

Application Note

正電源からの負電源の生成



Bill Xu

概要

負電源は、必須であり、医療用画像処理システムやその他の電子システムで広く使用されていますが、どの電子システムでも正電源が圧倒的に使用されています。負電源の設計は多くの場合、正電源とは異なり、経験の浅いエンジニアにとっては難題で、簡単には扱えません。また、市場では、正電源と比較して、最善の負電源設計を実現するためにエンジニアが使える選択肢も少ないのが現状です。このアプリケーション ノートでは、複雑さと性能とパッケージに関する制約の下でエンジニアのさまざまな要件を満たすために、正電源を負電源に変換する方法をいくつか紹介します。

目次

1 はじめに.....	2
2 正電圧から負電源を設計する方法	3
2.1 チャージャ ポンプを使用した負電源の生成.....	3
2.2 インバータ レギュレータを使用した負電源の生成.....	5
2.3 降圧レギュレータを使用した負電源の生成.....	6
2.4 Cuk レギュレータを使用して負の電源を生成する.....	7
2.5 フライバック コンバータによる負電源の生成.....	9
3 まとめ.....	10
4 参考資料.....	10

商標

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

1 はじめに

バイアストランジスタ回路の歴史上、電子システムでは、負電源は正電源とともに広く使用されています。電子システムの負電源は、従来のシステムに比べて大幅に削減されています。しかし、負電源を必要とする電子システムは現在も数多く存在しています。たとえば、超音波画像処理システムでは、トランスミッタは、バイアスのために 3 つの負電源を必要とし、トランスデューサを励起するために対称波形を生成します。MRI システムでは、エンジニアは正電源から負電源を生成して RF スイッチにバイアスをかけることができます。ファイバー通信や光学システムでは、エンジニアがフォト ダイオードにバイアスをかけるために負電源を必要とします。通信システムでは、-48V の電源はシステムバス電圧のことです。一部の高精度電子システムでは、アンプにデュアル電源が必要です。

現代の電子システム設計でスイッチ モード電源が広く採用されるようになるまでは、負電源を生成する際に、通常、変圧器を使用して高電圧の交流を低電圧の交流に変換し、次にこの低電圧の交流を直流に変換していました。その後、直流電圧が調整され、電子システムに安定した負電圧電源が供給されるのです。図 1-1 を参照してください。

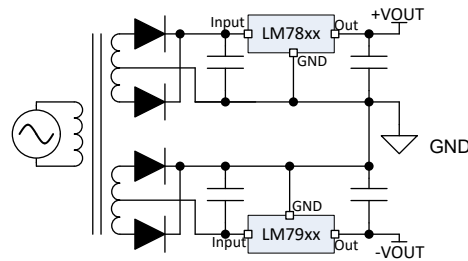


図 1-1. 従来の方法による負電源の生成

この従来の設計は、現在もコスト重視の電子システムで採用されています。欠点は、トランスのバルク体積と低効率です。

現代の電子エンジニアは、多くの場合、コスト、効率量の制約が課される特定の用途に向けて小型の負電源を設計する必要があります。このアプリケーション ノートの以下のセクションでは、現実の応用における多様な要件に対応するために、正電源から負電源を生成する設計をいくつか取り上げます。

2 正電圧から負電源を設計する方法

理論的には、絶縁型電源は、高レベルの出力電圧端子を系統接地に接続することで、負電源として扱うことができ、その場合は低レベルの電圧出力端子が負の出力電源になります。この方法は、コストが高く技術的にはやや複雑ですが、大容量に対応できます。この設計者は、スイッチ モード電源に関連する特別なスキルを持っています。このアプリケーション ノートは、正電源から負電源を得る方法の中から、出力電力小さく、サイズがコンパクトで、コストが低いものを取り上げます。

2.1 チャージャ ポンプを使用した負電源の生成

正電源から負電源を生成するには、まずチャージャ ポンプを使用します。負電源チャージ ポンプの原理を 図 2-1 に示します。チャージャ ポンプの電圧インバータ部には 4 つの大きな CMOS スイッチが含まれており、これを順番に切り替えると入力電源電圧が反転します。エネルギーの伝達および蓄積は、外付けコンデンサ C1 によって提供されます。図 2-1 に示すように、最初の時間間隔ではスイッチ S2 と S4 は開いています。S1 と S3 は閉じています。その後、入力エネルギーは外部コンデンサ C1 に転送されます。2 番目の時間間隔では、S1 と S3 が開きます。同時に、S2 と S4 は閉じ、C1 は COUT を充電します。数回のサイクルを経て、COUT 間の電圧が VIN に供給されます。COUT アノードは接地されているため、負荷電流がないときは COUT のカソードの出力が $-(V_{IN})$ と等しくなります。負荷を追加すると、出力電圧の低下が、寄生抵抗 (MOSFET スイッチの R_{DS_ON} と、コンデンサの等価直列抵抗 (ESR))、およびコンデンサ間の電荷移動損失によって決まります。このようにして、チャージャ ポンプ コンバータは負の出力電圧に対して正の入力電圧を印加します。当然ながら、無負荷の場合は出力電圧の振幅が入力電圧と同じになります。

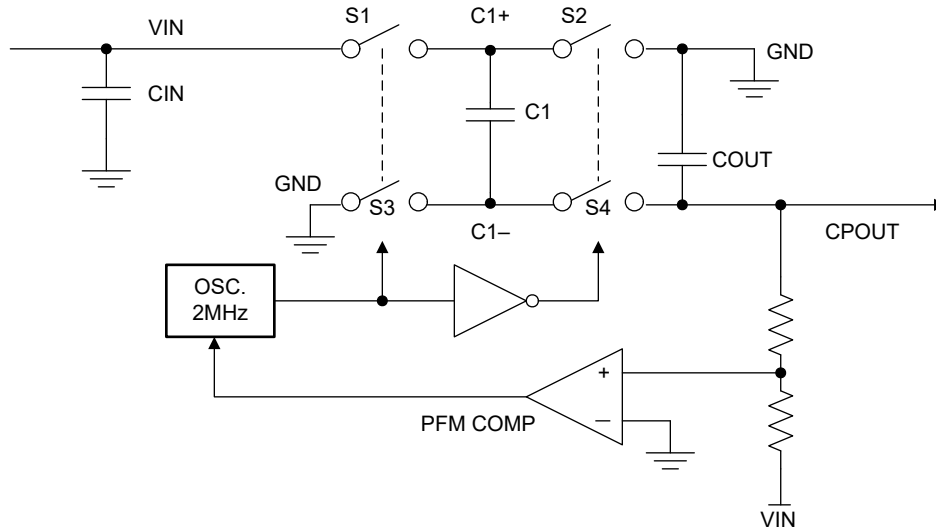


図 2-1. 正電圧入力と負出力チャージャ ポンプの原理

チャージャ ポンプの出力特性は、抵抗と直列に接続された電圧源で近似できます。電圧源は $-(V_{IN})$ に等しくなります。出力抵抗 R_{OUT} は、内部 MOSFET スイッチのオン抵抗、発振器の周波数、キャパシタンス、C1 と COUT の ESR の関数です。C1 の充電と放電のスイッチング電流は出力電流の約 2 倍であるため、ポンピング コンデンサ C1 の ESR の影響は出力抵抗の 4 倍になります。チャージャ ポンプ出力コンデンサ COUT は、出力電流とほぼ等しい電流で充電と放電を行うため、ESR は出力抵抗で 1 回だけカウントされます。チャージャ ポンプ R_{OUT} の適切な近似値を 式 1 に示します。

$$R_{out} = 2R_{SW} + \frac{1}{f_{SW} \times C_1} + 4ESR_{C1} + ESR_{COUT} \quad (1)$$

この R_{SW} は内部 MOSFET スイッチのオン抵抗の合計です。高キャパシタンスとおよび低 ESR のセラミック コンデンサによって、出力抵抗が低減されます。この機能を使用すると、設計者は特定の出力電流と入力電圧における最大出力電圧を推定できます。

TI では、特定のアプリケーション要件を満たせるように負出力チャージャ ポンプを多数ご用意しております。LM27761 には、負のチャージャ ポンプが内蔵されているだけでなく、電源性能の向上とノイズ除去のための LDO も内蔵されていま

す。図 2-2 を参照してください。代表的なアプリケーション図を 図 2-3 に示します。LM27761 の利点は、優れた性能、シンプルな設計、低コスト、小型サイズです。式 2 に出力電圧を示します。

$$V_{output} = -\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \times V_{REF} = -1.22 \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (2)$$

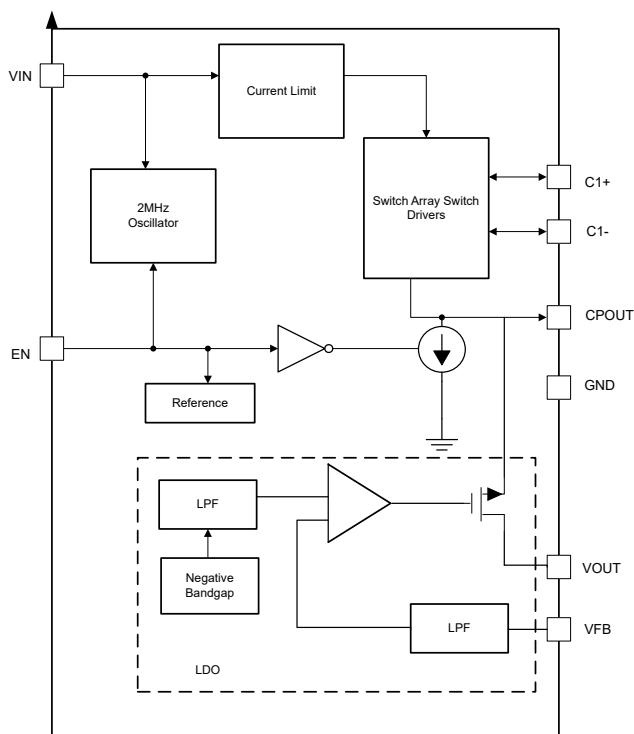


図 2-2. LM27761 のブロック図

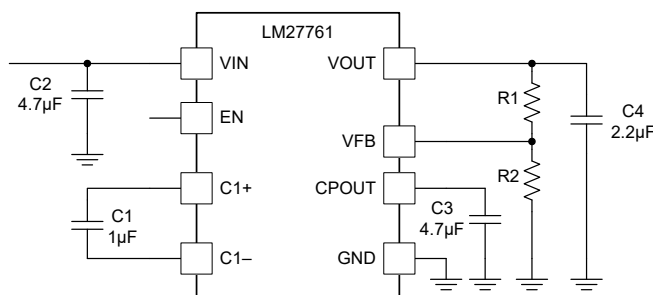


図 2-3. 代表的なアプリケーション回路 - LM27761

一般的に、市販のチャージャ ポンプの最大出力電流は 300mA を下回っています。LM27761 の最大出力電流は 250mA であるため、数多くの用途に対応できます。チャージャ ポンプに対する 2 つ目の制約は、出力電圧の振幅が入力電圧より大きくならないようにし、多少のマージンを維持する必要があることです。たとえば、設計者は 5V の入力電圧から -5V の出力電圧を得ることはできません。データシートに従うと、250mA 出力電流で -5V の出力電圧を得るには LM27761 の入力電圧が 5.5V を超える必要があります。

2.2 インバータレギュレータを使用した負電源の生成

正電源から負の出力電圧を生成する 2 つ目の方法は、インバータレギュレータを使用することです。インバータのトポロジを [図 2-4](#) に示します。最初の時間間隔では、Q1 がオンになって Q2 がオフになり、入力電圧の刺激によりインダクタの電流が増加します。負荷には、出力コンデンサ C から電力が供給されます。2 番目の時間間隔では、Q1 がオフになって Q2 がオンになり、Q2 によりインダクタの逆充電出力コンデンサ C が切り替わります。出力電圧には負の電源があります。

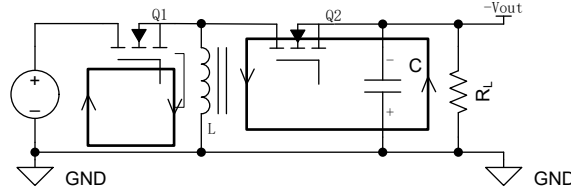


図 2-4. インバータコンバータのトポロジ

Q1 がオンになると、インダクタ L の平均電流は平均入力電流に等しくなります。Q2 がオンになると、インダクタの平均電流は出力電流に等しくなります。回路の効率が η であり、出力電圧振幅は V_o 、入力電圧は V_{in} であると仮定した場合のインダクタの平均電流を [式 3](#) に示します

$$I_{L_avg} = I_{input_avg} + I_o = \frac{|V_o| \times I_o}{V_{input} \times \eta} + I_o = I_o \left(1 + \frac{|V_o|}{V_{input} \times \eta} \right) \quad (3)$$

Q1 と Q2 の最大電圧は $V_{in} - V_o$ です。ここにある V_{out} は負電圧であることに注意してください。その後、お客様がインダクタのピーク電流を平均電流の 1.2 倍に設定できます。インダクタの値を [式 4](#) に示します

$$L = \frac{V_{input} \times D \times T}{\Delta I_L} = \frac{V_{input} \times D}{0.4 \times f \times I_{L_avg}} \quad (4)$$

この f はスイッチング周波数、 D はデューティ サイクルで、[式 5](#) に示します

$$D \approx \frac{|V_o|}{V_{input} + |V_o|} \quad (5)$$

設計者は、これまでに説明した式をすべて使用して、特定の用途応用要件を満たすインバータコンバータを設計できます。

TI では、300mA ~ 1A の出力電流容量と多様な入力電圧範囲を備えたインバータレギュレータをいくつかご用意しており、実際の大半の用途に対応できます。このようなインバータレギュレータの中で、[TPS63700](#) は、入力電圧 2.7 ~ 5.5V、出力電圧 -1.213 ~ 15V の調整可能な負電源で、最大出力電流は 360mA です。3mm × 3mm パッケージと 1.4MHz スwitching 周波数により、TPS63700 は正電源から負電源を生成するコンパクトな設計で、ほとんどの用途要件を満たすことができます。代表的なアプリケーションを [図 2-5](#) に示します。

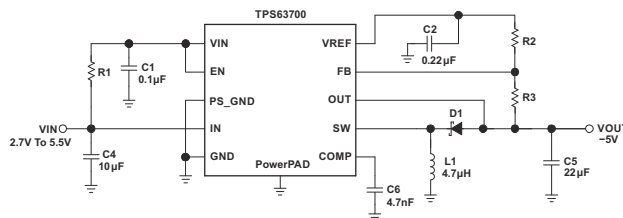


図 2-5. 代表的なアプリケーション回路 - TPS63700

TPS63700 の出力電圧は [式 6](#) を使用して構成できます

$$V_o = -\frac{R_3}{R_2} \times V_{REF} = -1.213 \times \frac{R_3}{R_2} \quad (6)$$

コンバータの入力電流と出力電流は停止します。その結果、インバータ コンバータは一般にリップルが大きいため、入力と出力に適切なフィルタが必要になります。2 つ目の問題は、お客様のさまざまな用途に対応できるインバータが少なく、なっていることです。

2.3 降圧レギュレータを使用した負電源の生成

市場では、降圧レギュレータに比べて、インバータ コンバータの数が少なくなっています。つまり、大きい入力電圧や大きい出力電流などのさまざまな具体的な要件を満たす優れたインバータ コンバータは見つからないかもしれないということです。そのような状況では、設計者は、通常の降圧レギュレータを再構成することでインバータ レギュレータを構築できます。図 2-6 に、降圧トポロジとインバータトポロジを示します。設計者は、インダクタの 1 つの端子が接地され、ローサイド MOSFET が出力であることを除いて、降圧レギュレータとインバータのトポロジがまったく同じであることに気付くことでしょう。これはつまり、再構成することで、降圧レギュレータの電位をインバータ コンバータに対して構成できるということです。図 2-7 に、従来の LMR33640 降圧レギュレータを使用してインバータ コンバータを構築する方法を示します。

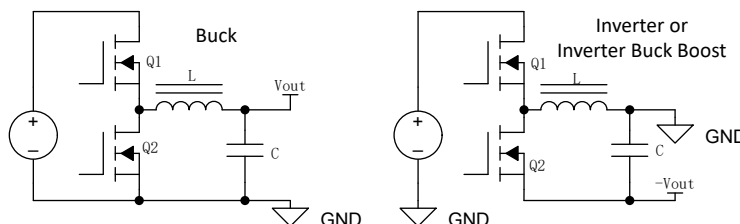


図 2-6. 降圧コンバータトポロジとインバータ昇降圧トポロジ

以下のリストに接続変更を示します。

1. 正の降圧出力を系統接地として再び割り当てます。
2. 降圧レギュレータの接地ノードを負の出力電圧ノードとして再び割り当てます。
3. 正の入力は変わりません。
4. フィードバック入力は常に、レギュレータ チップの GND を基準としています。

設計者は、前述の 4 つ のルールに従い、各種降圧レギュレータを使用して特定の用途に合わせたインバータ コンバータを構築できます。

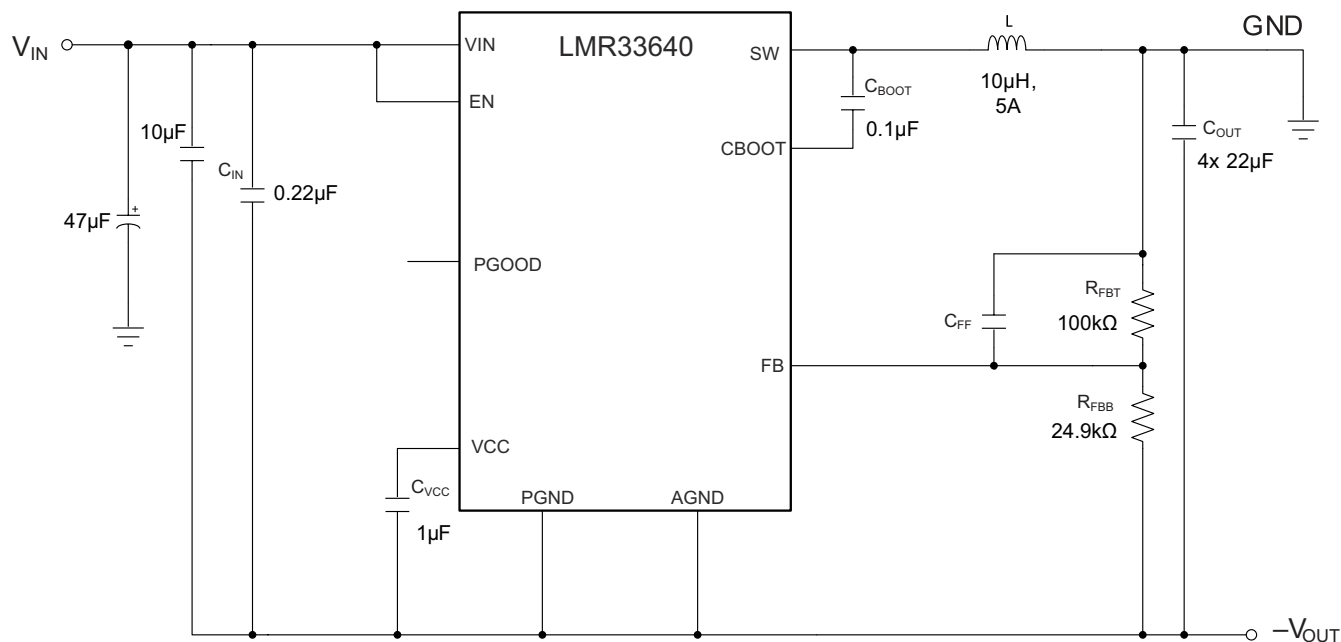


図 2-7. インバータ昇降圧コンバータ ベースの LMR33640

設計者は、実際の設計コースの中で以下のリストを確認する必要があります。

1. 降圧レギュレータの MOSFET の最大耐久電圧は、 $V_{in}-V_{output}$ を上回る必要があります。
2. インダクタの飽和電流は $1.2I_o (1+V_o/(V_{in} \times \eta))$ を上回る必要があります
3. 出力電圧は降圧レギュレータとしてセットアップしますが、基準電圧は常にチップの GND を基準とすることに注意してください。出力電圧を 式 7 をに示します

$$V_{output} = -\left(1 + \frac{R_{FBT}}{R_{FBB}}\right) \times V_{REF} \quad (7)$$

2.4 Cuk レギュレータを使用して負の電源を生成する

Cuk レギュレータは、正の入力電圧電源から負の電源を生成することもできます。Cuk レギュレータのトポロジを 図 2-8 に示します。

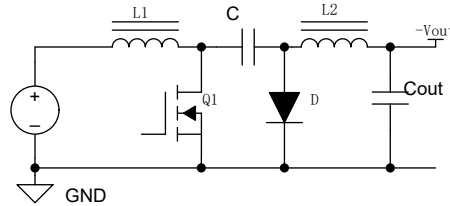


図 2-8. Cuk コンバータトポロジ

1 段目では、スイッチ Q1 がオンになり、ダイオード D がオフになります。インダクタ L1 の電流は直線性を増加させ、カップリング コンデンサ C は、出力コンデンサ C_{out} に放電し、インダクタ L2 によって負荷を受けます。C が十分に大きいため、インダクタ L2 の電流は直線性を高めます。2 段目では、スイッチ Q1 がオフになり、ダイオード D のスイッチがオンになります。カップリング コンデンサ C は、インダクタ L1 と入力電源によって充電されます。カップリング コンデンサ C の電圧は高くなります。インダクタ L2 は出力コンデンサ C_{out} とダイオード D による負荷を充電します。式 8 に、Cuk コンバータの Q1 とダイオード (D) のデューティおよびストレス電圧を示します。お客様は、式 8、式 9、式 10、式 11、式 12 に従って MOSFET とダイオードを選択できます。

$$D = \frac{|V_{output}| + V_F}{|V_{output}| + V_{input} + V_F} \quad (8)$$

$$V_{Q1} = V_{input} + |V_{output}| + V_f + \frac{V_{C_ripple}}{2} \quad (9)$$

$$V_D = V_{input} + |V_{output}| + V_f + \frac{V_{C_ripple}}{2} \quad (10)$$

$$I_{L1_avg} = \frac{|V_{output}| \times I_{output}}{V_{input} \times \eta} \quad (11)$$

$$I_{L2_avg} = I_{output} \quad (12)$$

LM2611 は、1.4MHz のスイッチング周波数で 2.7V ~ 14V で動作できる電流モード Cuk レギュレータです。お客様は、前述の式を使用して、特定の入力電圧における最小出力電圧を推定できます。出力電圧は 式 13 で構成できます

$$V_{output} = -\left(1 + \frac{R_T}{R_B}\right) \times V_{REF} = -1.23 \times \left(1 + \frac{R_T}{R_B}\right) \quad (13)$$

市場にはお客様のさまざまな用途に対応できる Cuk コンバータが少ないため、お客様は昇圧レギュレータを使用して Cuk コンバータを構築することもできます。ただし、ほとんどの昇圧コンバータのフィードバックには正の入力フィードバック電圧が必要であるため、設計者は、外部インバータ アンプを追加して負の出力を正フィードバックの電圧に変換する必要があります。たとえば、図 2-9 のように、設計者は LM5158 と TLV171 を使用して Cuk コンバータを構築できます。出力電圧を 式 14 をに示します

$$V_{output} = -\frac{R_f}{R_1} \times V_{REF} \quad (14)$$

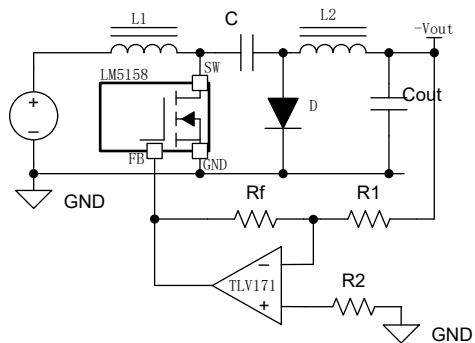


図 2-9. 昇圧コンバータを使用した Cuk コンバータの構築

2.5 フライバック コンバータによる負電源の生成

理論的には、高レベル端子を系統接地に接続し、低レベル端子を負電源として扱うだけで、絶縁型電源を負電源として使用できます。ただし、絶縁型電源は一般的に複雑なトポロジを使用しており、電力工学に関する特定のスキルが必要です。このトポロジの中で、1 次側レギュレーション (PSR) フライバック コンバータは、負電源に適したシンプルな絶縁型トポロジです。PSR フライバックは、従来のフライバックトポロジとは異なり、フィードバック信号を転送するためのフォトカプラは必要ありません。フィードバックは、スイッチ オフ ステージの間は 1 次側コイルに直接送信され、その結果、低コストかつ小型の単純な回路が実現されます。

TI の **LM25184** は、4.5V ~ 42V の幅広い入力電圧範囲渡ってに高い効率を実現する 1 次側制御 (PSR) フライバック コンバータです。LM25184 は、10W 未満の絶縁型 DC/DC 電源を必要とする産業用システム向けで、コスト効率に優れた高密度のデザインです。LM25184 には 65V で 2.5A の N チャネルパワー MOSFET が内蔵されています。

MOSFET のオン時間中、出力コンデンサにより負荷電流が供給されている間は、トランスの 1 次側電流が V_{IN} / L_{MAG} のスロープでゼロから増加します (この L_{MAG} はトランスの 1 次側磁化インダクタンス)。制御ロジックによって MOSFET がオフになると、スイッチ (SW) 電圧 V_{SW} は、約 $V_{IN} + (N_{PS} \times V_{OUT})$ までスイングします。この $N_{PS} = N_P / N_S$ はトランスの 1 次側/2 次側巻線比です。磁化電流はフライバック ダイオードを経由して 2 次側を流れ、出力コンデンサを充電して負荷に電流を供給します。出力電圧調整誤差を最小化するため、2 次側電流がゼロに達したときに、LM25184 が 2 次側の反射電圧が検出されます。MOSFET のスイッチオフ中、1 次側と 2 次側の $N_{PS} (V_{out} + V_D)$ の巻線比に基づき、出力電圧が 1 次側に反射されます。この電圧は FB ピンと SW ピンとの間の抵抗と RSET ピンの抵抗の比に応じて減衰し、出力電圧が設定されます。出力電圧は 式 15 に従って構成できます。

$$R_{FB} = (|V_{output}| + V_f) \times N_{PS} \times \frac{R_{SET}}{V_{REF}} \quad (15)$$

代表的なアプリケーション回路を 図 2-10 に示します。詳細については LM25184 のデータシートをご覧ください。

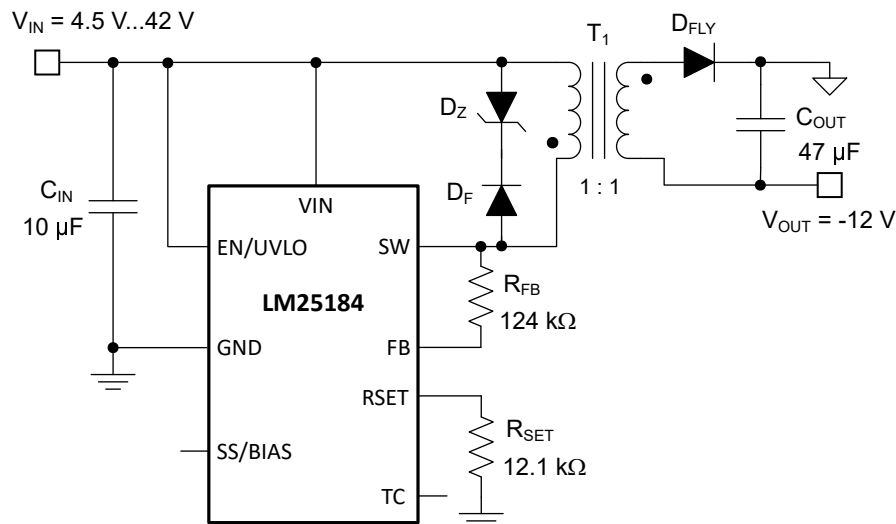


図 2-10. 1 次側フィードバック フライバック コンバータによる負電源の生成

PSR フライバック コンバータの欠点は、お客様のフライバックトランスの設計や購入を設計者が行う必要があることです。これは大半のエンジニアにとって不便です。2 つ目の欠点は、ダイオードには順方向電圧降下があるため、出力電圧の精度がそれほど高くないことです。

3 まとめ

この記事では、正の入力電源から負の電源を生成する方法をいくつか紹介しました。チャージャ ポンプの回路は非常に単純です。欠点は、ほとんどの場合、出力電圧が調整可能でなく、最大出力電流が **300mA** 未満であることです。インバータ コンバータは大電流を出力でき、必要なインダクタは **1** 個だけです。この回路はシンプルですが、優れた性能を実現するには入力と出力に良好なフィルタが必要であるという欠点があります。インバータ コンバータは市場にはあまり出回っていません。インバータ昇降圧コンバータは、トポロジのインバータ コンバータとまったく同じであり、設計者にとって選択肢の幅が広がります。ただし、インバータの昇降圧コンバータは単純なものではなく、設計者が優れた性能を期待している場合は、優れた入出力フィルタが必要になります。**Cuk** トポロジは優れた入出力性能を備えていますが、インダクタが **2** つ必要です。**2** つ目の欠点は、市場には **Cuk** インバータが少ないことです。設計者は昇圧コンバータを使用して **Cuk** コンバータを構築できますが、フィードバック ループにインバータ アンプを追加する必要があります。**PSR** フライバックの欠点は、設計者には特定のトランスの設計が必要となることです。実際の設計では、設計者は回路サイズなどの特定の用途要件を満たす設計を選択できます。

4 参考資料

1. テキサス インスツルメンツ、「[反転昇降圧コンバータとの連動](#)」、アプリケーション ノート。
2. テキサス インスツルメンツ、「[LM63615-Q1 用の反転昇降圧アプリケーション](#)」、アプリケーション ノート。
3. テキサス インスツルメンツ、「[LM27761 低ノイズ調整スイッチト コンデンサ電圧インバータ](#)」、データ シート。
4. テキサス インスツルメンツ、「[TPS63700 DC/DC インバータ](#)」、データシート。
5. テキサス インスツルメンツ、「[LM2611 1.4MHz Cuk コンバータ](#)」、データ シート。
6. テキサス インスツルメンツ、「[LMR33640 シンプル スイッチャ 3.8V ~ 36V、4A 同期降圧コンバータ](#)」、データ シート。
7. テキサス インスツルメンツ、「[65V 4.1A パワー MOSFET 搭載 LM25184 42VIN PSR フライバック DC/DC コンバータ](#)」、データシート。
8. テキサス インスツルメンツ、「[デュアル ランダム スペクトラム拡散搭載 LM5158x 2.2MHz ワイド VIN 85V 出力昇圧 SEPIC/フライバック コンバータ](#)」、データ シート。
9. テキサス インスツルメンツ、「[低コスト システム用 TLVx171 36V シングル電源オペアンプ](#)」、データ シート。

重要なお知らせと免責事項

テキサス・インスツルメンツは、技術データと信頼性データ (データシートを含みます)、設計リソース (リファレンス デザインを含みます)、アプリケーションや設計に関する各種アドバイス、Web ツール、安全性情報、その他のリソースを、欠陥が存在する可能性のある「現状のまま」提供しており、商品性および特定目的に対する適合性の黙示保証、第三者の知的財産権の非侵害保証を含むいかなる保証も、明示的または黙示的にかかわらず拒否します。

これらのリソースは、テキサス・インスツルメンツ製品を使用する設計の経験を積んだ開発者への提供を意図したものです。(1) お客様のアプリケーションに適した テキサス・インスツルメンツ製品の選定、(2) お客様のアプリケーションの設計、検証、試験、(3) お客様のアプリケーションに該当する各種規格や、その他のあらゆる安全性、セキュリティ、規制、または他の要件への確実な適合に関する責任を、お客様のみが単独で負うものとします。

上記の各種リソースは、予告なく変更される可能性があります。これらのリソースは、リソースで説明されている テキサス・インスツルメンツ製品を使用するアプリケーションの開発の目的でのみ、テキサス・インスツルメンツはその使用をお客様に許諾します。これらのリソースに関して、他の目的で複製することや掲載することは禁止されています。テキサス・インスツルメンツや第三者の知的財産権のライセンスが付与されている訳ではありません。お客様は、これらのリソースを自身で使用した結果発生するあらゆる申し立て、損害、費用、損失、責任について、テキサス・インスツルメンツおよびその代理人を完全に補償するものとし、テキサス・インスツルメンツは一切の責任を拒否します。

テキサス・インスツルメンツの製品は、[テキサス・インスツルメンツの販売条件](#)、または [ti.com](https://www.ti.com) やかかる テキサス・インスツルメンツ製品の関連資料などのいずれかを通じて提供する適用可能な条項の下で提供されています。テキサス・インスツルメンツがこれらのリソースを提供することは、適用されるテキサス・インスツルメンツの保証または他の保証の放棄の拡大や変更を意味するものではありません。

お客様がいかなる追加条項または代替条項を提案した場合でも、テキサス・インスツルメンツはそれらに異議を唱え、拒否します。

郵送先住所: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2025, Texas Instruments Incorporated

重要なお知らせと免責事項

テキサス・インスツルメンツは、技術データと信頼性データ (データシートを含みます)、設計リソース (リファレンス デザインを含みます)、アプリケーションや設計に関する各種アドバイス、Web ツール、安全性情報、その他のリソースを、欠陥が存在する可能性のある「現状のまま」提供しており、商品性および特定目的に対する適合性の黙示保証、第三者の知的財産権の非侵害保証を含むいかなる保証も、明示的または黙示的にかかわらず拒否します。

これらのリソースは、テキサス・インスツルメンツ製品を使用する設計の経験を積んだ開発者への提供を意図したものです。(1) お客様のアプリケーションに適した テキサス・インスツルメンツ製品の選定、(2) お客様のアプリケーションの設計、検証、試験、(3) お客様のアプリケーションに該当する各種規格や、その他のあらゆる安全性、セキュリティ、規制、または他の要件への確実な適合に関する責任を、お客様のみが単独で負うものとします。

上記の各種リソースは、予告なく変更される可能性があります。これらのリソースは、リソースで説明されている テキサス・インスツルメンツ製品を使用するアプリケーションの開発の目的でのみ、テキサス・インスツルメンツはその使用をお客様に許諾します。これらのリソースに関して、他の目的で複製することや掲載することは禁止されています。テキサス・インスツルメンツや第三者の知的財産権のライセンスが付与されている訳ではありません。お客様は、これらのリソースを自身で使用した結果発生するあらゆる申し立て、損害、費用、損失、責任について、テキサス・インスツルメンツおよびその代理人を完全に補償するものとし、テキサス・インスツルメンツは一切の責任を拒否します。

テキサス・インスツルメンツの製品は、[テキサス・インスツルメンツの販売条件](#)、または [ti.com](https://www.ti.com) やかかる テキサス・インスツルメンツ製品の関連資料などのいずれかを通じて提供する適用可能な条項の下で提供されています。テキサス・インスツルメンツがこれらのリソースを提供することは、適用される テキサス・インスツルメンツの保証または他の保証の放棄の拡大や変更を意味するものではありません。

お客様がいかなる追加条項または代替条項を提案した場合でも、テキサス・インスツルメンツはそれらに異議を唱え、拒否します。

郵送先住所：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2025, Texas Instruments Incorporated