

超低ノイズ2A
スイッチング・レギュレータ

1998年3月

特長

- 大幅に低減された伝導EMIと放射EMI
- 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
- 2A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
- 低シャットダウン電流：12μA（標準）
- 従来のスイッチャーに比べてレイアウトが容易

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

概要

LT®1534は伝導EMC (Electromagnetic Interference) 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。LT1534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。

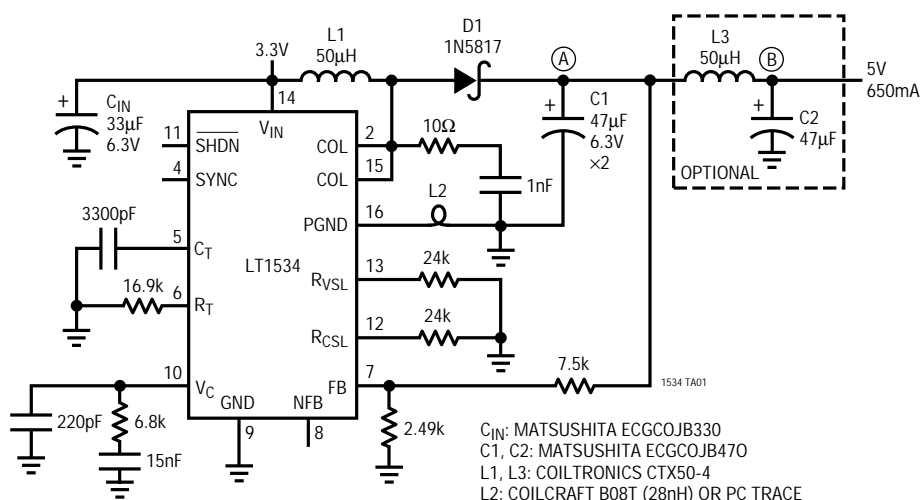
LT1534は低ノイズ昇圧構成に最適化された電流モード・アーキテクチャを採用しています。このデバイスは1個の2A パワースイッチの他に、発振器、制御回路、保護回路など必要なすべての回路を内蔵しています。また独自の誤差アンプ回路により、正と負の両方の電圧を安定化させることができます。またスイッチング高調波をより正確に位置するために、内蔵の発振器を外部クロックと同期化可能です。保護機能としては、サイクルごとの電流リミット保護、低電圧ロックアウト、サーマル・シャットダウンを備えています。

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、LT1534はポータブル・アプリケーションに最適です。LT1534は16ピン細型SOパッケージで供給されます。

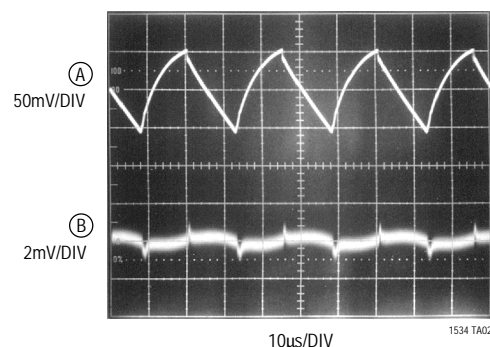
 LTC、LTはリニアテクノロジー社の登録商標です。

標準的応用例

3.3Vから5Vの低ノイズ昇圧コンバータ



5V出力ノイズ(BW = 100MHz)

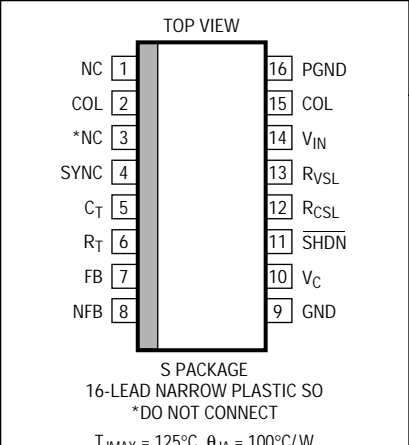


絶対最大定格

(Note 1)

| | |
|-------------------|-------------------|
| 入力電圧 (V_{IN}) | 30V |
| スイッチ電圧 (COL) | 30V |
| SHDNピン電圧 | 30V |
| 帰還ピン電流 (FB) | 10mA |
| 負帰還ピン電流 (NFB) | $\pm 10\text{mA}$ |
| 動作接合部温度範囲 | 0 ~ 100 |
| 最大接合部温度 | 125 |
| 保存温度範囲 | - 65 ~ 150 |
| リード温度 (半田付け、10秒) | 300 |

パッケージ/発注情報

| | |
|--|-------------------|
|  | ORDER PART NUMBER |
| | LT1534CS |

インダストリアルおよびミリタリ・グレードに関してはお問い合わせください。

電気的特性

注記がない限り、 $V_{IN} = 5\text{V}$ 、 $V_C = 0.9\text{V}$ 、 $V_{FB} = V_{REF}$ 。COL、SHDN、NFB、その他すべてのピンはオープン。

| SYMBOL | PARAMETER | CONDITIONS | | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|-----------------------|---|---|---|----------------|----------------|----------------|--------------|
| 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} | Operating Supply Current | 2.7V ≤ V _{IN} ≤ 23V, R _{VSL} , R _{CSL} , R _T = 17k | ● | | 12 | 30 | mA |
| I _{VIN(OFF)} | Shutdown Supply Current | 2.7V ≤ V _{IN} ≤ 23V, V _{SHDN} = 0V | ● | | 12 | 30 | μA |
| V _{SHDN} | Shutdown Threshold | 2.7V ≤ V _{IN} ≤ 23V | ● | 0.4 | 0.8 | 1.2 | V |
| I _{SHDN} | Shutdown Input Current | | | | −2 | | μA |
| 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 | ΔI _C = ±25μA | ● | 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、 \overline{SHDN} 、NFB、その他すべてのピンはオープン。

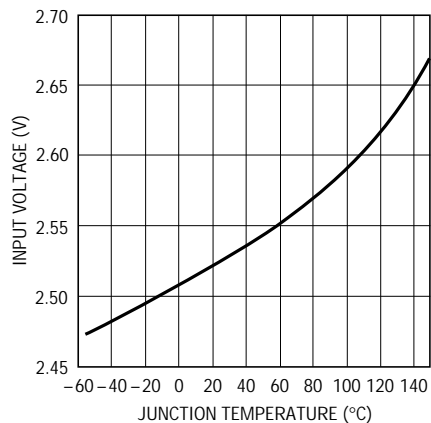
| SYMBOL | PARAMETER | CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|-------------------------------|---|--|-----|------|-----------|------------|
| Oscillator and Sync | | | | | | |
| f_{MAX} | Maximum Switch Frequency | | | 250 | | kHz |
| f_{SYNC} | Synchronization Frequency Range | $f_{OSC} = 250kHz$ | ● | | 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 | $R_{VSL} = R_{CSL} = 4.9k$, $f_{OSC} = 25kHz$ | ● | 88 | 91 | % |
| t_{IBL} | Switch Current Limit Blanking Time | | | 200 | | ns |
| BV | Output Switch Breakdown Voltage | $2.7V \leq V_{IN} \leq 23V$ | ● | 25 | 30 | V |
| R_{ON} | Output Switch-On Resistance | $I_{COL} = 1.5A$, Both COL Pins Tied Together | ● | | 0.25 0.43 | Ω |
| $I_{LIM(MAX)}$ | Switch Current Limit Duty Cycle = 30% | | | 2 | | A |
| I_{LIMSC} | Switch Current Limit Duty Cycle = 80% | | | 1.6 | | A |
| $\Delta I_{IN}/\Delta I_{SW}$ | Supply Current Increase During Switch-On Time | | | 16 | | mA/A |
| Slew Control | | | | | | |
| V_{SLEWR} | Output Voltage Slew Rising Edge | R_{VSL} , $R_{CSL} = 17k$ | | 11 | | V/ μs |
| V_{SLEWF} | Output Voltage Slew Falling Edge | R_{VSL} , $R_{CSL} = 17k$ | | 14.5 | | V/ μs |
| I_{SLEWR} | Output Current Slew Rising Edge | R_{VSL} , $R_{CSL} = 17k$ | | 1.3 | | A/ μs |
| I_{SLEWF} | Output Current Slew Falling Edge | R_{VSL} , $R_{CSL} = 17k$ | | 1.3 | | A/ μs |

● は全動作温度範囲の規格値を意味する。

Note 1 : 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスの寿命が損なわれる可能性がある値。

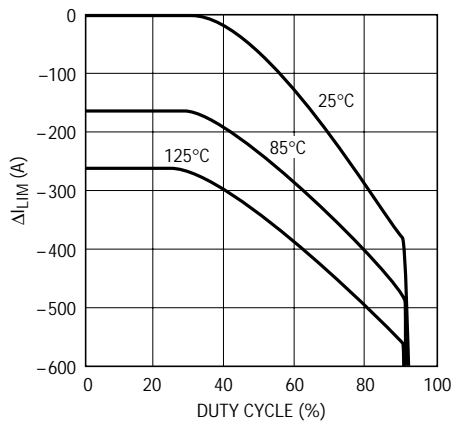
代表的性能特性

最小入力電圧 (V_{IN}) と温度



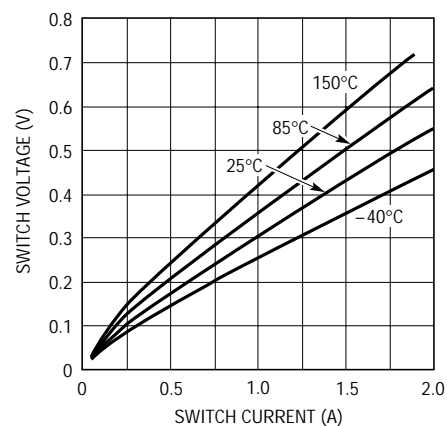
1534 G01

I_{LIM} の変化と
デューティ・サイクル



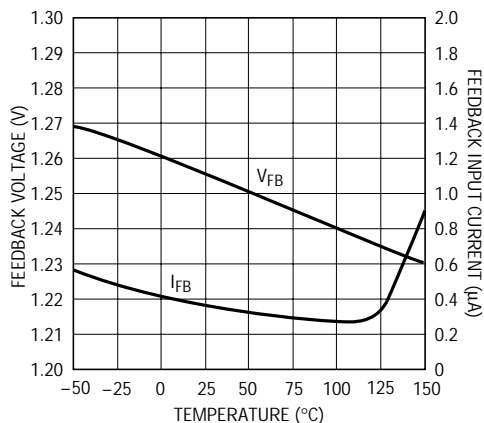
1533 G02

COL 飽和電圧とスイッチ電流



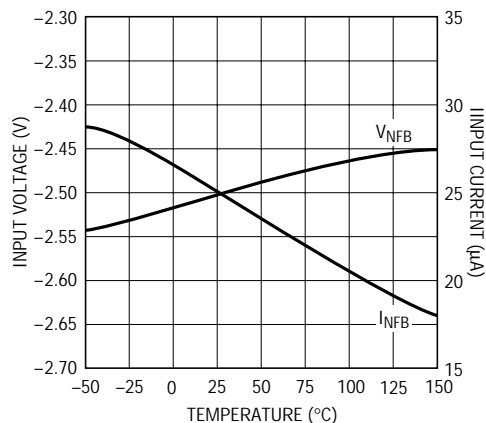
1534 G03

帰還電圧と入力電流



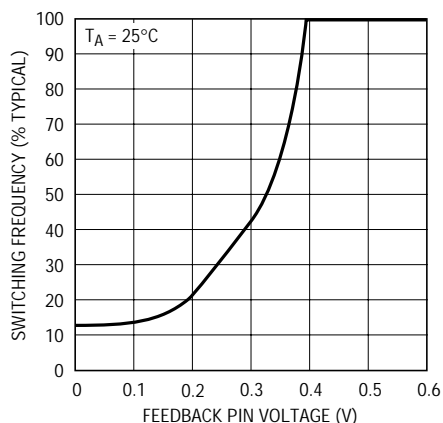
1533 G04

負帰還電圧と入力電流



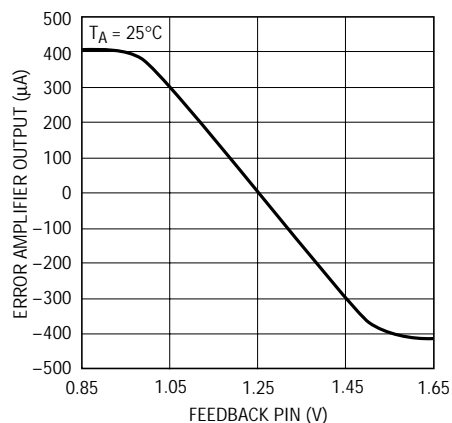
1533 G05

スイッチング周波数と
フィードバック・ピン電圧



1533 G06

誤差アンプ出力電流 (V_C)



1533 G07

ピン機能

COL(ピン2、15): これら2本のピンは、パワー・スイッチのコレクタを形成するために外部で連結しなければなりません。エミッタはセンス抵抗を介してPGNDに戻ります。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。

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、グラウンドに接続します。

C_T(ピン5): 発振器コンデンサ・ピンはR_Tピンとともに使用して、発振器の周波数を設定します。R_T = 16.9kの場合、C_{T(NF)} = 129/f_{OSC(kHz)}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): 帰還ピンは、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。このピンは誤差アンプの反転入力です。このアンプの非反転入力には内部で1.25Vリファレンスに接続されています。未使用時、このピンはオープンにします。

NFB(ピン8): この負帰還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の利得を提供します。したがって、公称安定化ポイントは、NFBの - 2.5Vです。未使用時、このピンはオープンにします。

GND(ピン9): 信号グラウンド。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・リファレンスはこのグラウ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補償回路網に大量の

グラウンド電流が流れないようにしてください。

V_C(ピン10): 補償ピンは周波数補償と電流リミットに使用します。このピンは誤差アンプ出力と電流コンパレータ入力の兼用ピンです。RCネットワークをV_Cピンからグラウ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。このピンをグラウンド接続するとすべ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H(V_{IN})に接続するか、フロートさせておくことができます。

R_{CSL}(ピン12): グラウンドへの抵抗によって、パワー・スイッチ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。

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

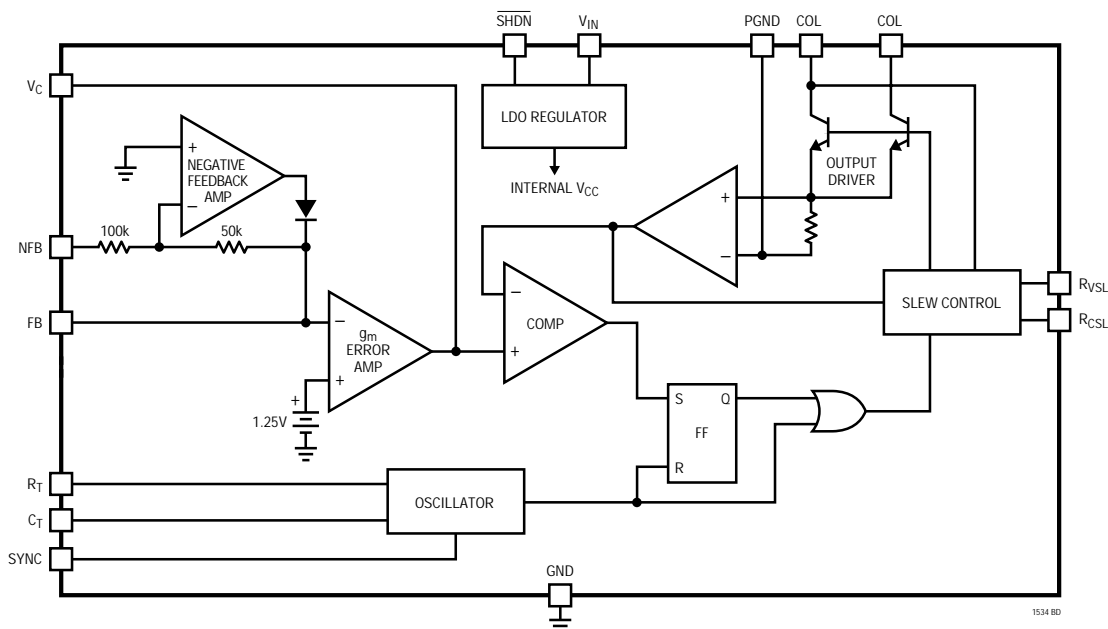
R_{VSL}(ピン13): グラウンドへの抵抗によって、パワー・スイッチのコレクタの電圧スルーレートが設定されます。この抵抗の最小値は3.9k、最大値は68kです。およその電圧スルーレートは以下のようになります。

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

V_{IN}(ピン14): 入力電源ピン。このピンは4.7μF以上の低ESRコンデンサでバイパスしてください。V_{IN}が2.55V以下になると低電圧ロックアウトに入り、出力のスイッチングが停止してV_Cピンが「L」になります。

PGND(ピン16): パワー・スイッチのグラウンドです。このグラウンドはパワー・スイッチのエミッタからきています。通常動作時、このピンはグラウンドに対して約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ます。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おそれがあります。

ブロック図



4

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とることや、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。LT1534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。

LT1534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を発生させるおそ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誤差アンプの出力(V_C ピン)と比較されます。電流センス・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。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。

誤差アンプを使用してスイッチ電流動作点を設定することにより、出力の安定化が得られます。誤差アンプは、帰還出力電圧と内蔵の1.25Vリファレンスの差分を統合する相互インダクタンス・アンプです。誤差アンプの出力はスイッチ電流トリップ点を調整して、希望の安定化出力電圧で所要負荷電流を提供します。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、サイクル毎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、帰還ループの補償を容易に行えます。

V_C ピンはループの補償、電流リミットの調整、およびソフトスタートの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 ~ 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、ソフトスタートを実行できます。

動作

負帰還アンプは負の出力電圧を直接安定化できます。NFBピンの電圧は利得 - 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ピンが内部で1.25Vに駆動されます。負帰還アンプの入力インピーダンスはグラウンドを基準とし、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。

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。

LT1534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。

EMIの原理について触れるのはこのデータシートの範外です。AN701には、スイッチング・レギュレータのノイズに関する多くの情報が記載されていますので、参照してください。

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、これによりすべての高調波の基本的な位置が決まります。高品質

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、実質的にデバイスの性能には影響を与えずに、 V_{IN} を2.7V~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 μ A)が流れるだけです。

保護機能

LT1534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“L”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“L”に設定します。

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できるため、発振器周波数を容易に調整可能です。

外付けコンデンサ C_T は次式で決まります。

$$C_{T(nF)} = 2180 / [f_{OSC(kHz)} \cdot R_{T(k)}]$$

f_{OSC} は必要な発振器周波数で、単位はkHzです。

$R_T = 16.9k$ の場合は、次式のように簡略化されます。

$$C_{T(nF)} = 129 / f_{OSC(kHz)}$$

高品質な温度安定性の高いコンデンサを選択してください。

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。

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

アプリケーション情報

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(たとえば高調波位置を正確にするため)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。同期矩形波の立上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 μ sです。

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。

最初に、3.9kの直列抵抗を持つ50kの抵抗ポット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。測定方法には注意が必要です。プローブのグランドのリード線が短くなるようにしてください。

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、効率が低下す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} ピンと 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下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で十分です。50nHより大きくすると、電圧出力に不要な発振が生じるおそれがあります。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。螺旋形のボード・トレースの場合、これより長さが短くて済みます。

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。誤差アンプの正入力には内部で1.25Vのバンドキャップ・リファレンス電圧に接続されます。FBピンはこの電圧を安定化します。

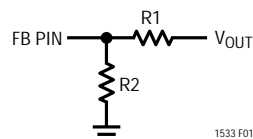


図1.

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、 $R1 \parallel R2$ 値が最大10kまでは無視できます。

アプリケーション情報

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、帰還ゼロを制御ループに追加することがときどきあります。この帰還ゼロによってFBピンが容量的にレギュレータの内部電圧(2.4V標準)より高く引っ張られると、出力のレギュレーションがうまく行われない場合があります。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ピンの入力バイアス電流は-25μA (I_{NFB})であり、分割器の抵抗値を選択する際にはこれを考慮しなければなりません。

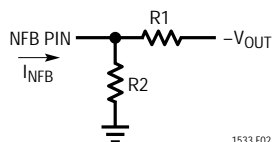


図2.

図2からR1を以下のように決定します。

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

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、各々に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、LT1534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時に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は出力ロード・レギュレーションが損われます。

シャットダウン

シャットダウン・ピンを“L”にすると、レギュレータはオフになります。電源電流は20μA以下に低減されます。

熱に関する検討事項

このICの消費電力を計算するにあたっては、詳細に対する注意が必要です。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。すべてに対応する公式を見出すことは現実的ではありません。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。このデバイスはデバイスの損傷を防止する内部サーマル・シャットダウン機能を備えていますが、これはあくまでも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は平均スイッチ電流です。

2. ドライバの飽和による消費電力

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

V_{SAT} は出力飽和電圧で、約 $0.1 + (0.2 \times I)$ 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。

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

アプリケーション情報

ここで、 ΔI はスイッチのリップル電流、 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つの項の総和になります。ダイの接合温度は次式から得られます。

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

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 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ です。

たとえば、 $f_{OSC} = 40\text{kHz}$ の場合、電流は平均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から43高くなります。

周波数補償

誤差アンプの出力(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、メイン・ポールはコンデンサ C_{VC} と誤差アンプの出力インピーダンス(約400k)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ときどき使用されます。 V_C ピンのリップルは、出力分周器で減衰され誤差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。第二コンデンサがない場合、 V_C ピンのリップルは次のようになります：

$$V_{CPIN\ RIPPLE} = \frac{(1.25)(V_{RIPPLE})(g_m)(R_{VC})}{V_{OUT}}$$

ここで、 V_{RIPPLE} = 出力リップル(V_{P-P})

g_m = 誤差アンプの相互コンダクタンス

R_{VC} = V_C ピンの直列抵抗

V_{OUT} = DC出力電圧

不規則なスイッチングを防止するために、 V_C ピンのリップルは50mV $_{P-P}$ 以下に抑えなければなりません。最悪の場合の V_C ピンのリップルは、最大出力負荷電流で発生し、低品質(ESRが高い)出力コンデンサを使用した場合にも

増加します。0.0047 μF 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数ミリボルトにまで低減することができます。また、 R_{VC} の値が小さい場合も V_C ピンのリップルは低減されますが、ループ位相マージンが不十分になる可能性があります。

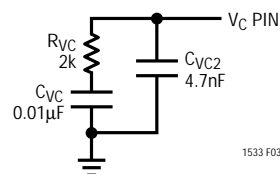


図3.

コンデンサ

このICがスイッチャ・ノイズの発生源を低減しますが、ノイズを最小限に抑えるには、フィルタ・コンデンサの寄生インピーダンスが低くなければなりません。それには三洋電機製のOS-CONおよびタンタル・コンデンサが適しています。このアプリケーションには、アルミニウム電解コンデンサは不適当です。一般に、キャパシタンスよりもESRが重要です。より高い周波数では、ESLも重要になります。コンデンサを並列にすると、ESRとESLの両方を低減することができます。

コンデンサの選択については、Design Note 95に詳細が記載されています。以下は簡単な要約です：

固体タンタル・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製品はこの問題に対処している)。

OS-CONコンデンサ：非常に低インピーダンス。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。

入力コンデンサ

このコンデンサのESRは高周波電流成分と作用して、スイッチャの伝導ノイズの多くを発生させます。ESRが0.3 Ω 以下の、1 μF ~ 47 μF の値が標準的です。ICとインダクタの近くにコンデンサを配置してください。

アプリケーション情報

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。固体タンタル・コンデンサはこのような条件では故障することがあります。

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。ただし、出力ノイズを低くするにはESRが低いことも必要であり、これは一般により厳しい要求条件といえます。標準的に、要求されるESRは0.2以下です。標準容量値は47μF～500μFです。この場合も、接続する長さをできるだけ短くしてください。

高速電圧スルー・エッジ

特定の動作条件で非常に高速な電圧スルーが発生すると、COL電圧波形にリングングが生じる可能性があります。この中には小さな高調波エネルギーが存在しますが、このエネルギーはCOLピンからグラウンドに1000pFと直列に10のRCネットワークを配置すれば除去できます。

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1N5817-19やMBR320-330などのショットキ・ダイオードを使用します。

インダクタの選択

昇圧コンバータの場合、インダクタ選択の際には、サイズ、最大出力電力、過渡応答、入力フィルタリング特性がトレードオフとなります。インダクタ値が高いと、出力電力が増加し入力リップル電流が低下します。ただし、物理的サイズが大きくなり過渡応答も低下します。インダクタ値が小さいと磁化電流が大きくなり、最大出力が低下し、入力電流リップルが増加します。

以下の手順を使用してこれらのトレードオフを扱うことができます：

1. 昇圧コンバータの平均インダクタ電流が、負荷電流 $\times V_{OUT}/V_{IN}$ と等しいと仮定して、インダクタが連続過負荷条件に耐えなければならないかどうかを判断してください。たとえば、最大負荷電流時の平均インダクタ電流が0.5Aの場合、0.5Aのインダクタでは連続1.5Aの

過負荷条件に耐えられない可能性があります。また、昇圧コンバータは短絡保護されておらず、出力短絡状態では、インダクタ電流は入力電源の有効電流まで制限がないことも忘れないでください。

2. インダクタが飽和しないよう保証するために、全負荷電流でのピーク・インダクタ電流を計算してください。ピーク電流は、特にインダクタが小さく負荷が軽いときには、出力電流より大幅に高くなる可能性があるため、この手順を省略してはなりません。鉄粉コアはソフトに飽和するため許容されます。他方、フェライト・コアは急激に飽和し、その他のコア材の飽和はこれらの中間になります。以下の公式は連続モード動作を想定したものです。不連続モードの場合に、ハイサイドでわずかに誤差が生じるだけなので、あらゆる条件に使用できます。

$$I_{PEAK} = I_{OUT} \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} + \frac{V_{IN}(V_{OUT} - V_{IN})}{2 \cdot L \cdot f \cdot V_{OUT}} \right)$$

L = インダクタンス値

V_{IN} = 電源電圧

V_{OUT} = 出力電圧

I = 出力電流

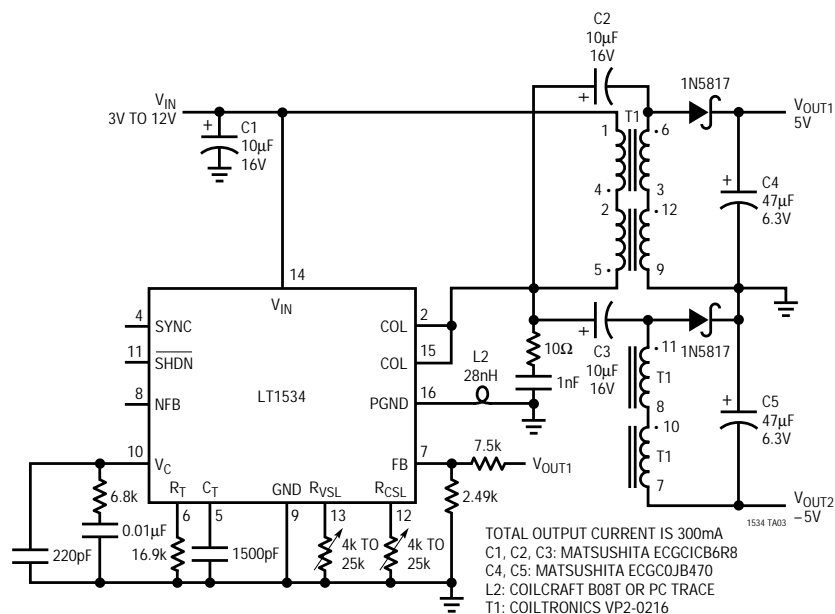
f = 発振周波数

3. コアの形状を選択します。EMI問題を防止するには、ポット・コア、ERコア、Eコア、またはトロイドなどのクローズ構造を使用しなければなりません (AN70の付録Iを参照)。
4. ピーク電流、平均電流 (加熱効果) およびフォールト電流を扱うことができるインダクタを選択します。
5. 最後に、出力電圧リップルを再確認します。リニアテクノロジー社のアプリケーション部門の専門家は、多種多様なインダクタ・タイプの使用経験があり、ユーザがインダクタを選択する際にアドバイスすることができます。

参考資料

AN70にスイッチング・レギュレータのノイズとその測定方法に関する詳細が記載されています。また、AN19にはスイッチャ設計に関する概要を述べています。リニアテクノロジーのアプリケーション部門はいつでも質問をお受けしています。

標準的応用例

低ノイズ、広入力範囲 $\pm 5V$ 電源

関連製品

| 製品番号 | 説明 | 注釈 |
|--------|--------------------------|--------------------------|
| LT1129 | 700mA、マイクロパワー低損失レギュレータ | 損失電圧0.4V、逆バッテリー保護 |
| LT1175 | 500mA低損失マイクロパワー負電圧レギュレータ | 正または負シャットダウン・ロジック |
| LT1370 | 500kHz高効率6Aスイッチング・レギュレータ | 効率90%、定周波数、高電力 |
| LT1371 | 500kHz高効率3Aスイッチング・レギュレータ | 効率90%、定周波数、同期可能 |
| LT1377 | 1MHz高効率1.5Aスイッチング・レギュレータ | 高周波、小型インダクタ |
| LT1425 | 絶縁型フライバック・スイッチング・レギュレータ | トランス「第3巻線」不要の優れたレギュレーション |
| LT1533 | 超低ノイズ1Aスイッチング・レギュレータ | 低ノイズ絶縁型電源用プッシュプル・デザイン |