降圧型レギュレータによる反転電源の作成

David G. Daniels　　SWIFT DC/DCコンバータ

要　約

正の入力電圧から負の出力電圧を生成するために、既存のバック（降圧型）レギュレータを使用します。ここでは、幅広い入力電圧範囲を持つSWIFT DC/DCコンバータ・ファミリーを使用した反転電源の設計手順について詳しく説明します。

バック・レギュレータに二重構成を適用することで、巻末の「参考文献」(1および2)に示されるような反転（バック-ブースト）レギュレータを構築できます。

設計手順を示すために、TPS54060を使用しています。この設計手順は、他の降圧型ピーク電流モード制御レギュレータにも適用でき、補助的なExcelワークシート (5)とともに使用します。TPS54060は、0.5Aのスイッチング・レギュレータであり、100kHz～2500kHzの幅広いスイッチング周波数範囲に対応し、入力動作電圧は3.5V～60Vです。

V_I	入力電圧	24V（公称）、18V～30V
	入力電圧リップル	< 1%
V_O	出力電圧	–12 V
dV_O	出力電圧リップル	< 0.5%
I_O	最大出力電流	0.3 A
f_{sw}	スイッチング周波数	500 kHz

表 1. 反転電源の要件

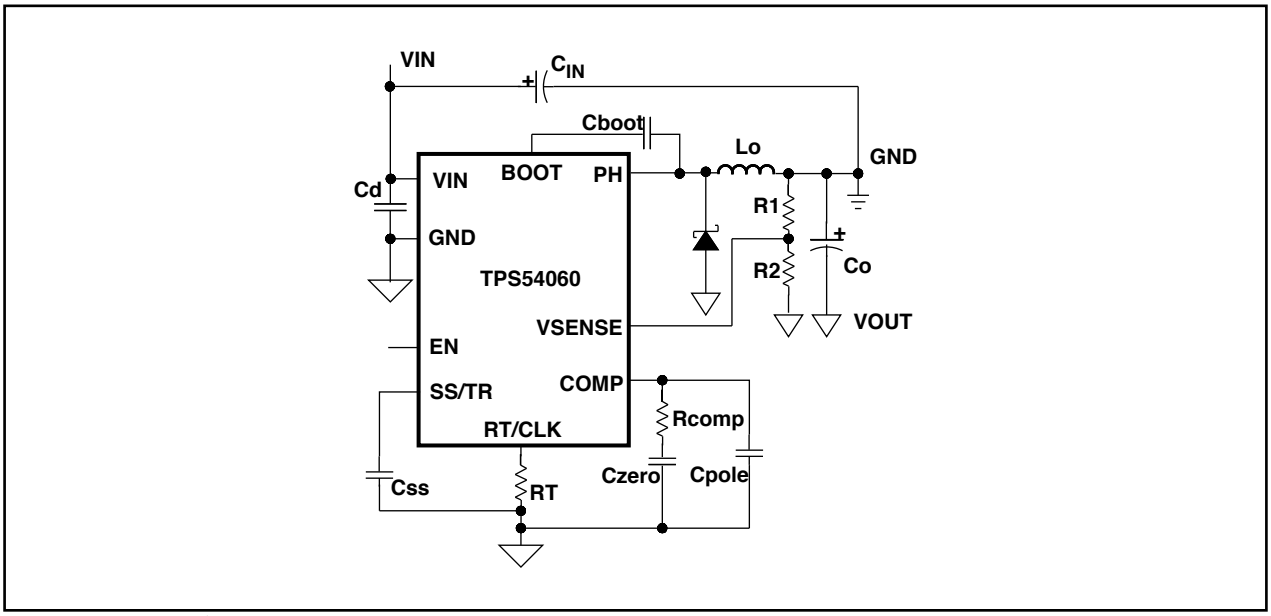

図 1. 反転電源の回路図

この資料は、Texas Instruments Incorporated（TI）が英文で記述した資料を、皆様のご理解の一助として頂くために日本テキサス・インスツルメンツ（日本TI）が英文から和文へ翻訳して作成したものです。
資料によっては正規英語版資料の更新に対応していないものがあります。
日本TIによる和文資料は、あくまでもTI正規英語版をご理解頂くための補助的参考資料としてご使用下さい。
製品のご検討およびご採用にあたりましては必ず正規英語版の最新資料をご確認下さい。
TIおよび日本TIは、正規英語版にて更新の情報を提供しているにもかかわらず、更新以前の情報に基づいて発生した問題や障害等につきましては如何なる責任も負いません。

出力電圧

最大入力電圧$V_I$maxと出力電圧V_Oとの差は、レギュレータの最大動作デバイス電圧以下とする必要があります。TPS54060の場合、最大動作デバイス電圧V_{dev}maxは60Vです。

$$V_I max \leq V_{dev} max + V_O \quad (1)$$

$$R1 = R2 \times \left(\frac{-V_O}{V_{ref}} - 1 \right) \quad (2)$$

V_O = –12Vと仮定し、式 (1) を使用すると、電源の最大入力電圧は最大48Vとなり、表1の最大入力要件である30Vを容易に満足します。式 (2) を使用して、目的の出力電圧に対するR1を決定します。TPS54060では、R2を1kΩ、V_{ref}を0.8Vに設定して、R1 = 14kΩとなります。

入力電圧範囲

電源の動作入力電圧$V_I$minは、最小デバイス電圧V_{dev}minよりも高い必要があります。TPS54060の場合、V_{dev}minは3.5Vです。電源の最小入力電圧要件は18Vであるため、式 (3) を満足しています。

$$V_I min \geq V_{dev} min \quad (3)$$

デューティ・サイクル

反転電源の理想的なデューティ・サイクルは式 (4) で示されます。ここでは、電源のスイッチングによる損失、インダクタおよびダイオードでの電圧降下による損失を無視しています。出力電圧V_Oは負であり、入力電圧V_Iは正であるため、式 (4) の結果は正となります。

$$D = \frac{-V_O}{V_I - V_O} \quad (4)$$

最大デューティ・サイクルDmaxは、最小入力電圧を使用して計算され、式 (4) で入力電圧V_Iに$V_I$minを代入します。V_I = 18V、V_O = –12Vと仮定すると、最大デューティ・サイクルDmaxは0.40となります。

出力電流

選択したスイッチング・レギュレータが必要な出力電流を供給できるかどうか評価するには、式 (5) を使用します。デバイスの最小電流制限I_{CL}minおよび最大デューティ・サイクルDmaxを使用し、また、インダクタのリップル電流値IL_{ripple}を見積もります。

$$I_O max \leq \left(I_{CL} min - \frac{IL_{ripple}}{2} \right) \times (1 - Dmax) \quad (5)$$

最小電流制限を0.6A、IL_{ripple}を最小電流制限の25%と仮定すると、TPS54060でサポートされる最大出力電流は315mAと見積もられます。

選択したレギュレータで入力電圧範囲および最大出力電流が満足されたので、次の手順では、インダクタ値、スイッチング周波数、および出力コンデンサ値を計算します。

最大スイッチング周波数は、最小制御可能オン時間、最大入力電圧、および電源でのいくつかの損失を用いて計算する必要があります。最大周波数の計算値がTPS54060でサポートされる2500kHzより大きい場合は、$f$skipmaxを2500kHzに制限します。

$$f\text{skipmax} \leq \frac{1}{t_{on} min} \times \frac{(-V_O + Rdc \times I_O + Vfd)}{(V_I max - Rhs \times I_O + Vfd - V_O)} \quad (6)$$

TPS54060デバイスに特有の考慮事項として、出力短絡時に過電流暴走を防ぐための周波数シフトがあります。

$$f\text{shiftmax} \leq \frac{f\text{div}}{t_{on} min} \times \frac{(-V_{osc} + Rdc \times I_O + Vfd)}{(V_I max - Rhs \times I_O + Vfd - V_O sc)} \quad (7)$$

最大スイッチング周波数は、$f$shiftmaxと$f$skipmaxのうち低い方の周波数となります。式 (7) の$V_O$scの項は、出力障害時の出力電圧です。fdivは、分周係数です。$V_O$scがレギュレーション電圧の25%未満のとき、$f$divは8です。周波数シフトの詳細については、TPS54060データシートの「スイッチング周波数の選択」を参照してください。TPS54060の場合、最小オン時間$t_O$minは130ns、最大MOSFETオン抵抗Rhsは400mΩです。ダイオード電圧降下Vfdを0.5V、インダクタ抵抗Rdcを325mΩと仮定すると、式 (6) および式 (7) からそれぞれ、最大周波数が2286kHzおよび1210kHzと計算されます。選択する最大スイッチング周波数は1210kHz以下とする必要があります。電源仕様でのスイッチング周波数要件は500kHzで、1210kHzよりも低いため、設計の変更は必要ありません。

インダクタ

インダクタ値を決定するには、最大出力電流および最大入力電圧での平均インダクタ電流IL_{avg}を計算します。

最大入力電圧を式 (4)の変数として使用し、最小デューティ・サイクルDminを計算します。

$V_I$max = 30Vと仮定すると、Dminは約0.286、IL_{avg}は0.42Aとなります。

インダクタ値は、平均インダクタ電流の25%であるリップル電流を使用して、式 (9)で計算されます。Dminを使用して最小インダクタンス値を計算すると、最も大きなインダクタンスが得られます。$V_I$max = 30V、I_O = 0.3A、および$f$sw = 500kHzと仮定すると、L_oは163µHと計算されます。最も近い標準インダクタである150µHを使用します。インダクタの飽和電流は、式 (10)で計算されるピーク電流0.548Aよりも大きい必要があります。インダクタのRMS電流は、式 (11)で計算される0.450Aよりも大きい必要があります。

$$IL_{avg} = \frac{I_O}{1 - Dmin} \tag{8}$$

$$L_O = \frac{V_I max \times Dmin}{fsw \times IL_{avg} \times 0.25} \tag{9}$$

$$IL_{peak} = \frac{I_O}{1 - Dmax} + \frac{V_I min \times Dmax}{2 \times fsw \times L_O} \tag{10}$$

$$IL_{rms} = \left(\left(\frac{I_O}{1 - D} \right)^2 + \frac{1}{12} \times \left(\frac{V_I \times D}{fsw \times L_O} \right)^2 \right)^{0.5} \tag{11}$$

出力コンデンサ

出力コンデンサは、ハイサイド・スイッチがオンのときに電流を供給する必要があります。最小入力電圧を使用して、必要な出力容量を計算します。これは、デューティ・サイクルと出力コンデンサのピーク・ツー・ピーク電流が最大であるときです。0.5%の電圧リップル仕様dV_O、および式 (12)を使用して、$C_O$minは4µFとなります。0.5%の電圧リップルおよび最大デューティ・サイクルを仮定すると、等価直列抵抗Rcは、式 (13)により、109mΩ未満となる必要があります。出力コンデンサのRMS電流は、式 (14)を用いて0.245Aとなります。低いESRとサイズにより、出力コンデンサには2個の15µF/25V X5Rを並列で使用します。

$$C_O min \geq \frac{I_O max \times Dmax}{fsw \times dV_O} \tag{12}$$

$$Rc \leq \frac{dV_O}{\frac{I_O max}{1 - Dmax} + \frac{1}{2} \times \frac{V_I min \times Dmax}{fsw \times L_O}} \tag{13}$$

$$I_{corms} = I_O max \times \left(\frac{Dmax}{1 - Dmax} \right)^{0.5} \tag{14}$$

ダイオードの選択

ダイオード電圧は、最大入力電圧と出力電圧との差よりも大きい必要があります。この設計例では、ダイオードが42Vを超える電圧をサポートする必要があります。

最大入力電圧でのダイオードの順方向電圧降下Vfd、および平均ダイオード電流を使用して、式 (15)により消費電力を計算します。Vfd = 0.5Vと仮定すると、P_{diode}は0.150Wとなります。ダイオードのピーク電流は、インダクタの場合と同じです (式 (10))。電力定格が0.107Wより大きく、インダクタ電流をサポートできるダイオードを選択します。

$$P_{diode} = Vfd \times I_O \tag{15}$$

パッケージ消費電力

パッケージ消費電力は、電源スイッチの導通損失とスイッチング損失が大部分を占めており、パッケージの制限を超えないようにする必要があります。導通損失およびスイッチング損失は、式 (16)で計算します。導通損失は、デューティ・サイクルD、インダクタのRMS電流IL_{rms}、およびオン抵抗Rhsの関数です。スイッチング損失は、オン時間t_r、オフ時間t_f、スイッチング周波数、出力電流、入力電圧、および出力電圧の関数です。

$$P_{device} = D \times IL_{rms}^2 \times Rhs + \frac{1}{2} \times (V_I - V_O) \times \left(\frac{I_O}{1 - D} \right) \times (t_r + t_f) \times fsw \tag{16}$$

公称デューティ・サイクルでは、IL_{rms}は0.45Aと計算されます。t_r = t_f = 25nsと仮定すると、P_{device}は0.2295Wとなります。

反転レギュレータの周波数応答

バック・レギュレータを用いて負出力を生成する場合、バック電源の場合のように帰還ループは閉じていません。したがって、異なる設計手法が必要となります。反転電源の伝達関数には、2つのゼロと1つの極があります。式 (17) は、反転電源の単純化した伝達関数です。この導出方法については、参考文献 (3) の付録A、またはアプリケーション・レポート(4)を参照してください。ESRゼロであるfz1は、バック・レギュレータの場合と同じであり(式 (18))、出力コンデンサとそのESRとの関数です。もう1つのゼロは、右半平面のゼロfz2です。fz2の周波数応答により、ゲインが増加し、位相が減少します。fz2周波数は、デューティ・サイクル、出力電流、およびインダクタの関数です。式 (19) は、fz2の最小周波数を計算し、これはクロスオーバー周波数の決定に使用されます。支配的な極fp1は、負荷電流、出力コンデンサ、およびデューティ・サイクルの関数です (式 (20) を参照)。KbbはDCゲインであり、周波数補償部品の計算に使用されます。gmps変数は電源段のトランスコンダクタンスであり、TPS54060では1.9A/Vです。

fz1は1516kHzと見積もられます。出力コンデンサはDC電圧のために30%ディレーティングされ、ESRは5mΩと仮定されます。fz2は38.3kHzと見積もられます。インダクタの抵抗Rdcは325mΩと仮定します。fp1は、公称デューティ・サイクルを仮定して253Hzと見積もられます。Kbbは、公称入力電圧を仮定して38V/Vと計算されます。

$$T(s) = Kbb \times \frac{\left(1 + \frac{s}{2 \times \pi \times fz1}\right) \times \left(1 - \frac{s}{2 \times \pi \times fz2}\right)}{1 + \frac{s}{2 \times \pi \times fp1}} \quad (17)$$

$$fz1 = \frac{1}{Rc \times C_O \times 2 \times \pi} \quad (18)$$

$$fz2 = \frac{(1 - Dmax)^2 \times \left(\frac{-V_O}{I_O}\right) + Rdc \times ((1 - Dmax) - Dmax)}{Dmax \times L_O \times 2 \times \pi} \quad (19)$$

$$fp1 = \frac{(1 + D)}{\left(\frac{-V_O}{I_O}\right) \times C_O \times 2 \times \pi} \quad (20)$$

$$Kbb = \frac{V_I \times \left(\frac{-V_O}{I_O}\right)}{V_I + 2 \times (-V_O)} \times gmps \quad (21)$$

電源のクロスオーバーは、fp1と、fz2周波数の1/3との間に設定する必要があります。式 (22) で与えられるクロスオーバー周波数$f$coから開始することを推奨します。$f$coは3.1kHzと見積もられます。

$$fco = (fp1 \times fz2)^{0.5} \quad (22)$$

$f$co周波数での補償ゲインの設定に必要な補償抵抗R_{comp}は、式 (23) で計算されます。TPS54060では、V_{ref} = 0.8V、およびgmea = 92µA/Vです。

$$R_{comp} = \left(\frac{fco}{Kbb \times fp1}\right) \times \left(\frac{-V_O}{V_{ref} \times gmea}\right) \quad (23)$$

式 (23) にfcoを代入して、R_{comp}を計算します。R_{comp}は、52.8kΩに等しくなります。最も近い標準値である52.3kΩを使用します。補償用のゼロは、支配的な極fp1の1/2に設定されます。補償用ゼロ・コンデンサC_{zero}を計算するには、式 (24) を使用します。式 (24) から24nFが得られ、次に大きな標準値である27nFを使用します。補償用の極は、RHPゼロfz2と等しくなるよう設定します。式 (25) を使用して、周波数補償極C_{pole}を計算し、79pFが得られます。最も近い標準値は82pFです。

$$C_{zero} = \frac{1}{\frac{fp1}{2} \times 2\pi \times R_{comp}} \quad (24)$$

$$C_{pole} = \frac{1}{fz2 \times 2\pi \times R_{comp}} \quad (25)$$

入力コンデンサ

TPS54060は、密結合されたセラミック・バイパス・コンデンサCdを必要とします (図1を参照)。これは、デバイスのVINおよびGNDピンに接続されます。デバイスのGNDは電源出力電圧であるため、コンデンサの電圧定格は、電源の最大入力電圧と出力電圧との差よりも大きい必要があります。1µF/X5R/50Vの使用を推奨します。

式 (26) ～式 (29) を使用して、入力コンデンサC_Iの容量、最大ESR、および電流定格を見積もります。

$$I_I avg = \frac{I_o \times Dmax}{1 - Dmax} \quad (26)$$

$$C_I = \frac{I_I avg}{fsw \times 0.01 \times V_I min} \quad (27)$$

$$ESRci \leq \frac{0.01 \times V_I min}{I_I avg} \quad (28)$$

$$I_{cirms} = \left(\left(\left(IL_{peak} - I_i avg \right)^2 + \frac{\left(\frac{V_I min \times Dmax}{L_o \times fsw} \right)^2}{12} \right) \times Dmax + I_i avg^2 \times \left(1 - Dmax \right) \right)^{0.5} \quad (29)$$

スロー・スタート時間

SS/TRからチップのGND（システムV_O）に対して小さなセラミック・コンデンサを配置することで、TPS54060のスロー・スタート時間を調整します。スロー・スタート・コンデンサは、式（30）を使って計算します。この式では、2μAのプルアップ、および10％～90％の時間測定を仮定しています。

$$Css = \frac{tss(s) \times 2 \times 10^{-6}}{V_{ref}(V) \times 0.8} \quad (30)$$

周波数設定抵抗

スイッチング周波数は、RT/CLKピンとTPS54060のGNDとの間に接続される抵抗RTで設定されます。式（31）を使用して、周波数設定抵抗を見積もります。

$$RT(k\Omega) = \frac{206033}{fsw(kHz)^{1.0888}} \quad (31)$$

外部クロックへの同期

TPS54060にはCLKピンがあり、このピンを使用して、電源のスイッチング周波数を外部システム・クロックに同期させることができます。ただし、システム・グランド基準のクロック信号をデバイスのグランドに変換するために、レベル・シフト回路を使用する必要があります。

開始電圧

TPS54060を降圧型レギュレータとして使用する場合には、ENピン上の抵抗を使用して、開始電圧および停止電圧を調整できます。停止電圧は開始電圧より低くなります。反転電源として使用する場合は、開始電圧だけが有用です。反転電源が起動した後、出力電圧が完全なレギュレーションに近づくにつれて、TPS54060デバイスの実効入力電圧は上昇します。したがって、ヒステリシス電圧を最小限に抑えるため、ハイサイドの抵抗をより小さくすることを推奨します。電源をシャットダウンするには、入力電圧が出力電圧およびヒステリシス電圧の分だけ降下する必要があります。式については、TPS54060データシートの「イネーブルおよび低電圧ロックアウトの調整」を参照してください。

実験結果

図3～図16に、図2の設計の実験テスト結果を示します。不連続導通モード（DCM）から連続導通モード（CCM）への境界は、出力電流27mAです。パルス・スキップ・モード（PSM）の境界は、出力電流2.5mAです。入力電圧24Vで無負荷時の入力電流は、1.77mAです。

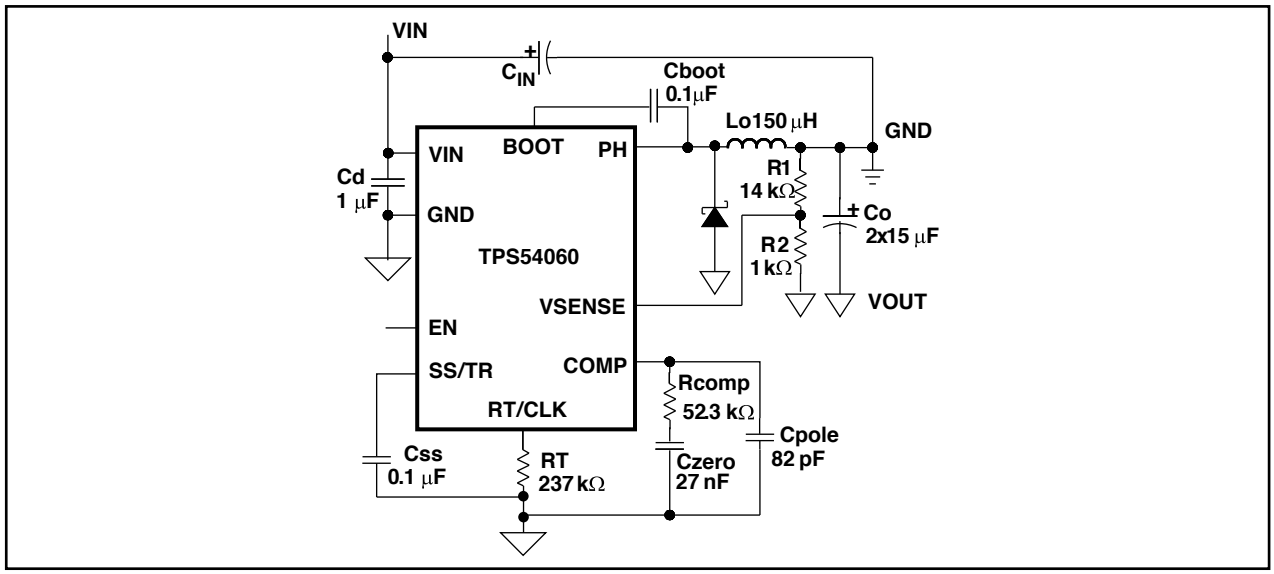

図 2. 24Vから–12V/0.3Aへの反転電源

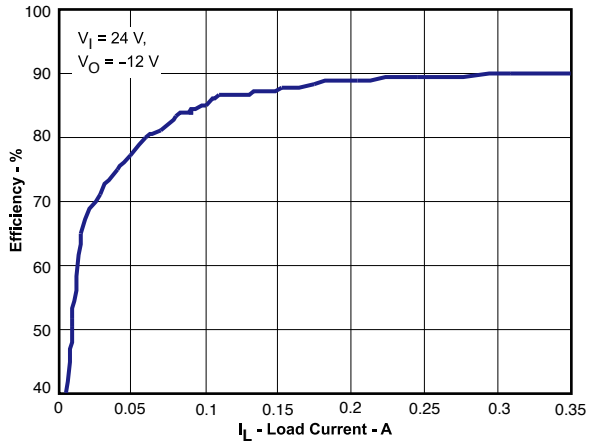

図 3. 効率　対　負荷電流

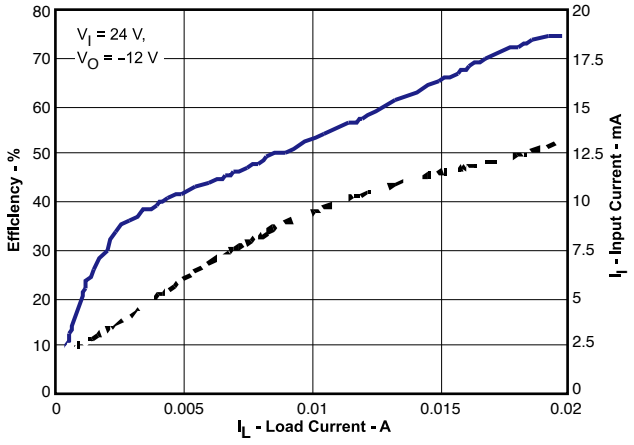

図 4. 軽負荷効率　対　負荷電流

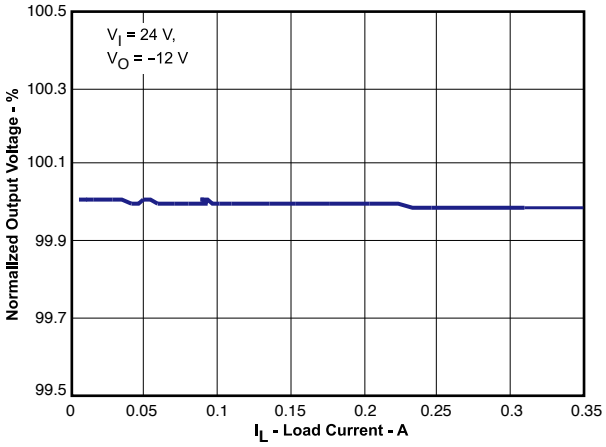

図 5. 出力電圧　対　負荷電流

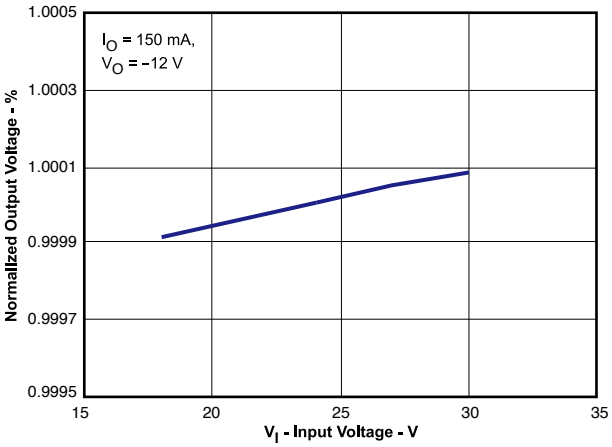

図 6. 出力電圧　対　入力電圧

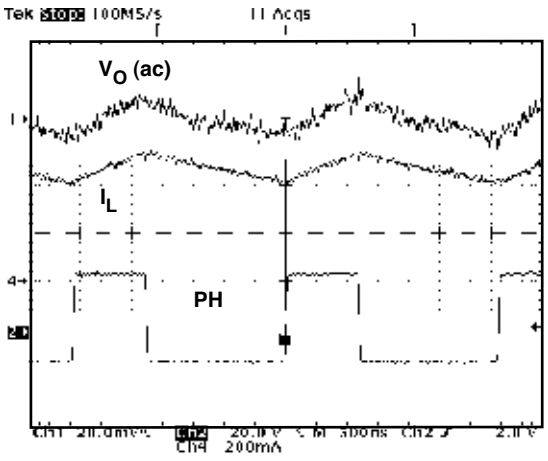

図 7. 出力電圧リップル（I_o = 0.3A）

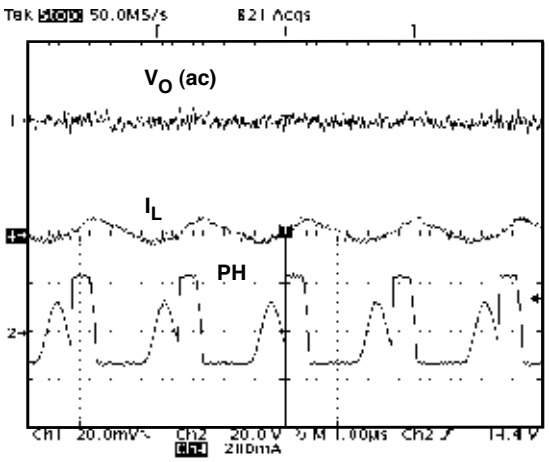

図 8. 出力電圧リップル（DCM）

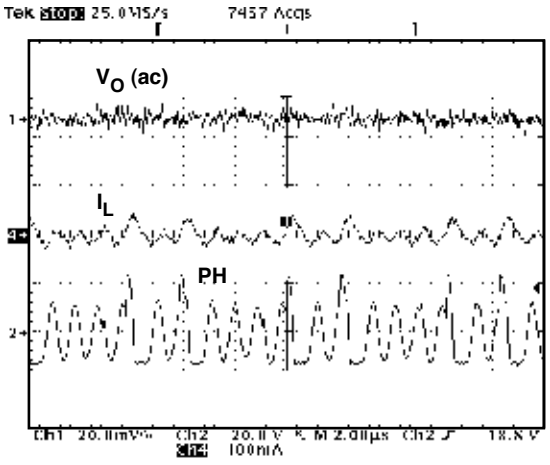

図 **9.** 出力電圧リップル(PSM)

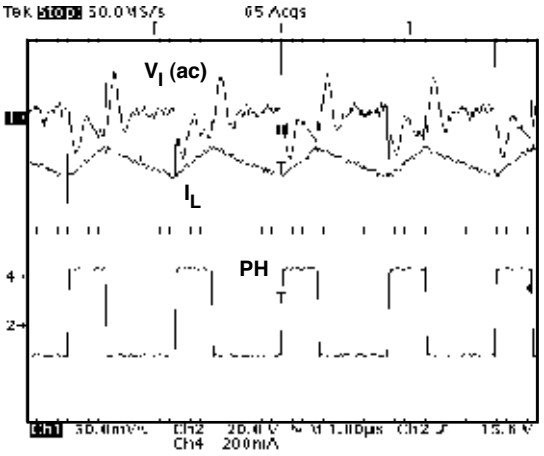

図 **10.** 入力リップル(CCM、I_O = 0.3A)

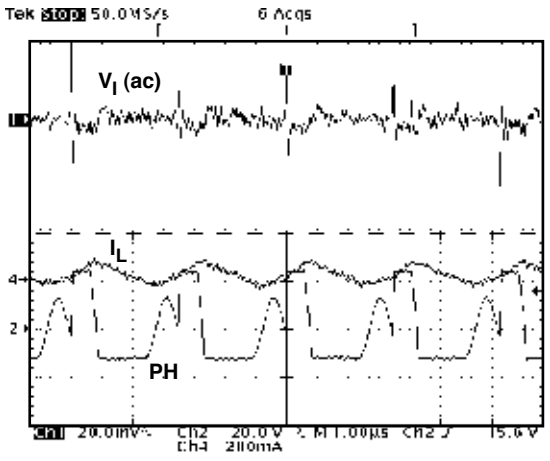

図 **11.** 入力リップル(DCM)

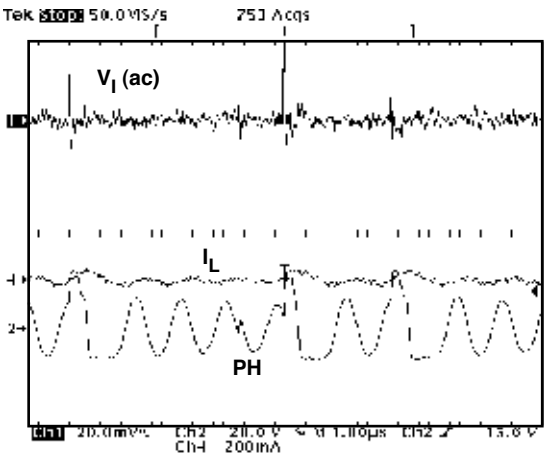

図 **12.** 入力リップル(PSM)

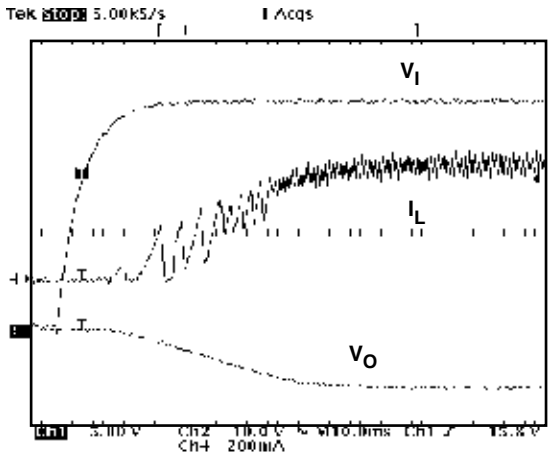

図 **13.** V_IでのV_Oスタートアップ

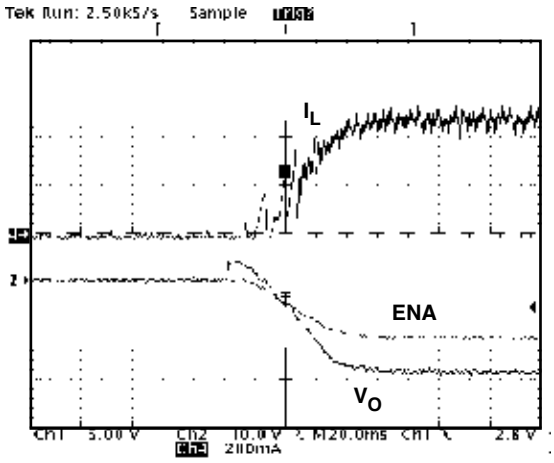

図 **14.** EN入力でのスタートアップ

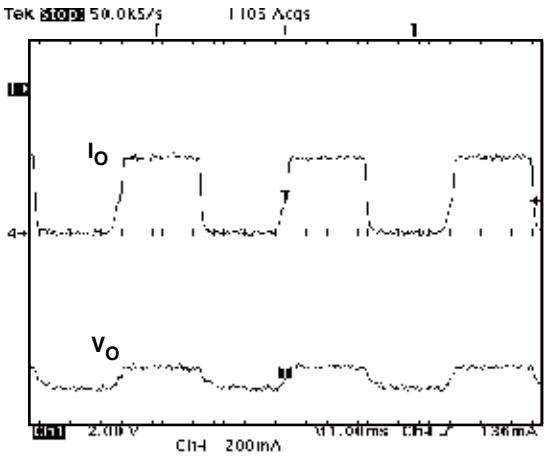

図 15. 負荷過渡特性

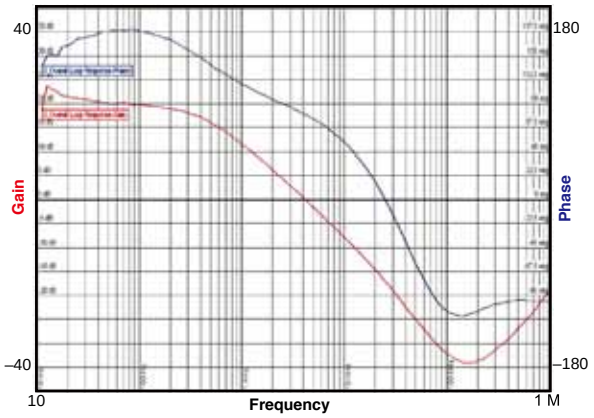

図 16. ループ全体の周波数応答

References

1. Using a buck converter in an inverting buck-boost topology, John Tucker, Literature Number SLYT286, 4Q 2007 Analog Applications Journal, Texas Instruments.
2. Using the TPS5430 as an Inverting Buck-Boost Converter, John Tucker, Literature number SLVA257A, Application Report, August 20078, Texas Instruments.
3. Achieving High-Efficiency with a Multi-Output CCM Flyback Supply Using Self-Driven Synchronous Rectifiers, Robert Kollman, Literature Number SLUP204, SEM1500 Seminar Paper, Texas Instruments.
4. Understanding Buck-Boost Power Stages in Switch Mode Power Supplies, Everett Rogers, Literature Number SLVA059A - March 1999 Application Report, Texas Instruments.
5. “TPS54060INVERTING.xls” excel work sheet (SLVC211A), 2009 Texas Instruments Incorporated. www.ti.com.

ご注意

日本テキサス・インスツルメンツ株式会社（以下TIJといいます）及びTexas Instruments Incorporated（TIJの親会社、以下TIJないしTexas Instruments Incorporatedを総称してTIといいます）は、その製品及びサービスを任意に修正し、改善、改良、その他の変更をし、もしくは製品の製造中止またはサービスの提供を中止する権利を留保します。従いまして、お客様は、発注される前に、関連する最新の情報を取得して頂き、その情報が現在有効かつ完全なものであるかどうかご確認下さい。全ての製品は、お客様とTIJとの間に取引契約が締結されている場合は、当該契約条件に基づき、また当該取引契約が締結されていない場合は、ご注文の受諾の際に提示されるTIJの標準販売契約約款に従って販売されます。

TIは、そのハードウェア製品が、TIの標準保証条件に従い販売時の仕様に対応した性能を有していること、またはお客様とTIJとの間で合意された保証条件に従い合意された仕様に対応した性能を有していることを保証します。検査およびその他の品質管理技法は、TIが当該保証を支援するのに必要とみなす範囲で行なわれております。各デバイスの全てのパラメーターに関する固有の検査は、政府がそれ等の実行を義務づけている場合を除き、必ずしも行なわれておりません。

TIは、製品のアプリケーションに関する支援もしくはお客様の製品の設計について責任を負うことはありません。TI製部品を使用しているお客様の製品及びそのアプリケーションについての責任はお客様にあります。TI製部品を使用したお客様の製品及びアプリケーションについて想定されうる危険を最小のものとするため、適切な設計上および操作上の安全対策は、必ずお客様にてお取り下さい。

TIは、TIの製品もしくはサービスが使用されている組み合せ、機械装置、もしくは方法に関連しているTIの特許権、著作権、回路配置利用権、その他のTIの知的財産権に基づいて何らかのライセンスを許諾するということは明示的にも黙示的にも保証も表明もしておりません。TIが第三者の製品もしくはサービスについて情報を提供することは、TIが当該製品もしくはサービスを使用することについてライセンスを与えるとか、保証もしくは是認するということを意味しません。そのような情報を使用するには第三者の特許その他の知的財産権に基づき当該第三者からライセンスを得なければならない場合もあり、またTIの特許その他の知的財産権に基づきTI からライセンスを得て頂かなければならない場合もあります。

TIのデータ・ブックもしくはデータ・シートの中にある情報を複製することは、その情報に一切の変更を加えること無く、かつその情報と結び付られた全ての保証、条件、制限及び通知と共に複製がなされる限りにおいて許されるものとします。当該情報に変更を加えて複製することは不公正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような変更された情報や複製については何の義務も責任も負いません。

TIの製品もしくはサービスについてTIにより示された数値、特性、条件その他のパラメーターと異なる、あるいは、それを超えてなされた説明で当該TI製品もしくはサービスを再販売することは、当該TI製品もしくはサービスに対する全ての明示的保証、及び何らかの黙示的保証を無効にし、かつ不公正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような説明については何の義務も責任もありません。

TIは、TIの製品が、安全でないことが致命的となる用途ないしアプリケーション（例えば、生命維持装置のように、TI製品に不良があった場合に、その不良により相当な確率で死傷等の重篤な事故が発生するようなもの）に使用されることを認めておりません。但し、お客様とTIの双方の権限有る役員が書面でそのような使用について明確に合意した場合は除きます。たとえTIがアプリケーションに関連した情報やサポートを提供したとしても、お客様は、そのようなアプリケーションの安全面及び規制面から見た諸問題を解決するために必要とされる専門的知識及び技術を持ち、かつ、お客様の製品について、またTI製品をそのような安全でないことが致命的となる用途に使用することについて、お客様が全ての法的責任、規制を遵守する責任、及び安全に関する要求事項を満足させる責任を負っていることを認め、かつそのことに同意します。さらに、もし万一、TIの製品がそのような安全でないことが致命的となる用途に使用されたことによって損害が発生し、TIないしその代表者がその損害を賠償した場合は、お客様がTIないしその代表者にその全額の補償をするものとします。

TI製品は、軍事的用途もしくは宇宙航空アプリケーションないし軍事的環境、航空宇宙環境にて使用されるようには設計もされていませんし、使用されることを意図されておりません。但し、当該TI製品が、軍需対応グレード品、若しくは「強化プラスティック」製品としてTIが特別に指定した製品である場合は除きます。TIが軍需対応グレード品として指定した製品のみが軍需品の仕様書に合致いたします。お客様は、TIが軍需対応グレード品として指定していない製品を、軍事的用途もしくは軍事的環境下で使用することは、もっぱらお客様の危険負担においてなされるということ、及び、お客様がもっぱら責任をもって、そのような使用に関して必要とされる全ての法的要求事項及び規制上の要求事項を満足させなければならないことを認め、かつ同意します。

TI製品は、自動車用アプリケーションないし自動車の環境において使用されるようには設計されていませんし、また使用されることを意図されておりません。但し、TIがISO/TS 16949の要求事項を満たしていると特別に指定したTI製品は除きます。お客様は、お客様が当該TI指定品以外のTI製品を自動車用アプリケーションに使用しても、TIは当該要求事項を満たしていなかったことについて、いかなる責任も負わないことを認め、かつ同意します。

Copyright © 2011, Texas Instruments Incorporated
日本語版 日本テキサス・インスツルメンツ株式会社

弊社半導体製品の取り扱い・保管について

半導体製品は、取り扱い、保管・輸送環境、基板実装条件によっては、お客様での実装前後に破壊/劣化、または故障を起こすことがあります。

弊社半導体製品のお取り扱い、ご使用にあたっては下記の点を遵守して下さい。

1. 静電気
   - 素手で半導体製品単体を触らないこと。どうしても触る必要がある場合は、リストストラップ等で人体からアースをとり、導電性手袋等をして取り扱うこと。
   - 弊社出荷梱包単位（外装から取り出された内装及び個装）又は製品単品で取り扱いを行う場合は、接地された導電性のテーブル上で（導電性マットにアースをとったもの等）、アースをした作業者が行うこと。また、コンテナ等も、導電性のものを使うこと。
   - マウンタやはんだ付け設備等、半導体の実装に関わる全ての装置類は、静電気の帯電を防止する措置を施すこと。
   - 前記のリストストラップ・導電性手袋・テーブル表面及び実装装置類の接地等の静電気帯電防止措置は、常に管理されその機能が確認されていること。
2. 温・湿度環境
   - 温度：0～40℃、相対湿度：40～85%で保管・輸送及び取り扱いを行うこと。（但し、結露しないこと。）
   - 直射日光があたる状態で保管・輸送しないこと。
3. 防湿梱包
   - 防湿梱包品は、開封後は個別推奨保管環境及び期間に従い基板実装すること。
4. 機械的衝撃
   - 梱包品（外装、内装、個装）及び製品単品を落下させたり、衝撃を与えないこと。
5. 熱衝撃
   - はんだ付け時は、最低限260℃以上の高温状態に、10秒以上さらさないこと。（個別推奨条件がある時はそれに従うこと。）
6. 汚染
   - はんだ付け性を損なう、又はアルミ配線腐食の原因となるような汚染物質（硫黄、塩素等ハロゲン）のある環境で保管・輸送しないこと。
   - はんだ付け後は十分にフラックスの洗浄を行うこと。（不純物含有率が一定以下に保証された無洗浄タイプのフラックスは除く。）

以上

2001.11