threshold	$2.7V \ V_{IN} \ 23V$	●	0.4	0.8 1.2	V
I_{SHDN}	Shutdown Input Current			-2		μ A

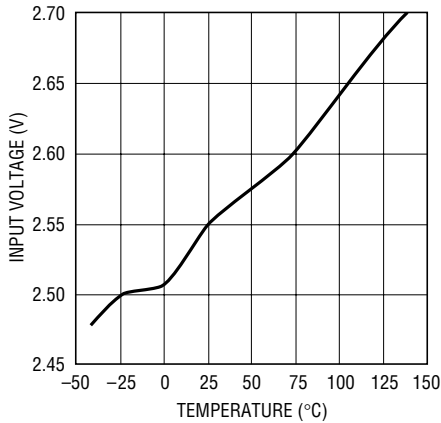
は全温度範囲の規格値を意味する。

Note 1 : 絶対最大定格を超えるとデバイスが損傷する可能性がある。

Note 2 : LT1533は -40 から 125 の接合温度で動作するように設計されている。しかし 0 から 100 の範囲を超えて検査および保証はされない。

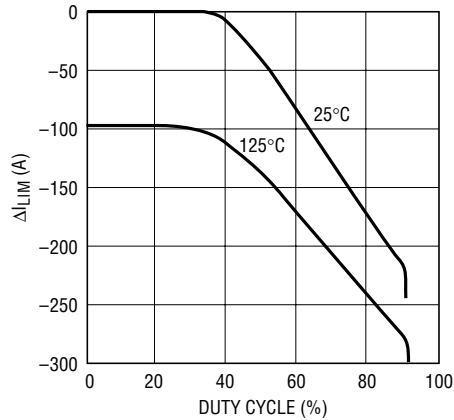
標準的性能特性

最小入力電圧と温度



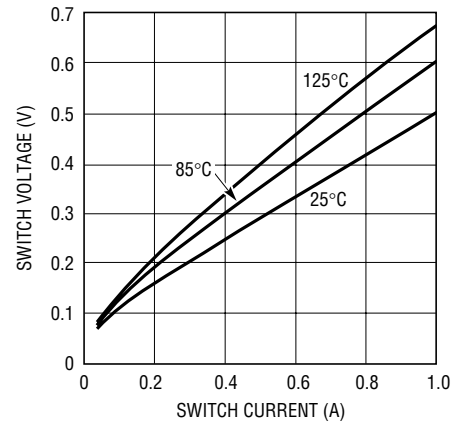
1533 G01

I_{LIM} の変化とデューティ・サイクル



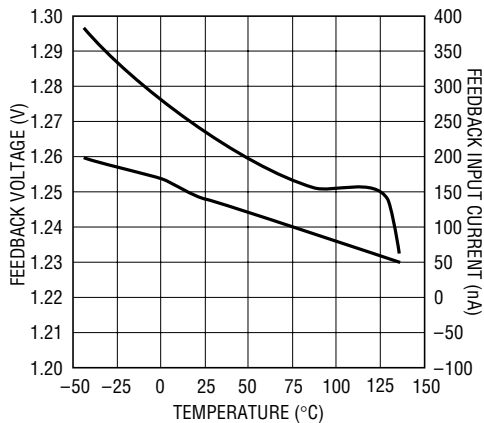
1533 G02

スイッチ電圧の降下



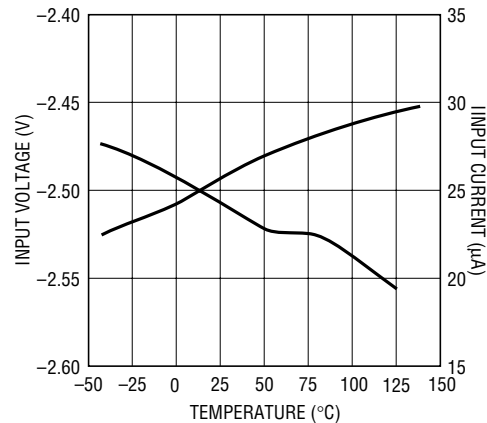
1533 G03

フィードバック電圧と入力電流



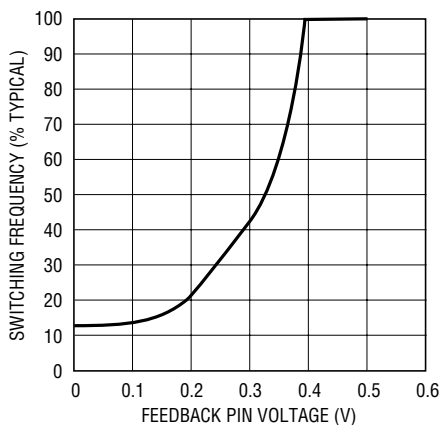
1533 G04

負帰還電圧と入力電流



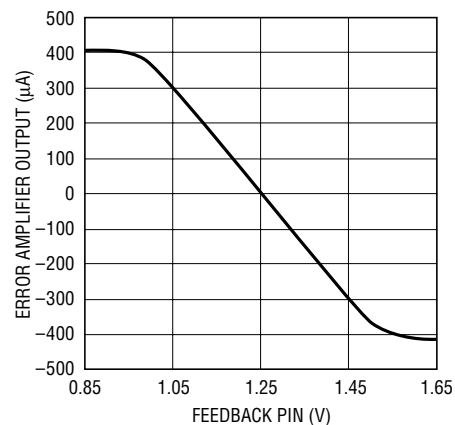
1533 G05

スイッチング周波数と
フィードバック・ピン電圧



1533 G06

エラーアンプの出力電流



1533 G07

ピン機能

COL A, COL B (ピン 2, ピン 15): これらはパワースイッチの出力コレクタです。エミッタは共通の検知抵抗を介してPGNDに戻ります。COL AとCOL Bは位相が変わるごとに交互にオンになります。これらのピンには大量の電流が流れるので、放射を最小限に抑えるために外部の配線を短くすることが必要です。簡単な昇圧アプリケーションの場合は、これらのコネクタと一緒に接続できます。

DUTY (ピン 3): DUTY ピンをグランドに接続すると、出力は50%のデューティ・サイクルで切替ります。未使用時、DUTYピンはフローティング状態にします。

SYNC (ピン 4): SYNC ピンを使用して、発振器を外部クロックに同期させることができます(詳しくは「アプリケーション情報」の「発振器の同期化」の項を参照)。未使用時、SYNCピンはフローティング状態にするか、グランドに接続します。

C_T (ピン 5): 発振器コンデンサ・ピンはR_Tピンと共に使用して、発振器の周波数を設定します。R_T = 16.9kの場合、

$$C_T \text{ (NF)} = 129/f_{\text{OSC}} \text{ (kHz)} \text{ です。}$$

R_T (ピン 6): 発振器抵抗ピンにより発振器のコンデンサの充放電電流を設定します。公称値は16.9kです。正確な発振器の周波数を得るために、この抵抗を ± 25% 調整可能です。

FB (ピン 7): フィードバック・ピンは、起動時と短絡時に正電圧の検知と発振器周波数のシフトを行うために使用します。このピンはエラー・アンプの反転入力です。このアンプの非反転入力は1.25Vの基準電源に内部で接続されます。未使用時、このピンはオープンにします。

NFB (ピン 8): このネガティブ・フィードバック・ピンは負の出力電圧を検知するために使用します。このピンは100kのソース抵抗を介して負帰還アンプの反転入力に接続されます。負帰還アンプは帰還アンプに対して - 0.5のゲインを提供します。未使用時、このピンはオープンにします。

GND (ピン 9): 信号グランドです。内蔵のエラーアンプ、負帰還アンプ、発振器、スルーレート制御回路、バンドギャップ基準電源はこのグランドを基準とします。帰還分割器に常に接続されるようにして、V_C補償ネットワークに大量のグランド電流が流れないようにして下さい。

V_C (ピン 10): 補償ピンは周波数補償と電流リミットのために使用され、エラー・アンプの出力と電流コンパレータの入力になります。RCネットワークをV_Cピンからグランドに接続してループ周波数補償を行うことができます。

SHDN (ピン 11): シャットダウン・ピンはスイッチャをディスエーブルするのに使用します。このピンをグランド接続すると全ての内蔵回路がディスエーブルされます。この出力は通常High(V_{IN})かフローティングに設定できます。

R_{CSL} (ピン 12): グランドへの抵抗によって、コレクタAおよびBの電流スルーレートが設定されます。この抵抗の最小値は3.9k、最大値は68kです。およその電流スルーレートは以下のようになります。

$$I_{\text{SLEW}} \text{ (A/}\mu\text{s)} = 33/R_{\text{CSL}} \text{ (k}\Omega\text{)}$$

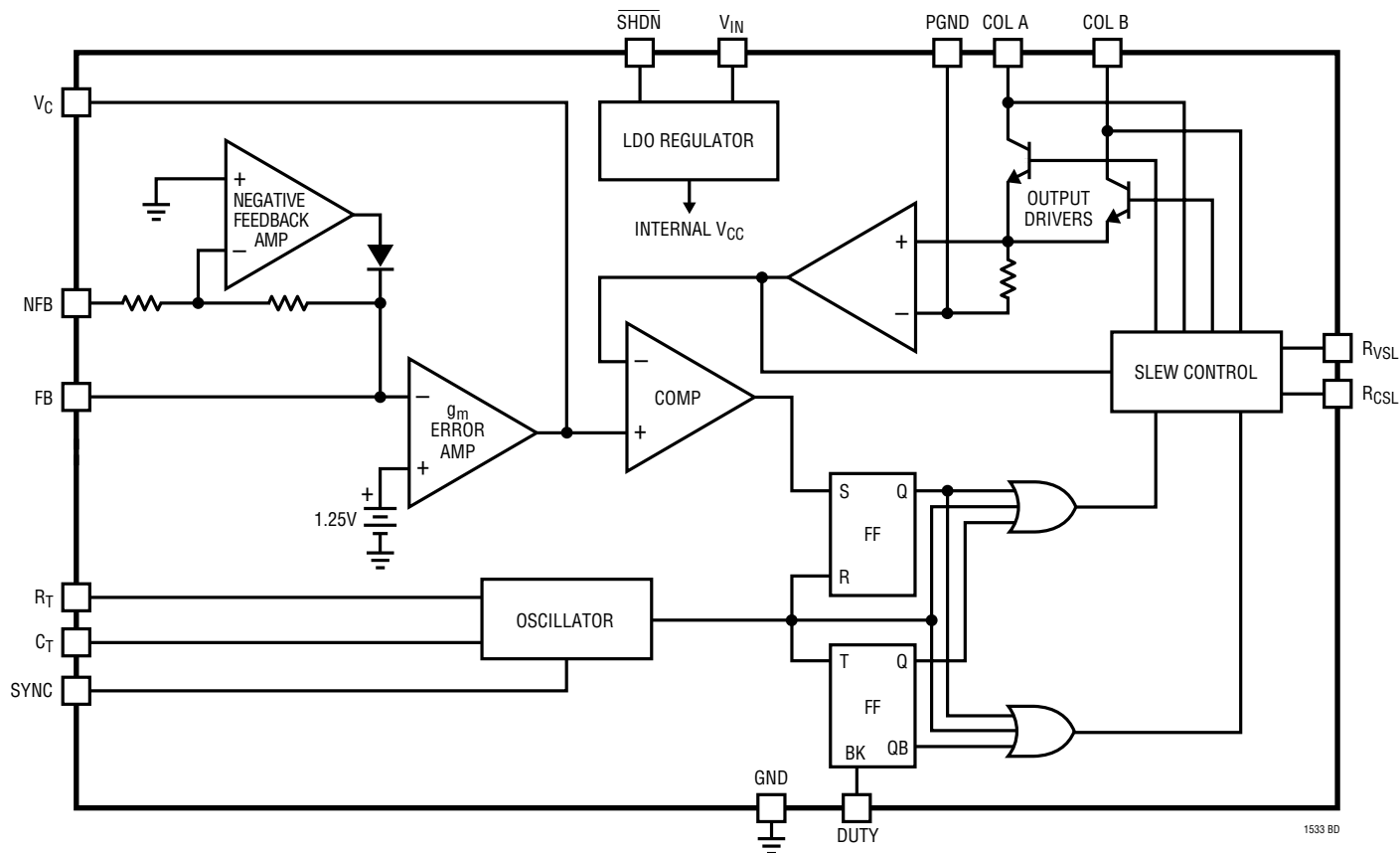
R_{VSL} (ピン 13): グランドへの抵抗によって、コレクタAおよびBの電圧スルーレートが設定されます。この抵抗の最小値は3.9k、最大値は68kです。およその電圧スルーレートは以下のようになります。

$$V_{\text{SLEW}} \text{ (V/}\mu\text{s)} = 220/R_{\text{VSL}} \text{ (k}\Omega\text{)}$$

V_{IN} (ピン 14): 入力電源ピン。このピンは4.7μF以上の低ESRコンデンサによってバイパスして下さい。V_{IN}が2.55Vを下回ると低電圧ロックアウトになり、出力のスイッチングが停止してV_CピンがLowになります。

PGND (ピン 16): パワースイッチのグランドです。このグランドはパワースイッチのエミッタからきています。通常動作時、このピンはグランドに対して約25nHのインダクタンスを持つようにします。これは配線インダクタンス(約1インチ)か、あるいはワイヤや誘導コンポーネント(小型フェライト・ビーズなど)を用いることによって可能です。このインダクタンスによってオフ時に安定した電流スルーレート制御ループが維持されず、インダクタンスが大きすぎると(50nH以上)、出力電圧のスルーエッジで発振の恐れがあります。

ブロック図



動作

スイッチング・レギュレータは不要なノイズを発生しやすいため、ノイズに敏感なアプリケーションの電源としては敬遠されがちです。効率や入出力電圧の制約上、スイッチング電源が必要となる場合は、標準的な電源によって発生するノイズを除去するために多くの労力が必要となります。ノイズを防止する方法としては、電源の発振器と外部クロックとの同期を確実にすることや、回路の他の部分を電源の発振器と同期化する、またノイズに敏感な動作の間は電源のスイッチングを停止するといったことがあります。LT1533では、本質的に低ノイズなスイッチング・レギュレータ電源を設計可能にすることによって、電源ノイズを除去する作業を著しく簡略化しています。

LT1533は、出力スイッチの電圧スルーレートと電流スルーレートを制御するための独自の回路を備えた固定周波数電流モード・スイッチング・レギュレータです。スルー制御機能によって、伝導 EMI と放射 EMI を発生させる恐れのある電源部品に対して、より優れた制御が可能です。また電流モード制御により AC 電源と DC 電源に対して優れたレギュレーションが可能となり、ループ補償が簡略化されます。

電流モード制御

スイッチング・サイクルは、発振器の放電パルスによって RS フリップフロップがリセットされると開始され、出力ドライバの 1 つがオンになります (ブロック図参照)。内蔵抵抗の両端にスイッチ電流が流れると検知され、この結果発生した電圧は増幅されてエラー・アンプの出力 (V_C ピン) と比較されます。電流検知アンプの出力が V_C ピンの電圧を超えるとドライバはオフになります。トグルのフリップフロップによって、2 個のドライバがクロックサイクルを交互に使用できるようになります。また、内部スロープ補償によってデューティ・サイクルが高い場合の安定性が保証されます。

エラー・アンプを使用してスイッチ電流動作ポイントを設定することにより、出力レギュレーションが得られます。エラー・アンプは、フィードバック出力電圧と内蔵の 1.25V の基準電源の差分を統合する相互インダクタンス・アンプです。電圧ではなく電流を制御するこの方式により素早い過渡応答が可能となり、サイクルごとに電流を制限できるため、出力スイッチに対する保護が向上し、フィードバック・ループの補償を容易に行えます。

動作

V_C ピンはループの補償、電流リミットの調整、ソフトスタートの3つの目的で使用します。通常動作時の V_C の電圧は $0.2V \sim 1.33V$ です。外付けクランプは電流リミットを下げるために使用します。外付けクランプにコンデンサを組み合わせて、ソフトスタートを実行できます。

負帰還アンプは負の出力電圧を直接レギュレーション可能です。NFB ピンの電圧はゲイン $\times 0.5$ によって増幅され、FB 入力に対して駆動されます。すなわち、NFB ピンによって $-2.5V$ に安定化されると同時に、通常動作時のようにアンプの出力によって FB ピンが $1.25V$ に内部で駆動されます。負帰還アンプの入力インピーダンスはグランドを基準とし、 $100k$ (標準) です。

スルー制御

出力電圧と出力電流のスルーレート制御は2つのフィードバック・ループで行われます。一方のループは出力スイッチのコレクタ電圧 dV/dt を制御し、もう一方のループはエミッタ電流 dI/dt を制御します。出力スルー制御は、これら2つのスルー・イベントによって発生する電流と外付け抵抗 R_{VSL} と R_{CSL} によって流れる電流を比較することによって行われます。2つの制御ループを内部で結合することによって、電流スルー制御から電圧スルー制御へとスムーズに移行できます。

内蔵レギュレータ

制御回路のほとんどは、 V_{IN} ピンから電源供給される内蔵の $2.4V$ の低損失レギュレータで動作します。内部の低損失設計により、デバイスの性能には影響を与えずに V_{IN} を $2.7V \sim 23V$ の範囲で変えることができます。シャットダウン時、内蔵レギュレータはオフになり、 V_{IN} からわずかな電流 (標準 $12\mu A$) が流れるだけです。

保護機能

LT1533 には3つの保護モードがあります。1つは過電流リミットモードです。これは V_C ピンのクランプ動作によって行われます。2つ目はサーマル・シャットダウンモードで、チップの温度が過度に上昇した場合に出力ドライバを2個ともディスエーブルし、 V_C ピンを Low にします。3つ目は低電圧ロックアウトモードで、これも V_{IN} が $2.5V$ 以下に低下した場合に両出力をディスエーブルし、 V_C ピンを Low に設定します。

50% デューティ・サイクル・モード

LT1533 は位相はずれのデュアル出力を備えているので、プッシュ・プル・トランスフォーマを駆動するのに最適です。単純な DC トランスフォーマ・アプリケーションの場合、DUTY ピンを使用して50%のデューティ・サイクル・モードにすることができます。DUTY ピンをグランド接続することにより内蔵の制御回路が無効になり、出力が発振器周波数の2分の1の50%デューティ・サイクルで切替わります。またスルー制御でも50%デューティ・サイクルモードが使用されます。

アプリケーション情報

スイッチング電源から EMI を低減することは、以前から設計者にとって深刻な問題でした。多くのスイッチャは効率重視で設計されているため、波形は高周波の高調波で満たされ、それが電源の他の部分に伝播してしまいます。

LT1533 はスイッチング誘導負荷で EMI を制御するために、より重要な変数のうちの2つ、すなわちスイッチ電圧スルーレートとスイッチ電流スルーレートを制御します。このデバイスを使

用することにより、従来のスイッチモード・コントローラに比べてノイズと EMI が低減されます。これらの変数は制御可能なので、このデバイスを用いて電源を構成した場合、EMI の発生が大幅に低減され、設計時に問題に悩まされることも少なくなります。

アプリケーション情報

EMIの原理について触れるのはこのデータシートの範囲外ですが、次に示す基本的なガイドラインに従うことにより、スイッチング・レギュレータ回路におけるEMIの発生を大幅に抑えることができます。

- EMI 特性に優れたスイッチャ・トポロジーを採用します。これにより通常、電流が連続して流れ続け、高速なスイッチ・ノードをなくすことができます。例えば、プッシュ・プル設計の場合、発生する伝導エミッションが低くなります。
- 伝導エミッションと放射エミッションのいずれか、あるいは両方が問題かを確認します。この点を把握することによって、ノイズが磁気によるものか、静電気によるものかを判断できます。
- 放射が低減されるように磁気部品を構成します。例えば、オープン状態の磁気コアは避けて下さい。また、ロッドやバレル上に構成された磁気部品はフラックスのために閉じた磁気のリターン・パスを提供しないため、隣接する敏感な回路において問題が生じる恐れがあります。TorroidsとEコアの使用が推奨されます。
- 最適な ESR になるようにコンデンサを選択します。問題の多くは、コンデンサの ESR において電圧によって誘起された過渡状態が原因です。
- ボードレイアウトを慎重に行います。高電流ラインの配線間の結合や dV/dt が高いラインの容量性結合が問題となる場合があります。高電流コンポーネントを持つ電流ループの領域を最小限にすることも必要です。

スルーレートを制御することのメリットについて、以下に一般的な例を示しながら説明します。矩形波の高調波は $1/f$ で基本波から振幅しますが、矩形波のエッジのスルーレートが制限されていると、さらに $1/f$ の振幅が $1/f_{SLEW}$ の周波数で発生します (t_{SLEW} はスルー期間の遷移時間)。これが LT1533 によってノイズ特性を向上させるための基本原理です。

発振器周波数

発振器はスイッチング周波数を決定するため、これにより全ての高調波の基本的な位置付けが決まります。高品質な外付けコンポーネントを使用することは、発振器の周波数の安定性を維持する上で重要です。この発振器はのこぎり波発振器です。外付け抵抗 R_T によって決定された電流によって、コンデンサ C_T の充放電が行われます。放電の速さは充電速度の約10倍です。

抵抗もコンデンサもユーザが制御可能なので、発振器周波数を容易にトリミング可能です。

外付けコンデンサ C_T は次式で決まります。

$$C_T(\text{nF}) = 2180 / [f_{\text{OSC}}(\text{kHz}) \cdot R_T(\text{k}\Omega)]$$

f_{OSC} は必要な発振器周波数で、単位は kHz です。

$R_T = 16.9\text{k}$ の場合は、次式のように簡略化されます。

$$C_T(\text{nF}) = 129 / f_{\text{OSC}}(\text{kHz})$$

高品質な低温係数のコンデンサを選択して下さい。

R_T の公称値は 16.9k です。 R_T によって電流が決まるので、コンデンサを補正するような温度係数を持つものを選択してください。理想的には、抵抗もコンデンサも温度係数を低くしてください。発振器周波数の製造上の許容値を下げるために、 R_T と C_T を組み込むことが可能です。

DUTY ピンが High またはフローティング状態になると、発振器の充電時に出力がオフになります。スルーレート制御により、出力をオフにしてもすぐには遷移が生じません。出力がオフになると、電流を少なくし、スイッチ電圧を上げることが必要となります。DUTY ピンがグランドに接続された場合は、出力がオンかオフになり、クロックの充電が開始されます。

FB ピンが 0.4V を下回ると発振器の充電時間が長くなるため、発振周波数は約 6:1 まで上がります。この機能により、起動時や短絡時の電力消費が最小限に抑えられます。

ノイズ低減の面から発振器周波数は次の2点で重要となります。1) 発振器の周波数が低くなるにつれて波形の高調波は低くなるため、フィルタリングが容易になります。2) 発振器によって出力周波数の高調波の位置が制御されますが、これは検知に使用されるある一定の周波数帯域幅を避けたい場合の問題を解決するのに役立ちます。

発振器の同期化

より精度の高い周波数が求められる場合 (例えば高調波位置を正確に) は、発振器を外部クロックに同期化することができます。発振器の周波数が要求される同期周波数より 10% 低くなるように RC タイミング・コンポーネントを設定してください。

SYNC ピンを矩形波 (1.4V 以上の振幅) で駆動してください。同期矩形波の立ち上がりエッジでクロックの放電が開始されます。同期パルス幅は最小 $0.5\mu\text{s}$ です。

アプリケーション情報

内蔵発振器の充電スロープによって傾き補償が決まるため、デバイスと大きく異なる周波数に同期化する場合は注意が必要です。同期化によって、コンデンサの充電サイクルで傾き補償を開始できない場合は、低調波で発振が可能です。通常このことは、同期周波数が発振器の自走周波数より1.5倍以上高くなることがなければ問題にはなりません。

スルーレートの設定

電圧と電流のスルーレートを設定するのは簡単です。これらのスルーレートは R_{VSL} と R_{CSL} ピンからグラウンドに接続される外付け抵抗によって決まります。スルーレートの値を決めるのは容易ではありません。これにはいくつかの方法があります。

まず最初に、3.9kの直列抵抗を持つ50kの抵抗を各ピンに接続します。通常次の手順で問題となるノイズをモニタできます。測定の際には、プローブのグラウンドのリード線が短くなるように注意してください。

通常は電圧と電流のスルー抵抗をほぼ等しくすることが必要です。各々の抵抗を個別に調整することによって、より最適な環境が得られます。しかし、この2つの抵抗値の差が大きくなるほど、個別の制御に伴うロスが発生します。

一番低い抵抗値から設定していき、ノイズレベルがユーザのガイドラインを満たすまでポットを調整します。スルーレートの波形をゆっくりにすると多くの電力を消費するため、効率は下がることに注意してください。ユーザがスルーレートを調整しながらモニタすることもできます。

1つの抵抗でスルー設定をすることができます。この場合、 R_{VSL} と R_{CSL} ピンは一緒に接続します。2kから34kの抵抗（個々の抵抗値の半分）をこれらのピンとグラウンド間に接続できます。

エミッタのインダクタンス

パワー・グラウンドに低いインダクタンスを加えることによって、スルーレートが速い場合に問題となり得る出力電流の立ち下がりエッジの落ち込みを最小限に抑えることができます。通常は25nHで充分です。50nHより大きくすると、電圧出力に不要な発振が生じる恐れがあります。このインダクタンスはワイヤか直線で1インチに相当するボード上の配線によって生成できます。

正の出力電圧の設定

正の出力電圧の検知は、通常、抵抗分割器を出力からFBピンの間に配置することによって行います。エラーアンプの正の入力は1.25Vのバンドキャップ基準電圧に内部で接続されます。FBピンはこの電圧を安定化します。

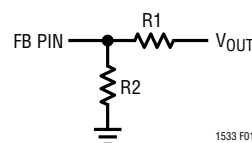


図 1

図 1 から $R1$ は次式によって決まります。

$$R1 = R2 \left(\frac{V_{OUT}}{1.25} - 1 \right)$$

FBバイアス電流にはわずかな誤差がありますが、 $R1$ $R2$ 値が最大10kまでは無視できます。

一言注意として、上記 $R1$ の両端にコンデンサを1つ接続することによって、フィードバック・ゼロを制御ループに追加することが時々あります。このフィードバック・ゼロによってFBピンが容量的にレギュレータの内部電圧(2.4V標準)より高く引張られると、出力のレギュレーションがうまく行われな場合があります。このような問題は、フィードバック・ピンに直列抵抗を接続することによって防止できます。

負の出力電圧の設定

負の出力電圧はNFBピンを使用して検知できます。この場合、NFBピンが-2.5Vのときにレギュレーションが行われます。NFBの入力バイアス電流は-2.5 μ A (I_{NFB})で、これは分割器をセットアップする際に考慮する必要があります。

図 2 から $R1$ を以下のように決定します。

$$R1 = R2 \left(\frac{|V_{OUT}| - 2.5}{2.5 + R2 \cdot 25\mu A} \right)$$

アプリケーション情報

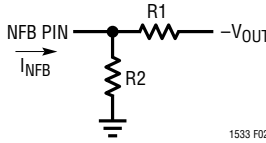


図 2

R2の推奨値は2.5kです。FBピンを使用している場合、NFBピンは通常オープンのままです。

両極性の出力電圧の検知

正と負の両方の出力電圧を検知することからメリットを得られるアプリケーションがあります。これを行うには、各々出力電圧抵抗分割器を以前に述べた方法で個別に設定します。FBピンとNFBピンの両方を使用すると、LT1533は正負どちらの出力も設定された出力電圧を超えないように動作します。レギュレータは最も低い出力（負荷が最大）によって制御されます。これにより、いずれの側の出力も無負荷で安定化されずに高くなるのを防止します。しかしこの方法においても出力負荷の安定化との兼ね合いが必要です。

シャットダウン

シャットダウン・ピンをLowにすると、レギュレータはオフになり、消費電流は20 μA以下まで低減されます。

熱性に関する考慮事項

このICの消費電力を計算するにあたっては、以下の注意が必要です。出力スルーレートを遅くすると、エッジが高速な場合に比べて多くの電力を消費します。しかしながら電源効率の低下を最も抑えた状態で、ノイズを大幅に改善することができます。

消費電力はトポロジーや入力電圧、スイッチ電流、スルーレートによって変わってきます。したがって、各アプリケーションごとにパッケージの温度を測定することが推奨されます。このデバイスは規定の温度に達すると内部でシャットダウンされ、デバイスの損傷を防止します。しかし、このことは温度面で慎重に設計されている上でのことです。

1. 入力電流による消費電力

$$P_{VIN} = V_{IN} \left(11\text{mA} + \frac{I}{60} \right)$$

Iは標準のスイッチ電流です。

2. ドライバの飽和による消費電力

$$P_{VSAT} = (V_{SAT})(I)(DC_{MAX})$$

V_{SAT} は出力飽和電圧で、約 $0.1 + (0.4)(I)$ です。 DC_{MAX} は最大デューティ・サイクルです。

3. スルーレートに近似値を使用した場合の出力スルーによる消費電力

$$P_{SLEW} = \left[\frac{(V_{IN}) \left(I^2 + \frac{\Delta I^2}{4} \right)}{(33)(10^9)} (R_{CSL}) + \frac{(I) \left(V_{IN}^2 - \frac{V_{SAT}^2}{4} \right)}{(220)(10^9)} (R_{VSL}) \right] (f_{OSC})$$

V_{SAT} および ΔI が V_{IN} および I と比べて小さい場合は、以下ようになります。

$$P_{SLEW} = \left[\frac{(I)(R_{CSL})}{(33)(10^9)} + \frac{(V_{IN})(R_{VSL})}{(220)(10^9)} \right] (f_{OSC})(V_{IN})(I)$$

ΔI はスイッチのリプル電流、 R_{CSL} と R_{VSL} はスルー抵抗、 f_{OSC} は発振器の周波数です。

消費電力 P_D はこの3つの総和になります。チップの接合温度は次式から得られます。

$$T_J = T_{AMB} + (P_D)(\theta_{JA})$$

T_{AMB} は周囲温度、 θ_{JA} はパッケージの熱抵抗です。16ピンSOパッケージの場合、 θ_{JA} は100 /Wです。

例えば、 $f_{OSC}=40\text{kHz}$ の場合、電流は標準0.4A、リップルは0.1A、最大デューティ・サイクルは90%です。スルー抵抗をいずれも17kで V_{SAT} を0.26Vと仮定した場合、次式が得られます。

$$P_D = 0.176\text{W} + 0.094\text{W} + 0.158\text{W} = 0.429\text{W}$$

S16パッケージの場合、ダイ接合温度は周囲温度以上の43 度です。

アプリケーション情報

周波数補償

エラー・アンプの出力 (V_C ピン) に直列の RC 回路を接続することによって、ループ周波数を補償できます。図 3 に示すように、主磁極はコンデンサ C_{VC} とエラー・アンプの出力インピーダンス (約400k Ω) によって生成されます。直列抵抗 R_{VC} によってゼロが生成されることにより、ループがより安定化され、過渡応答が改善されます。もう1つのコンデンサ C_{VC2} は、通常、メインの補償コンデンサの約1/10のサイズで、 V_C ピンにおけるスイッチング周波数のリップルを低減するのにしばしば使用されます。 V_C ピンのリップルは、出力分周器で減衰されエラー・アンプで増幅された出力電圧リップルが原因で発生します。このコンデンサを使用した場合、 V_C ピンのリップルは次式で表されます。

$$V_{C\text{PIN RIPPLe}} = \frac{(1.25)(V_{\text{RIPPLE}})(g_m)(R_{VC})}{V_{\text{OUT}}}$$

V_{RIPPLE} : 出力リップル (V_{P-P})

g_m : エラー・アンプの相互コンダクタンス

R_C : V_C ピンの直列抵抗

V_{OUT} : DC 出力電圧

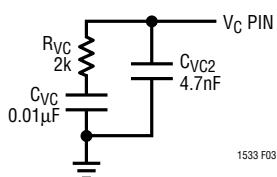


図 3

不規則なスイッチングを防ぐために、 V_C ピンのリップルは 50mV $_{P-P}$ 以下に維持してください。 V_C ピンのリップルは出力負荷電流が最大の場合に最悪となり、また ESR 値が高い品質の劣る出力コンデンサを使用した場合にも増加します。0.0047 μ Fのコンデンサを V_C ピンに追加すると、スイッチング周波数リップルをわずかに数ミリボルトにまで低減することができます。 R_C の値を小さくしても同様に V_C ピンのリップルを削減できますが、ループの位相マージンが適切でなくなる場合があります。

磁気部品

磁気部品の設計もトポロジーによって決まります。プッシュプル・コンバータの場合、トランスフォーマはほとんどエネルギーを蓄積しません。したがって電圧と電流を供給可能で、飽和が発生しないことを条件として設計を行います。

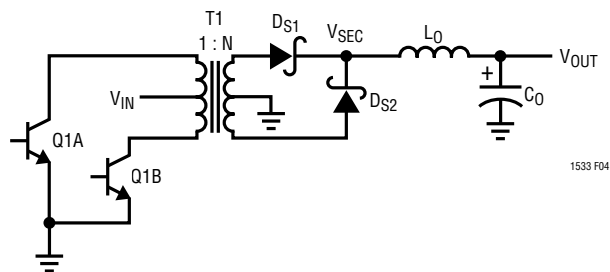


図 4

図 4 の構成には次の 2 つの均分法が適用されます。

N はトランスフォーマの電圧と時間 (sec) のバランスで決まります。

$$N = \frac{V_{\text{OUT}} + V_F}{DC_{\text{MAX}}(V_{\text{IN(MIN)}} - V_{\text{SAT}})}$$

$V_{\text{IN(MIN)}}$ は最小入力電圧、 DC_{MAX} は最大デューティ・サイクル、 V_F はダイオードの順方向降下、 V_{SAT} は電圧を印加したドライバを示します。

L_0 は必要なリップル電流と発振器の周波数によって決まります。

$$L_0 = \frac{(V_{\text{OUT}} + V_F)(1 - DC_{\text{MIN}})}{(I_{\text{RIPPLE}})(f_{\text{OSC}})}$$

DC_{MIN} は最大入力時のデューティ・サイクル、 I_{RIPPLE} は必要なリップル電流、 f_{OSC} は発振器の周波数を示します。例えば、出力 200mA、リップル 40mA で、5V \pm 10% ~ 12V、150kHz のコンバータの場合、以下が必要となります。

$$N = \frac{12 + 0.4}{90\%(4.5 - 0.5)} = 3.5,$$

$$L_0 = \frac{(12 + 0.4)(1 - 71\%)}{(40\text{mA})(150\text{k})} = 600\mu\text{H}$$

アプリケーション情報

トランスフォーマは、一次インダクタンスが反射した L_O インダクタンス (L_O/N^2) の5倍から10倍の大きさになるように設計する必要があります (この場合 49 μ H)。また電圧と時間の比率も、次式から得られる値より大きくする必要があります。

$$\frac{V_{IN} - V_{SAT}}{f_{OSC}} (DC_{MAX})$$

(この場合 24V- μ s)

コンデンサ

低ノイズのスイッチャを実現するには、入出力コンデンサを正しく選択することが重要です。一般に、プッシュプル・トポロジとその他の低ノイズ・トポロジによって電流が連続的に流れるため、必要な容量は小さくて済みます。しかしノイズはコンデンサの ESR によって非常に影響を受けます。

入力コンデンサはある種の負荷のスイッチング時に発生するサージ電流にも耐えられる必要があります。ソリッド・タンタルコンデンサのなかには、このサージ電流に耐えられないものがあります。

コンデンサのタイプと特性については、Design Note 95で詳しく説明していますが、ここではその概要を簡単に示します。

アルミ電解コンデンサ：安価ですが 100kHz 以上ではめったに使用しません。

ソリッド・タンタル・コンデンサ：小型で低インピーダンス。一般に 50V 未満で使用。サージ電流に関して問題の可能性あり (AVX TPSで説明)。

OS-CON: アルミ電解タイプよりは低インピーダンスであるが、25V 以下でのみ使用可能。形状が問題となる可能性あり。ESR が非常に低い場合、ループの安定性に関して問題が生じることがある。

セラミック・コンデンサ：高周波、高電圧のバイパスに広く使用。ESR が非常に低い場合、ループの安定性に問題が生じることがある。ESR が影響する前に ESL で共鳴する場合がある。

高周波ではほとんどのコンデンサが誘導インピーダンスを持ちますが、コンデンサを並列接続することによってこれを低減できます。

入力コンデンサ

入力コンデンサは低ノイズのスイッチャを設計する際に重要なコンポーネントです。コンデンサの ESR は高周波電流コンポーネントと作用して、スイッチャの伝導ノイズの多くを発生させます。

入力コンデンサは、バッテリーや大きいコンデンサのような負荷を接続すると、多くのサージ電流が流れる場合があります。ソリッド・タンタル・コンデンサはこのような状態では正常に動作しないことがあります。ESR が 0.3 Ω 以下の、1 μ F ~ 22 μ F の値が推奨されます。

出力フィルタ・コンデンサ

通常、出力コンデンサは ESR を基準に選択します。これは ESR によって出力リップルが決まるためです。ESR の標準値は 0.05 Ω ~ 0.5 Ω の範囲です。

容量値はトポロジに依存します。標準的な出力コンデンサは AVX タイプの TPS で、22 μ F、25V で ESR を 0.2 Ω 以下に保証します。ESR をさらに低減するには、複数の出力コンデンサを並列に接続して使用できます。 μ F の値は特に重要ではありません。小型の 22 μ F タンタル・コンデンサを使用すると、ESR も出力電圧リップルも増大します。表 1 に標準的な表面実装型のソリッド・タンタル・コンデンサをいくつか示します。

表 1

サイズ	コンデンサ	ESR (Ω 最大値)
E CASE	AVX TPS, Sprague 593D	0.1 to 0.3
	AVX TAJ	0.7 to 0.9
D CASE	AVX TPS, Sprague 593D	0.1 to 0.3
	AVX TAJ	0.9 to 2.0
C CASE	AVX TPS	0.2 (Typ)
	AVX TAJ	1.8 to 3.0
B CASE	AVX TAJ	2.5 to 10

スイッチング・ダイオード

スイッチング・ダイオードには通常 1N5818 や MBR130 (1A/30V) などのショットキー・ダイオードを使用します。低出力電流のアプリケーションには、1N4148 のスイッチング・ダイオードをお奨めします。

アプリケーション情報

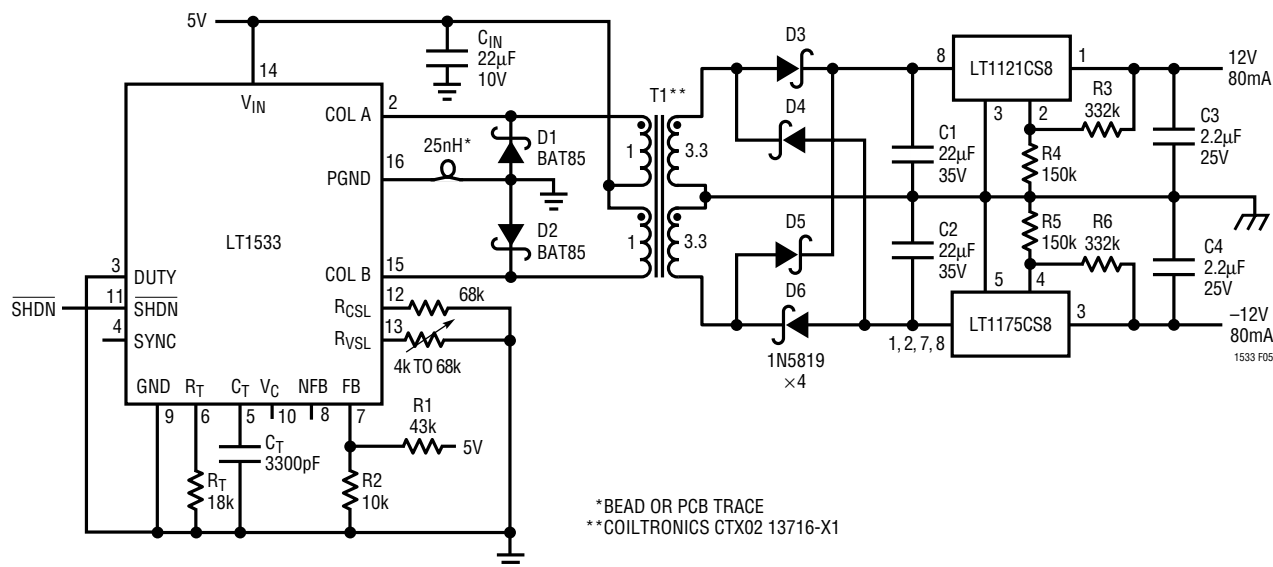


図 5. 5V ~ ± 12V の DC トランスフォーマ

安定化されていない電源を使用するアプリケーション

LT1533 を使用して、低ノイズの DC トランスフォーマによる安定化されていない電源を構成することができます。DC トランスフォーマはオープン・ループのスイッチング・レギュレータで、出力電圧はトランスフォーマの巻数比によって決まります。DC トランスフォーマによって、絶縁電源を低コストで実現できます。

このようなアプリケーションの場合、LT1533 の DUTY ピンをグランド接続します。これによって出力を 50% オン / 50% オフのモードにすることができます。スルー制御のために、50% という数値は多少変動があります。図 5 に 5V ~ ± 15V の DC トランスフォーマを示します。

このタイプのアプリケーションの場合、両方のスイッチの出力が同時に遷移するという問題があります。これによって両方のスイッチの一次側の巻き線に正の EMF が加わり、電流漏れが生じます。このデバイスの場合スルーレートを制御しているため、このようなことは起こりません。両方のドライバがオンになると、流れる総電流が多少増加する場合がありますが、制御可能な範囲のもので問題はありません。これらの出力は 1 つのセンス抵抗を共有しているため、両方の出力の電流の合計値が V_C ピンで設定された限界値を超えると、出力はいずれもオフになります。

FB ピンは周波数の変動を防ぐために、0.7V から 1.2V の範囲で DC バイアスする必要があります。こうすることによって V_C ピンが上側のクランプに確実に設定され、ピーク出力電流が流れます。

スルーレートの調整は、 R_{VSL} と R_{CSL} の両ピン上で 3.9k の抵抗を 50k のポットに並列に接続 (または両ピンを一緒に接続して 2k の抵抗を 25k のポットと並列に接続) して行います。抵抗値を大きくしながら、適切なノイズに落ち着くまで出力ノイズや他のシステムの信号をモニタしてください。システムの効率もモニタできます。

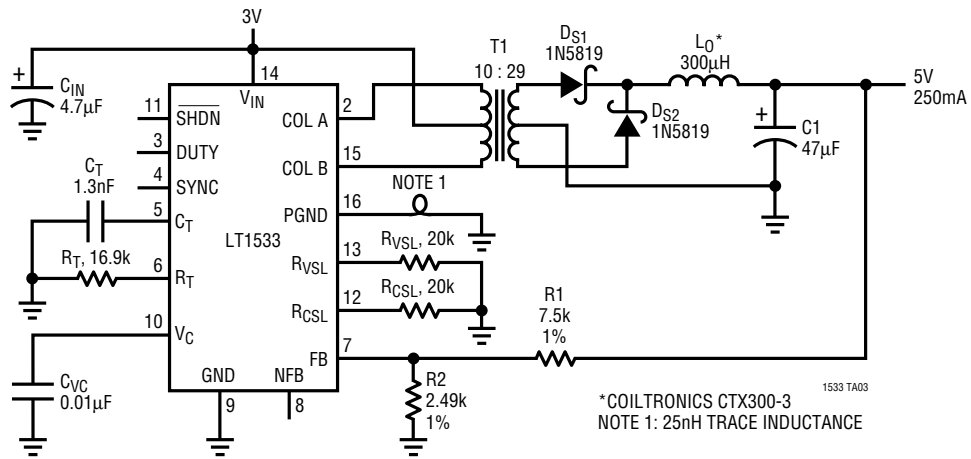
このトポロジーはプッシュプル・コンバータほどノイズは低くありませんが、他のソリューションに比べると低ノイズの絶縁電源を低コストで実現できます。

お問い合わせ先

弊社応用技術部門までお願いします。

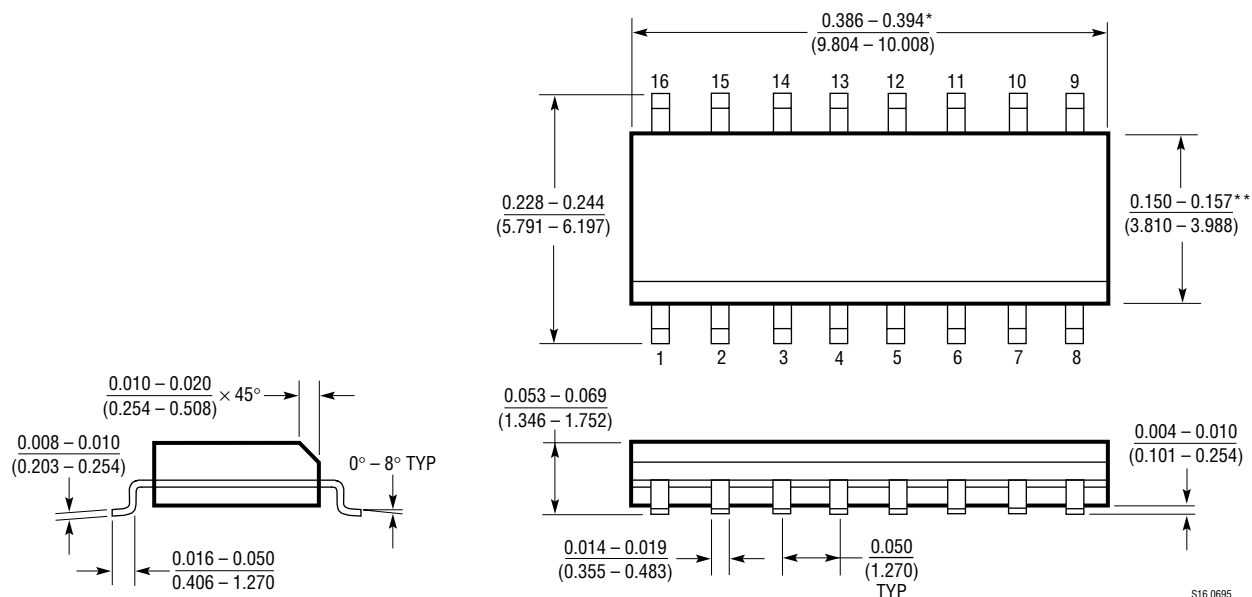
標準アプリケーション

3V から 5V の順方向プッシュプル DC/DC コンバータ



パッケージ 寸法値は特に指定がない限り inch (mm)

S パッケージ
16 ピン・プラスチック SO (細型 0.150)
(LTC DWG # 05-08-1610)



* DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.006" (0.152mm) PER SIDE
 ** DIMENSION DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH. INTERLEAD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.010" (0.254mm) PER SIDE

S16 0695

関連製品

PART NUMBER	DESCRIPTION	COMMENTS
LT1129	700mA Micropower Low Dropout Regulator	0.4V Dropout Voltage, Reverse Battery Protection
LT1175	500mA Negative Low Dropout Micropower Regulator	Positive or Negative Shutdown Logic
LT1377	1MHz High Efficiency 1.5A Switching Regulator	High Frequency, Small Inductor
LT1425	Isolated Flyback Switching Regulator	Excellent Regulation Without Transformer "Third Winding"
LTC®1436	High Efficiency Synchronous Switching Regulator	Adaptive Power™ Mode, Phase Locked Loop

Adaptive Power is a trademark of Linear Technology Corporation.