

オプトカップラ不要の絶縁型 フライバック・コンバータ

特長

- 入力電圧範囲: 3V~40V
- 1.25A、60VのNPNパワースイッチを内蔵
- バウンダリ・モード動作
- トランスの3次巻線やオプトアイソレータなしでレギュレーションを実現
- 1次側巻線の帰還による負荷レギュレーションの改善
- 出力電圧を2本の外付け抵抗で設定
- 内部バイアス電源とパワーNPNドライブ用のBIASピン
- プログラム可能なソフトスタート
- プログラム可能なパワースイッチ電流制限
- 熱特性が改善された16ピンMSOPパッケージ

アプリケーション

- 産業用、車載および医療用絶縁型電源

概要

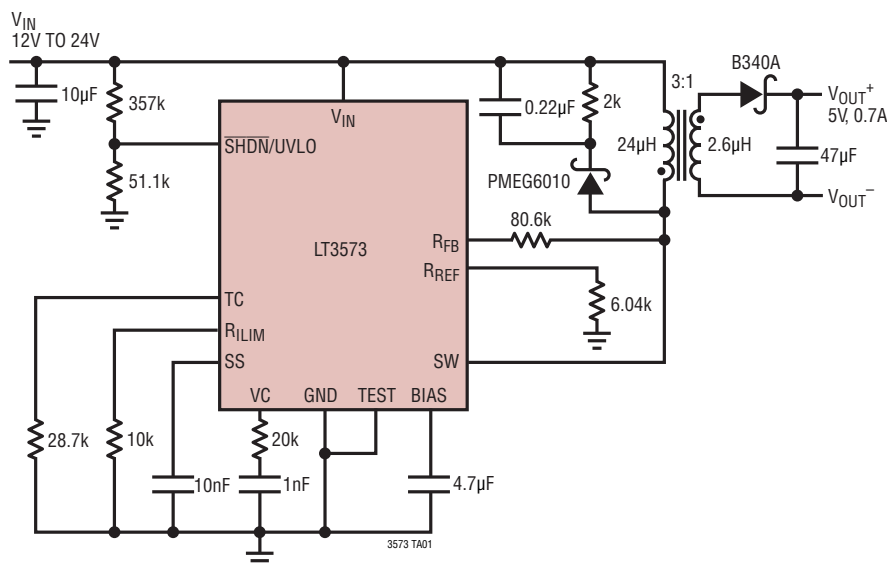
LT[®]3573は、特に絶縁型フライバック方式向けに設計されたモノリシック・スイッチング・レギュレータです。レギュレーションを行うのに、3次巻線と光アイソレータのいずれも必要ありません。このデバイスは、絶縁出力電圧を1次側フライバック波形から直接検出します。1.25A、60VのNPNパワー・スイッチがすべての制御ロジックとともに16ピンMSOPパッケージに蓄積されています。

LT3573は3V~40Vの入力電源電圧で動作し、外付けのパワー・デバイスなしで最大7Wの出力電圧を供給できます。LT3573はバウンダリ・モード動作を利用して、負荷レギュレーションを改善した小型の磁気ソリューションを実現します。

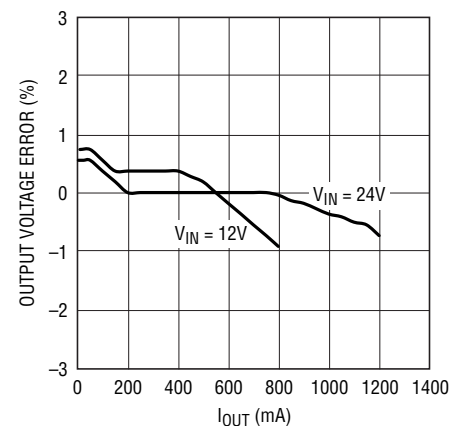
LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology、LinearのロゴおよびBurst Modeはリニアテクノロジー社の登録商標です。No RSENSEとThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。5438499および7471522を含む米国特許によって保護されています。

標準的応用例

5V絶縁型フライバック・コンバータ



ロードレギュレーション



3573 TA01b

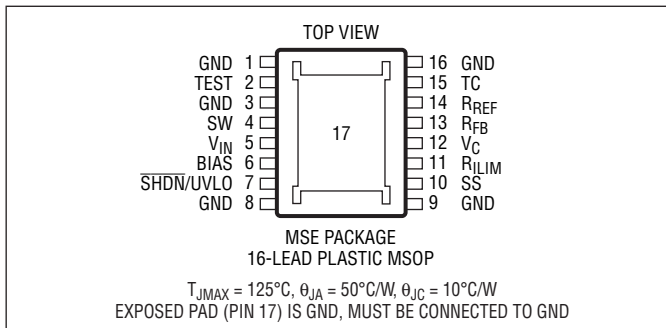
3573fd

LT3573

絶対最大定格 (Note 1)

SW	60V
V_{IN} , $\overline{SHDN}/UVLO$, R_{FB} , BIAS	40V
SS, V_C , T_C , R_{REF} , R_{ILIM}	5V
最大接合部温度	125°C
動作接合部温度範囲 (Note 2)	
LT3573E	-40°C~125°C
保存温度範囲	-65°C~150°C

ピン配置



発注情報

鉛フリー仕様	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LT3573EMSE#PBF	LT3573EMSE#TRPBF	3573	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LT3573IMSE#PBF	LT3573IMSE#TRPBF	3573	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C

さらに広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。*温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。

鉛フリー仕様の製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。

テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandree/> をご覧ください。

電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Input Voltage Range	●	3		40	V	
Quiescent Current	SS = 0V $V_{\overline{SHDN}/UVLO} = 0\text{V}$		3.5 0	1	mA μA	
Soft-Start Current	SS = 0.4V		7		μA	
$\overline{SHDN}/UVLO$ Pin Threshold	UVLO Pin Voltage Rising	●	1.15	1.22	1.29	V
$\overline{SHDN}/UVLO$ Pin Hysteresis Current	$V_{UVLO} = 1\text{V}$		2	2.5	3	μA
Soft-Start Threshold			0.7		V	
Maximum Switching Frequency			1000		kHz	
Switch Current Limit	$R_{ILIM} = 10\text{k}$		1.25	1.55	1.85	A
Minimum Current Limit	$V_C = 0\text{V}$			200	mA	
Switch V_{CESAT}	$I_{SW} = 0.5\text{A}$			150	250	mV
R_{REF} Voltage	$V_{IN} = 3\text{V}$	●	1.21 1.20	1.23 1.25	1.25 1.25	V
R_{REF} Voltage Line Regulation	$3\text{V} < V_{IN} < 40\text{V}$			0.01	0.03	%/V
R_{REF} Pin Bias Current	(Note 3)	●		100	600	nA
I_{REF} Reference Current	Measured at R_{FB} Pin with $R_{REF} = 6.49\text{k}$			190		μA

3573fd

電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 。

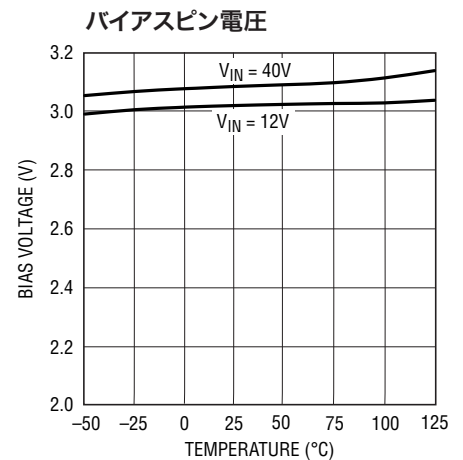
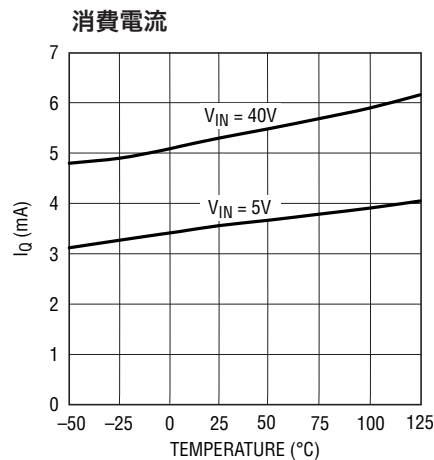
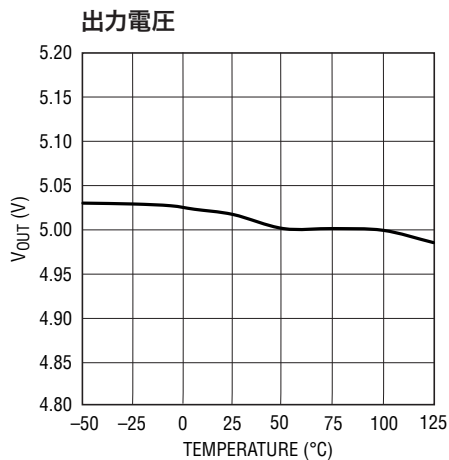
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Error Amplifier Voltage Gain	$V_{IN} = 3\text{V}$		150		V/V
Error Amplifier Transconductance	$\Delta I = 10\mu\text{A}$, $V_{IN} = 3\text{V}$		150		μmhos
Minimum Switching Frequency	$V_C = 0.35\text{V}$		40		kHz
TC Current into R_{REF}	$R_{TC} = 20.1\text{k}$		27.5		μA
BIAS Pin Voltage	$I_{BIAS} = 30\text{mA}$	2.9	3	3.1	V

Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える可能性がある。

Note 2: LT3573Eは $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の接合部温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲での仕様は、設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LT3573Iは、 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。

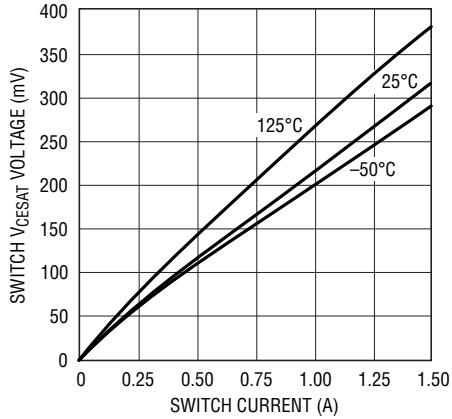
Note 3: 電流は R_{REF} ピンから流出する。

標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。



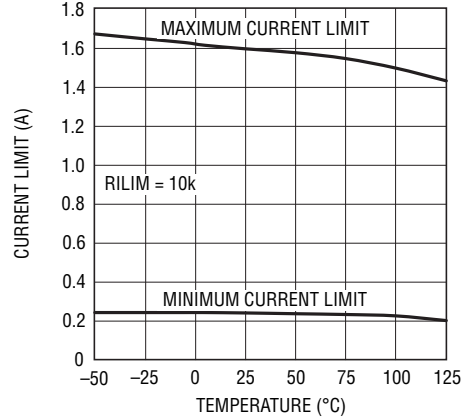
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

スイッチ V_{GESAT}



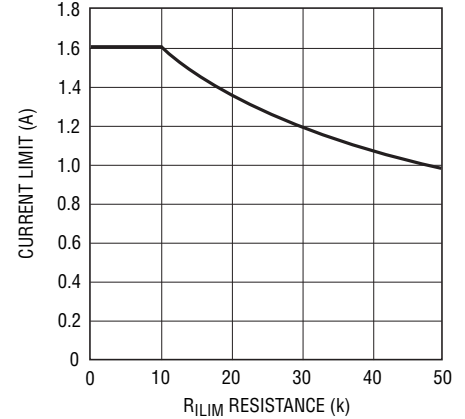
3573 G04

スイッチ電流制限



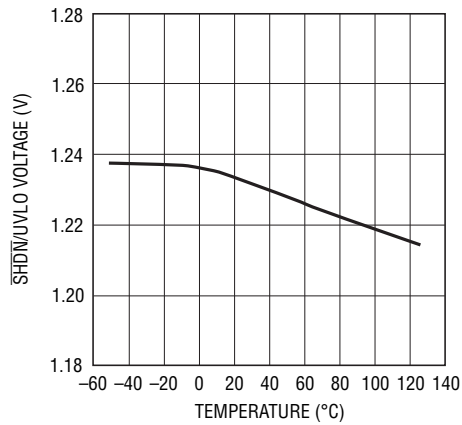
3573 G05

スイッチ電流制限と R_{ILIM}



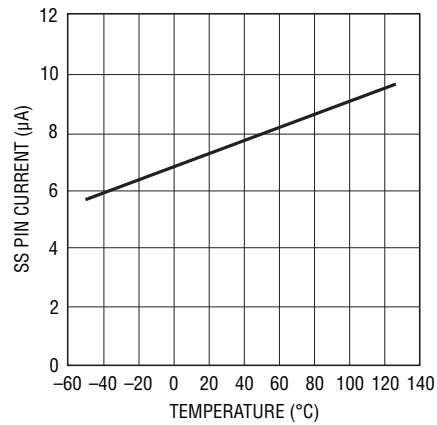
3573 G06

SHDN/UVLO 下降時スレッシュホールド



3573 G07

SSピン電流



3573 G08

ピン機能

GND: グランド

TEST: このピンはテストのためにのみ使用します。デバイスを正しく動作させるには、必ずグランドに接続してください。

SW: 出力スイッチのコレクタ・ノードです。このピンには大電流が流れます。電磁放射と電圧スパイクを最小限に抑えるために、スイッチング部品へのトレースはできるだけ短くしてください。

V_{IN}: 入力電圧。このピンは内部起動回路に電流を供給し、DCMコンパレータおよび帰還回路のリファレンス電圧として使われます。このピンはコンデンサを使用してローカルでバイパスする必要があります。

BIAS: バイアス電圧。このピンは、LT3573のスイッチドライバと内部回路に電流を供給します。このピンはコンデンサを使用してローカルでバイパスする必要があります。3次巻線を使用せず、 $V_{IN} \leq 15V$ であれば、このピンは V_{IN} に接続することもできます。3次巻線を使用する場合、デバイスを正しく動作させるにはBIAS電圧を入力電圧よりも低くする必要があります。

SHDN/UVLO: シャットダウン/低電圧ロックアウト。LT3573を動作させるための最小入力電圧を設定するには、 V_{IN} に接続した抵抗分圧器をこのピンに接続します。このピンの電圧が約0.7V未満のときは、デバイスは電流を消費しません。1.22V未満で約0.7Vよりも大きい場合は、デバイスに10 μ Aの電流が流れますが、内部回路はオフのままです。電圧が1.25Vよりも高くなると内部回路が起動し、SSピンに10 μ Aの電流が供給されます。このピンの電圧が1.25V未満になると、UVLOに設定可能なヒステリシスを持たせるために、2.5 μ Aの電流がこのピンから引きこまれます。

R_{LIM}: 最大電流制限調整ピン。電流制限を設定するには、このピンに抵抗を接続する必要があります。スイッチの電流機能をフルに生かすには、10k抵抗を使用してください。

SS: ソフトスタート・ピン。起動時の突入電流と出力電圧のランプ・レートを制限するには、ソフトスタート・コンデンサをここに配置します。このピンの電圧が約0.7Vに達すると、スイッチングが開始されます。

V_C: 内部誤差アンプの補償ピン。スイッチング・レギュレータを補償するには、このピンからグランドに直列抵抗を接続します。100pFのコンデンサを並列に接続すると、ノイズ除去に有効です。

R_{FB}: 外部帰還抵抗の入力ピン。このピンは、トランスの1次側に接続します(V_{SW})。この抵抗と R_{REF} 抵抗の比率は内部バンドギャップ・リファレンスの倍数で、出力電圧(および利得が1ではないトランスの巻数比の影響)を決定します。フライバック時間中にこの抵抗を通る平均電流は、約200 μ Aとする必要があります。非絶縁アプリケーションでは、このピンは V_{IN} に接続してください。

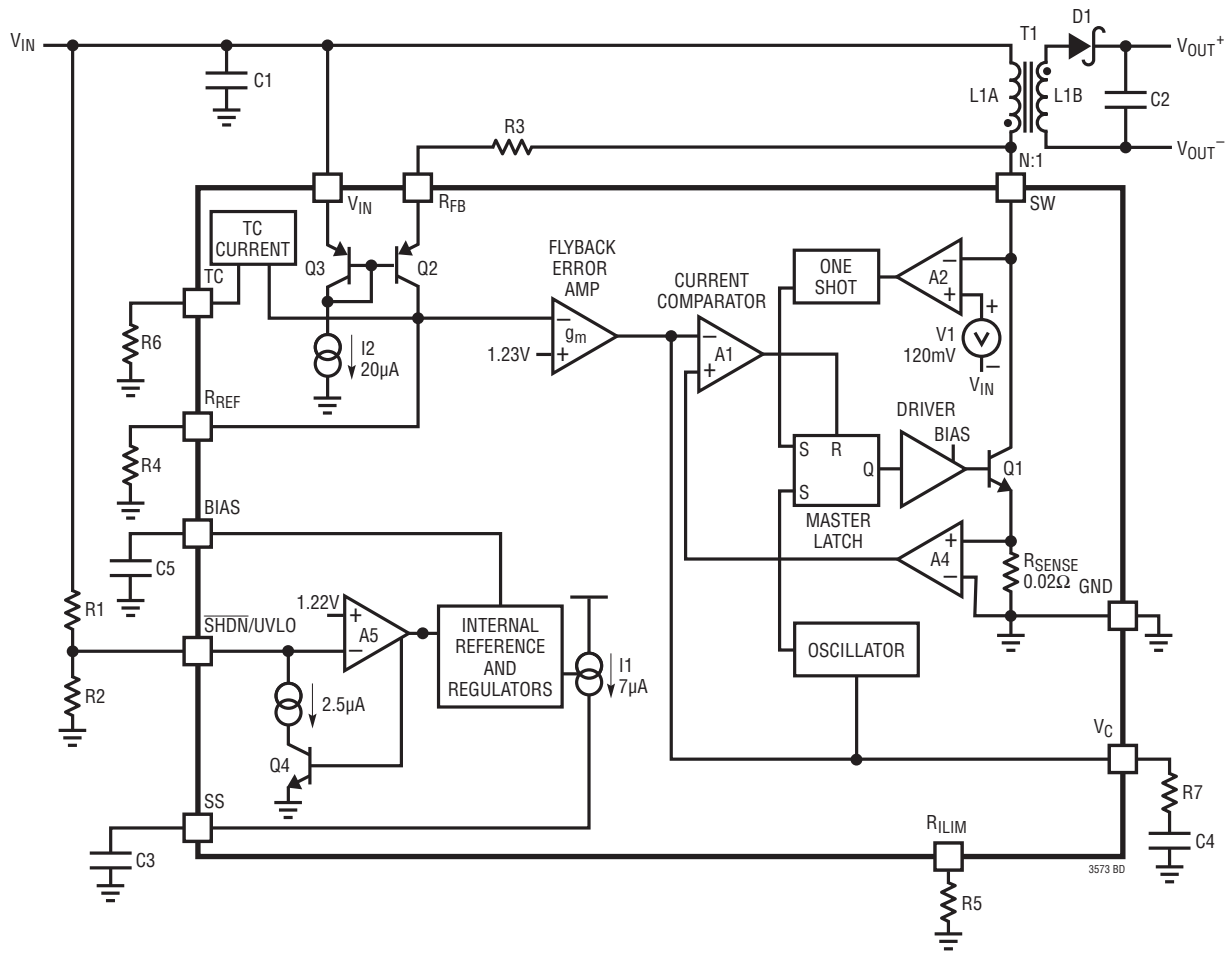
R_{REF}: グランドを基準とした外付けリファレンス抵抗の入力ピン。この抵抗は6kの範囲内に収めるべきですが、便宜上、正確にこの値にする必要はありません。非絶縁アプリケーションでは、一般的な抵抗分圧器をこのピンに接続することができます。

T_C: 出力電圧の温度補償。絶対温度に比例する電流を生成して R_{REF} ノードにソースするために、グランドとの間に抵抗を接続します。 $I_{TC} = 0.55V/R_{TC}$ 。

露出パッド: グランド。パッケージの露出パッドは、グランドへの電氣的接点とプリント回路基板への良好な熱的接点を提供します。デバイスを正しく動作させるには露出パッドを回路基板に半田付けしなければならず、また、多くのビアを使用して内部グランド・プレーンに確実に接続する必要があります。

LT3573

ブロック図



3573fd

動作

LT3573は、絶縁型フライバック・トポロジー向けに特別に設計された電流モード・スイッチング・レギュレータICです。このような回路が通常遭遇する特有の問題は、トランスの絶縁された2次側出力電圧に関する情報を、レギュレーションを維持するために1次側に知らせなければならないということです。従来、これは、オプトアイソレータを使用したり、トランス巻線を追加したりすることによって行われてきました。オプトアイソレータ回路は出力電力を浪費し、部品を追加すると電源のコストや物理的サイズの増加を招きます。また、オプトアイソレータは、ダイナミック応答上の制約、非直線性、固体によるばらつき、経年変化などによるトラブルを招く恐れもあります。トランス巻線を追加した回路にも欠点があります。トランスに巻線を追加するとトランスの物理的サイズとコストが増加し、ダイナミック応答があまり良くない場合が多々あります。

LT3573では、1次側フライバック・パルスの波形を調べることによって、絶縁された出力電圧に関する情報を得ています。この方法では、レギュレーションにオプトアイソレータや追加トランス巻線を使う必要はありません。出力電圧は2個の抵抗によって簡単にプログラムできます。このデバイスはバウンダリ制御モードで動作するので、2次側電流がほぼゼロの時にはスイッチ・ピンから出力電圧が計算されます。この方法は、外付けの抵抗やコンデンサを使うことなくロード・レギュレーションを改善します。

システムの全体像をブロック図に示します。内部バイアス・レギュレータ、発振器、ロジック、電流アンプおよびコンパレータ、ドライバ、出力スイッチを含め、多くのブロックは従来のスイッチング・レギュレータに見られるものと同じです。新しい部分としては、特別なフライバック誤差アンプと温度補償回路があります。さらに、ロジック・システムにはバウンダリ・モード動作の新しいロジックが含まれており、サンプリング誤差アンプも追加されています。

LT3573の特長はバウンダリ・モード制御という方法を取っていることで、このときデバイスは、連続導通モードと不連続導通モードの境界で動作します。 V_C ピンは通常の電流モード動作時と同じように電流レベルを制御しますが、発振周期の最初にスイッチをオンにする代わりに、2次側巻線電流がゼロになる時期をデバイスが検出します。

バウンダリ・モード動作

バウンダリ・モードは、可変周波数の電流モード・スイッチング方式です。スイッチがオンになると、 V_C ピン制御の電流制限値に達するまでインダクタ電流が増加します。 SW ピンの電圧は、出力電圧をトランスの2次-1次巻数比で除した値に入力電圧を加えた値まで上昇します。ダイオードを通る2次電流がゼロになると、 SW ピンの電圧は V_{IN} よりも低くなります。不連続導通モード(DCM)コンパレータはこれを検知して、スイッチをオンに戻します。

バウンダリ・モードはサイクルごとに2次電流をゼロに戻すので、寄生抵抗性電圧の低下によってロード・レギュレーション誤差が生じることはありません。また、バウンダリ・モードでは連続動作モードよりも小さいトランスを使うことができ、低調波発振もありません。

LT3573は、低出力電流ではスイッチオンを遅らせるので、不連続モードで動作します。従来のフライバック・コンバータとは異なり、出力電圧情報を更新するにはスイッチをオンにしなければなりません。 V_C ピンの電圧が0.6Vを下回ると電流コンパレータのレベルが最小値まで低下し、内部発振器の周波数も低下します。内部発振器の周波数が低下すると、デバイスはDCMモードでの動作を開始します。誤差アンプのサンプリング回路の最小スイッチオフ時間を維持したまま、出力電流を減少させることができます。 V_C が0Vの時の標準的な最小内部発振周波数は、40kHzです。

アプリケーション情報

誤差アンプ – 擬似DC理論

ブロック図には、抵抗 R_{REF} (R4) および R_{FB} (R3) が示されています。これらは、出力電圧を設定するために使う外付け抵抗です。LT3573は従来の電流モード・スイッチャとほぼ同じように動作しますが、大きな違いは、異なるタイプの誤差アンプを使用していることです。このアンプはフライバック・パルスから帰還情報を得ます。

動作は次の通りです：出力スイッチQ1がオフになると、そのコレクタ電圧は V_{IN} レールよりも高くなります。このフライバック・パルスの振幅、つまりパルスと V_{IN} との差は、次式で与えられます。

$$V_{FLBK} = (V_{OUT} + V_F + I_{SEC} \cdot ESR) \cdot N_{PS}$$

$$V_F = D1 \text{ 順方向電圧}$$

$$I_{SEC} = \text{トランスの2次電流}$$

$$ESR = \text{2次回路の合計インピーダンス}$$

$$N_{PS} = \text{トランスの有効1次-2次巻数比}$$

続いてフライバック電圧は、 R_{FB} とQ2の動作によって電流に変換されます。この電流はほぼすべて抵抗 R_{REF} を通じて流れ、グラウンド基準の電圧を形成します。この電圧は、フライバック誤差アンプに供給されます。フライバック誤差アンプは、2次側巻線の電流がゼロになった時にこの出力電圧情報をサンプリングします。誤差アンプは、1.23Vのバンドギャップ電圧をリファレンス電圧として使用します。

全体としてのループの利得は比較的高いので、これによって R_{REF} 抵抗の電圧は、バンドギャップ・リファレンス電圧 V_{BG} にほぼ等しくなります。したがって、 V_{FLBK} と V_{BG} の関係は次のように表わすことができます。

$$\alpha \left(\frac{V_{FLBK}}{R_{FB}} \right) = \frac{V_{BG}}{R_{REF}} \quad \text{または、}$$

$$V_{FLBK} = V_{BG} \left(\frac{R_{FB}}{R_{REF}} \right) \left(\frac{1}{\alpha} \right)$$

$$\alpha = Q1 \text{ の } I_C \text{ と } I_E \text{ の比、通常は約 } 0.986$$

$$V_{BG} = \text{内部バンドギャップ・リファレンス}$$

これを上に示した V_{FLBK} の式と組み合わせると、内部リファレンス、プログラミング抵抗、トランスの巻数比、およびダイオードの順方向電圧降下で V_{OUT} を表わす式が得られます。

$$V_{OUT} = V_{BG} \left(\frac{R_{FB}}{R_{REF}} \right) \left(\frac{1}{\alpha N_{PS}} \right) - V_F - I_{SEC} (ESR)$$

さらにこれには、ゼロ以外の2次出力インピーダンス (ESR) の影響が含まれます。バウンダリ制御モードでは、この項をゼロと見なすことができます。詳細については次の項目で説明します。

温度補償

V_{OUT} の式の最初の項には温度への依存性はありませんが、ダイオードの順方向電圧降下には大きな負の温度係数が含まれています。これを補償するために、 R_{REF} ピンには正の温度係数を持つ電流ソースが接続されます。この電流は、 T_C ピンからグラウンドに接続された抵抗によって設定されます。温度係数を相殺するには、次の式が使われます。

$$\frac{\delta V_F}{\delta T} = -\frac{R_{FB}}{R_{TC}} \cdot \frac{1}{N_{PS}} \cdot \frac{\delta V_{TC}}{\delta T} \quad \text{or,}$$

$$R_{TC} = \frac{-R_{FB}}{N_{PS}} \cdot \frac{1}{\delta V_F / \delta T} \cdot \frac{\delta V_{TC}}{\delta T} \approx \frac{R_{FB}}{N_{PS}}$$

$$(\delta V_F / \delta T) = \text{ダイオードの順方向電圧温度係数}$$

$$(\delta V_{TC} / \delta T) = 2 \text{ mV}$$

$$V_{TC} = 0.55 \text{ V}$$

この式によって与えられる抵抗値は実験によっても確認すべきであり、また、全温度域で最適なレギュレーションを行うためには、必要に応じて調整を行う必要があります。

新たな出力電圧は次式で表わされます。

$$V_{OUT} = V_{BG} \left(\frac{R_{FB}}{R_{REF}} \right) \left(\frac{1}{N_{PS} \alpha} \right) - V_F - \left(\frac{V_{TC}}{R_{TC}} \right) \cdot \frac{R_{FB}}{N_{PS} \alpha} - I_{SEC} (ESR)$$

アプリケーション情報

誤差アンプ – ダイナミック理論

帰還ループはサンプリングを行うので、LT3573を正しく動作させるには、いくつかのタイミング信号やその他の制約が必要となります。

最小電流制限

LT3573は、2次巻線に電流が流れている時は、SWピンから出力電圧情報を得ます。サンプリング回路が出力電圧をサンプリングするには、最小限の時間を確保する必要があります。十分な時間を保証するためには、最小インダクタンス値を維持しなければなりません。1次側の励磁インダクタンスは、次の値よりも大きくする必要があります。

$$L_{PRI} \geq V_{OUT} \cdot \frac{t_{MIN}}{I_{MIN}} \cdot N_{PS} = V_{OUT} \cdot N_{PS} \cdot \left(\frac{1.4\mu H}{V} \right)$$

t_{MIN} = 最小オフ時間、350ns

I_{MIN} = 最小電流制限値、250mA

最小電流制限値は、コンパレータの遅延により発生するオーバーシュートのために、電気的特性の表の値よりも高くなります。

漏れインダクタンスのブランキング

フライバック・パルスは、最初に出力スイッチがオフになった時に現れます。しかし、その時間は、1次側電圧波形がほぼ出力電圧を表わすようになるまでの間に限られます。これは、SWノードの立ち上がり時間によるものでもありますが、より大きな要因はトランスの漏れインダクタンスです。後者は、トランスの1次側に非常に高速の電圧スパイクを生じさせますが、これが出力電圧に直接関係することはありません(帰還アンプ回路の内部設定にもある程度の時間が必要です)。漏れインダクタンス・スパイクは、電源スイッチ電流が最大の時に最も大きくなります。

これらの現象に対する耐性を維持するために、スイッチのターンオフ・コマンドとサンプリング開始の間に固定遅延が設定されています。このブランキングは、内部的に150nsに設定されています。ケースによっては、このブランキング時間の終了までに漏れインダクタンスに関する問題が解決されないことがあります。出力レギュレーションに大きく影響することはありません。

R_{FB}およびR_{REF}抵抗値の選択

「アプリケーション情報」の項で導いたV_{OUT}の式を変形すると、次のようにR_{FB}の式を導くことができます。

$$R_{FB} = \frac{R_{REF} \cdot N_{PS} [(V_{OUT} + V_F)\alpha + V_{TC}]}{V_{BG}}$$

ここで、

V_{OUT} = 出力電圧

V_F = スイッチング・ダイオードの順方向電圧

α = Q1のICとIEの比、通常は0.986

N_{PS} = 有効1次–2次巻数比

V_{TC} = 0.55V

この式ではダイオードとV_{TC}の温度係数が等しいものと想定していますが、これは適切な一次近似です。

厳密に言うと、上の式は、R_{FB}を絶対値としてではなくR_{REF}の比として定義しています。したがって、次の問題は「R_{REF}の正しい値はどのくらいか」ということで、概ね6.04kというのがその答えです。LT3573は、この値をR_{REF}として、トリミングと仕様設定を行っています。R_{REF}のインピーダンスが6.04kから大きく変化した場合は、新たな誤差が生じます。しかし、数パーセント程度のR_{REF}の変化は許容範囲です。これは、R_{FB}/R_{REF}の公称比率を維持するための標準的な1%抵抗値の選択に、多少の自由度をもたらします。

表1~4を使用すれば、式を使わずにR_{REF}とR_{FB}の抵抗値を選択することができます。これらの表には、一般的な出力電圧と一般的な巻数比に対するR_{FB}、R_{REF}、およびR_{TC}の値が示されています。

表1. 1:1トランスに対する一般的な抵抗値

V _{OUT} (V)	N _{PS}	R _{FB} (kΩ)	R _{REF} (kΩ)	R _{TC} (kΩ)
3.3	1.00	18.7	6.04	19.1
5	1.00	27.4	6.04	28
12	1.00	64.9	6.04	66.5
15	1.00	80.6	6.04	80.6
20	1.00	107	6.04	105

アプリケーション情報

表2. 2:1トランスに対する一般的な抵抗値

V _{OUT} (V)	N _{PS}	R _{FB} (kΩ)	R _{REF} (kΩ)	R _{TC} (kΩ)
3.3	2.00	37.4	6.04	18.7
5	2.00	56	6.04	28
12	2.00	130	6.04	66.5
15	2.00	162	6.04	80.6

表3. 3:1トランスに対する一般的な抵抗値

V _{OUT} (V)	N _{PS}	R _{FB} (kΩ)	R _{REF} (kΩ)	R _{TC} (kΩ)
3.3	3.00	56.2	6.04	20
5	3.00	80.6	6.04	28.7
10	3.00	165	6.04	54.9

表4. 4:1トランスに対する一般的な抵抗値

V _{OUT} (V)	N _{PS}	R _{FB} (kΩ)	R _{REF} (kΩ)	R _{TC} (kΩ)
3.3	4.00	76.8	6.04	19.1
5	4.00	113	6.04	28

出力電力

フライバック・コンバータは、降圧コンバータや昇圧コンバータに比べて入力電流と出力電流の関係が複雑です。昇圧コンバータは入力電圧に関わらず最大入力電流が比較的一定し

ており、降圧コンバータは入力電圧に関わらず最大出力電流が比較的一定しています。これは、2つの電流がスイッチング動作なしで連続的に流れるためです。フライバック・コンバータでは入力電流も出力電流も不連続で、このため、非絶縁型昇降圧コンバータに似たものとなっています。デューティ・サイクルが入力電流と出力電流に影響を与え、出力電力の予測が難しくなります。加えて、スイッチ電圧を上げれば、巻数比を変えて出力電流を大きくすることができます。

図1~3は、3.3V、5V、12Vの各出力電圧に対して可能な最大出力電力を示します。オフ時間中のスイッチ電圧が50Vの場合の最大電力出力曲線は、計算上の出力電力です。与えられた入力でこの電力レベルを実現するには、スイッチに50Vの電圧をかけるための巻数比を計算しなければなりません。整数比とならない場合もあります。下に示した曲線は、一般的な巻数比と、所定の入力電圧における出力電力量の例です。

1つの設計例として、最小入力電圧20V、最大入力電圧30Vの5V出力コンバータを考えます。この設計例には3:1の巻数比がちょうどよく、30Vにおける出力は6Wに近い値となりますが、20Vでは5Wに低下します。

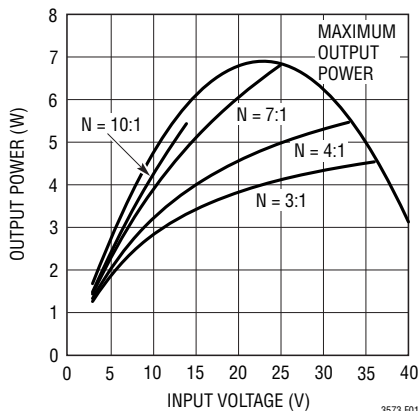


図1. 3.3V出力時の出力電力

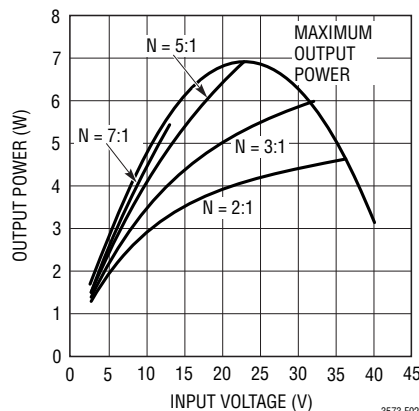


図2. 5V出力時の出力電力

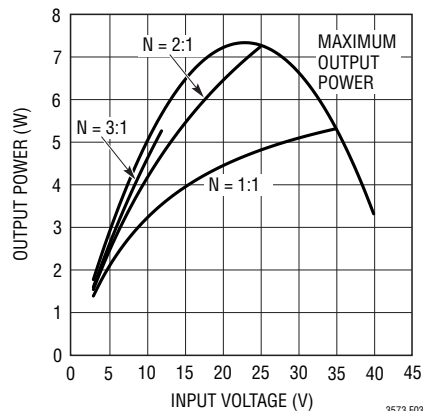


図3. 12V出力時の出力電力

アプリケーション情報

トランス設計に関する検討事項

トランスの仕様と設計は、LT3573をうまく利用する上で恐らく最も重要な部分です。高周波絶縁型電源トランスの設計を扱う際の一般的な注意事項に加えて、以下の事項を慎重に考慮する必要があります。

リニアテクノロジーは、LT3573用の各種既製フライバック・トランスを提供するために、磁性部品を製造する複数のリーディング企業と協力してきました。表5に、これらのトランスの一部の詳細を示します。

表5. 既製トランス - 注記がない限り標準仕様

トランス 部品番号	寸法 (W×L×H) (mm)	L _{PRI} (μH)	L _{LEAKAGE} (nH)	N _p :N _s :N _B	R _{PRI} (mΩ)	R _{SEC} (mΩ)	製造供給元	対象 アプリケーション
PA2362NL	15.24 × 13.1 × 11.45	24	550	4:1:1	117	9.5	Pulse Engineering	24V→3.3V, 1.5A
PA2454NL	15.24 × 13.1 × 11.45	24	430	3:1:1	82	11	Pulse Engineering	24V→5V, 1A
PA2455NL	15.24 × 13.1 × 11.45	25	450	2:1:1	82	22	Pulse Engineering	24V→12V, 0.5A
PA2456NL	15.24 × 13.1 × 11.45	25	390	1:1:1	82	84	Pulse Engineering	12V→12V, 0.3A 24V→12V, 0.4A 36V→5V, 0.6A
PA2617NL	12.70 × 10.67 × 9.14	21	245	1:1:0.33	164	166	Pulse Engineering	24V→15V, 0.4A
PA2626NL	12.70 × 10.67 × 9.14	30	403	3:1:1	240	66	Pulse Engineering	24V→5V, 1A
PA2627NL	15.24 × 13.1 × 11.45	50	766	3:1:1	420	44	Pulse Engineering	24V→5V, 1A
GA3429-BL	15.24 × 12.7 × 11.43	25	566	4:1:1	95	7.5	Coilcraft	24V→3.3V, 1.5A
750310471	15.24 × 13.3 × 11.43	25	350	3:1:1	57	11	Würth Elektronik	24V→5V, 1A
750310559	15.24 × 13.3 × 11.43	24	400	4:1:1	51	16	Würth Elektronik	24V→3.3V, 1.5A
750310562	15.24 × 13.3 × 11.43	25	330	2:1:1	60	20	Würth Elektronik	24V→12V, 0.5A
750310563	15.24 × 13.3 × 11.43	25	325	1:1:0.5	60	60	Würth Elektronik	12V→12V, 0.3A 24V→12V, 0.4A 36V→5V, 0.6A
750310564	15.24 × 13.3 × 11.43	63	450	3:1:1	115	50	Würth Elektronik	24V→±5V, 0.5A
750310799	9.14 × 9.78 × 10.54	25	125	1:1:0.33	60	74	Würth Elektronik	24V→15V, 0.4A
750370040	9.14 × 9.78 × 10.54	30	150	3:1:1	60	12.5	Würth Elektronik	24V→5V, 1A
750370041	9.14 × 9.78 × 10.54	50	450	3:1:1	190	26	Würth Elektronik	24V→5V, 1A
750370047	13.35 × 10.8 × 9.14	30	150	3:1:1	60	12.5	Würth Elektronik	24V→5V, 1A
750311681	17.75 × 13.46 × 12.70	100	3000	1:10	220	28500	Würth Elektronik	12V→300V, 5mA
L11-0059	9.52 × 9.52 × 4.95	24		3:1	266	266	BH Electronics	24V→5V, 1A
L10-1019	9.52 × 9.52 × 4.95	18		1:1	90	90	BH Electronics	5V→5V, 0.2A

アプリケーション情報

巻数比

R_{FB}/R_{REF} 抵抗比を使用して出力電圧を設定する場合、ユーザは、与えられたアプリケーションに合わせて比較的自由にトランス巻数比を選択することができます。これに対し、小さい整数からなる単純な比率、たとえば1:1、2:1、3:2といった比率を使えば、合計巻数や相互インダクタンスの設定における自由度を広げることができます。

通常、トランスの巻数比は、利用可能な出力電力を最大限まで上げるように選ばれます。低出力電圧(3.3Vまたは5V)の場合は、最大限のトランス電流利得(および出力電力)を得るために、N:1の巻数比で2次側に対する1次側の巻数を多くすることができます。しかし、SWピンは、「最大入力電源電圧+(出力電圧×巻数比)」に等しい電圧を検知します。この数値は、内部電源スイッチの破損を防ぐために、SWピンの絶対最大定格よりも低く保つ必要があります。これらの条件を総合することによって、特定アプリケーションにおける巻数比Nの上限が決まります。巻数比は、次の条件を満足できる十分に低い値としてください。

$$N < \frac{50V - V_{IN(MAX)}}{V_{OUT} + V_F}$$

N:1の値が大きくなると、より多くの電流を供給してインダクタンス値を十分に大きくし、出力電圧を正確に測定するのに十分なオフ時間を確保できるように、より大きな物理的サイズのトランスが必要になります。

出力電力レベルが低い場合は、トランスのサイズを絶対的に小さなものとするために、1:1または1:Nのトランスを選択することができます。1:Nのトランスでは励磁インダクタンス(およびサイズ)を最小限に抑えることができますが、利用可能な出力電力が制限される結果ともなります。1:Nの巻数比を大きくすれば、内部電源スイッチのブレークダウン電圧を超えることなく、非常に高い出力電圧を得ることができます。

リニアテクノロジーは、LT3573用の各種既製フライバック・トランスを提供するために、磁性部品を製造する複数の企業と協力してきました。表5に、これらのトランスの一部の詳細を示します。

漏れインダクタンス

トランスの漏れインダクタンス(1次側または2次側)は、出力スイッチをオフにした後で1次側に電圧スパイクを発生させます。負荷電流が大きくなれば、放出しなければならない蓄積エネルギーも大きくなるので、このスパイクは負荷電流が大きくなるほど顕著になります。ほとんどの場合は、出力スイッチ・ノードの過電圧によるブレークダウンを避けるためにスナバ回路が必要になります。トランスの漏れインダクタンスは、最小限に抑える必要があります。

ほとんどの設計においては、漏れインダクタンスによるスパイクが電源デバイスのブレークダウン電圧を超えてしまうのを防ぐために、図4に示すRCD(抵抗、コンデンサ、ダイオード)クランプが必要です。フライバック波形を図5に示します。ほとんどのアプリケーションでは低速のクランプ・ダイオードによって非常に高速の電圧スパイクが生じますが、この値は60Vを超えないようにしなければなりません。ダイオードがクランプされると、漏れインダクタンス電流はクランプ・コンデンサによって吸収されます。この時間は、出力レギュレーションとの干渉を防ぐために150nsを超えないようにする必要があります。また、このクランプ時間中の電圧が55Vを超えてはいけません。クランプ・ダイオードは漏れインダクタンスのエネルギーを吸収するとオフになり、スイッチ電圧は次の値に等しくなります。

$$V_{SW(MAX)} = V_{IN(MAX)} + N(V_{OUT} + V_F)$$

この電圧が50Vを超えてはいけません。最大巻数比もこれと同じ式で決まります。

スナバ・ネットワーク・ダイオードを選ぶときは、SWピンの最大電圧に十分注意しなければなりません。スナバに使用するダイオードとしては、通常、ショットキー・ダイオードが最良の選択肢ですが、漏れインダクタンスによるスパイクを制限できるだけの速さでターンオンするものであれば、一部のPNダイオードを使用することもできます。漏れスパイクは常に60V未満としなければなりません。図6と図7は、負荷電流1Aの時の24V_{IN}、5V_{OUT}アプリケーションのSWピン波形を示したものです。ダイオードの選択が不適切だと漏れスパイクが非常に高くなります(65V以上)、適切なダイオードを選べばスパイクを55V未満にうまく制限することができます。

アプリケーション情報

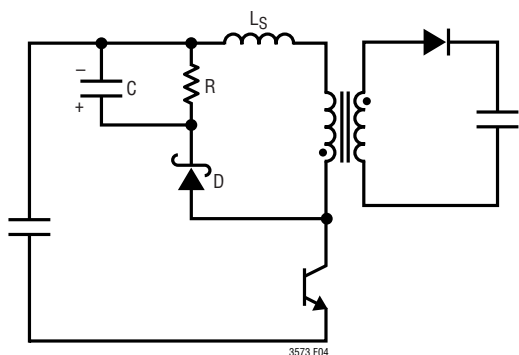


図4. RCDクランプ

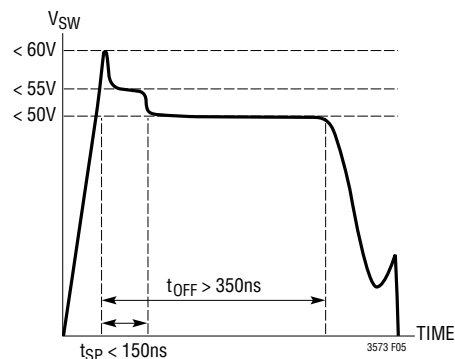


図5. SWピンのフライバック波形に対する最大電圧

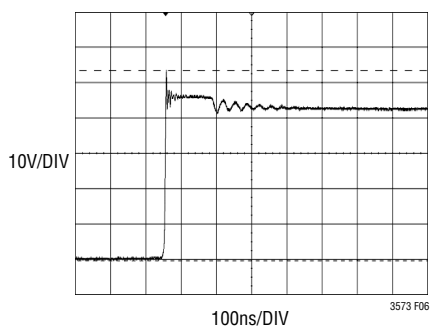


図6. 適切なスナバ・ダイオードはSWピン電圧を制限

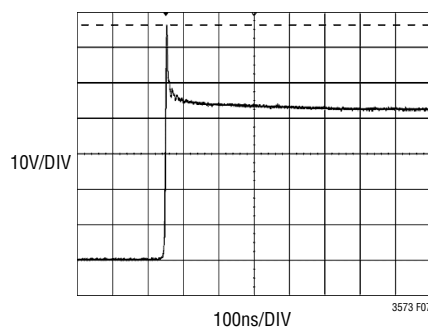


図7. 不適切なスナバ・ダイオードはSWピン電圧を制限できない

アプリケーション情報

2次側漏れインダクタンス

先に述べた一般的な漏れインダクタンスの影響に加え、特に2次側の漏れインダクタンスはさらに別の現象をもたらします。これは、トランスの2次側に誘導分圧器が形成されて、1次側がフィードバックとして参照するフライバック・パルスのサイズが事実上小さくなってしまうというものです。これは、同じ比率だけ出力電圧目標を上げる結果となります。漏れスパイクの動作とは異なり、この現象は負荷には無関係です。(すべての製造ばらつきにわたり)2次側の漏れインダクタンスが相互インダクタンスの一定の比率に収まる範囲であれば、 R_{FB}/R_{REF} 抵抗比を調整することによって対応することができます。

巻線抵抗の影響

1次巻線または2次巻線の抵抗は全体的な効率(P_{OUT}/P_{IN})を低下させます。LT3573では、バウンダリ・モード動作によって、巻線抵抗に関わり無く良好な出力電圧レギュレーションが維持されます。

バイファイラ巻き

バイファイラまたはその他同様な巻線技術は、厄介な漏れインダクタンスを最小限に抑える上で有効な方法です。しかし、この方法では1次-2次容量が大きくなり、1次-2次ブレイクダウン電圧が制限されることにもなるので、バイファイラ巻きが常に有効なわけではありません。トランスの選択や設計に際しては、これを専門に扱うユニアテクノロジーのアプリケーション・グループが支援を行っています。

電流制限抵抗の設定

電流制限の最大値は、 R_{ILIM} ピンとグラウンドの間に抵抗を置くことによって設定できます。これにより、LT3573の内部パワースイッチの電流制限よりも定格電流が小さい標準的な市販トランスを選ぶ際に、ある程度の柔軟性を持たせることができます。最大限の電流制限値が必要な場合は10k抵抗を使用してください。電流制限をそれよりも低くする場合は、以下の式によっておおよその制限抵抗値を知ることができます。

$$R_{ILIM} = 65 \cdot 10^3 (1.6A - I_{LIM}) + 10k$$

「標準的性能特性」に示した「スイッチ電流制限と R_{ILIM} 」のグラフを使用すれば、より正確な電流制限値を知ることができます。

低電圧ロックアウト(UVLO)

SHDN/UVLOピンは、図8に示すように、 V_{IN} に接続した抵抗分圧器に接続します。 V_{IN} 上昇時のSHDN/UVLOピンの電圧スレッシュホールドは1.22Vです。ヒステリシスを発生させるために、LT3573は、SHDN/UVLOの電圧が1.22V未満の時にこのピンから2.5 μ Aの電流を引き込みます。したがって、ヒステリシスはユーザによる調整が可能で、 $R1$ の値によって決まります。 V_{IN} 上昇時のUVLOのスレッシュホールドは次式で表わされます。

$$V_{IN(UVLO,RISING)} = \frac{1.22V \cdot (R1 + R2)}{R2} + 2.5\mu A \cdot R1$$

V_{IN} 下降時のUVLOのスレッシュホールドは次式で表わされます。:

$$V_{IN(UVLO,FALLING)} = \frac{1.22V \cdot (R1 + R2)}{R2}$$

外部からの動作/停止制御を実現するには、図8に示すようにUVLOピンに小さいNMOSを接続します。NMOSをオンにするとUVLOピンが接地されてLT3573が作動なくなり、デバイスの消費電流は1 μ A未満になります。

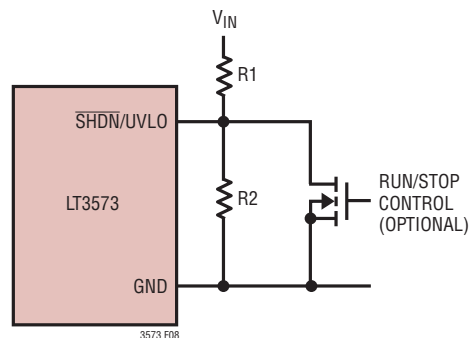


図8. 低電圧ロックアウト(UVLO)

アプリケーション情報

最小負荷要求

LT3573は、2次巻線に電流が流れている間はトランスを通じて出力電圧情報を得ます。この間、トランスの1次側には出力電圧（巻数比を乗じた値）が提供されます。LT3573はこの反映信号を使用して出力電圧を安定化します。つまり、出力電圧をサンプリングするためにはしばしばLT3573をオンにしなければならないことを意味しますが、これは少量のエネルギーを出力に供給することになります。このサンプリングにより、出力の最小負荷要件は最大負荷の1%~2%になります。

BIASピンに関する検討事項

入力電圧が15V未満のアプリケーションでは、通常、BIASピンは V_{IN} ピンに直接接続されます。入力電圧が15V以上の場合は、BIASピンを V_{IN} から離れたままにしておくことが望まれます。この状態では、BIASピンは内部LDOによって3Vの電圧に安定化されます。入力電圧が高い時にはBIASピンを入力電圧から離しておくことによって、コンデンサの物理的サイズを最小限に抑えることができます（この場合、BIASピンには6.3Vまたは10V定格のコンデンサを使用できます）。

3次巻線によるBIASピンのオーバードライブ

LT3573は、オプ्टカプラや3次巻線を使用せずに優れた出力電圧レギュレーションを実現しますが、入力電圧の高い(>20V)一部のアプリケーションにおいては、システム効率を向上させるために、新たな巻線（多くは3次巻線と呼ばれます）を追加した方が望ましい場合があります。LT3573を正しく動作させるために、巻線をBIASピンの電源として使用する場合は、BIASピン電圧が少なくとも3.15Vになるようにし、さらに、常に入力電圧よりも低くなるようにしてください。標準的な24 V_{IN} アプリケーションでは、BIASピンをオーバードライブすると4~5%の効率向上を実現できます。

ループ補償

LT3573は、 V_C ピンに接続した外付けの抵抗-コンデンサネットワークを使用して補償されます。標準的な値は、 $R_C = 50k$ 、 $C_C = 1nF$ の範囲です（他に使用できる値については、「標準的応用例」の各種回路図を参照してください）。

R_C の値を大きくしすぎると、デバイスが高周波ノイズやジッタの影響を受けやすくなります。また、 R_C の値が小さすぎる場合は過渡性能が低下します。 C_C の値の選択は、 R_C の選択とは逆の傾向にあります。 C_C の値が小さすぎるとループが不安定になり、 C_C の値が大きすぎると過渡性能も低下します。過渡応答は、あらゆるDC/DCコンバータにおいて重要な役割を果たします。

設計例

以下に、LT3573を使用したコンバータ設計プロセスの例を示します。

入力電圧は20V~28V、必要出力は5V、1Aとします。

$$V_{IN(MIN)} = 20V, V_{IN(MAX)} = 28V, V_{OUT} = 5V, V_F = 0.5V, I_{OUT} = 1A$$

1. 出力を得るためのトランスの巻数比を選択

出力電圧は、巻数比 N を係数として1次側に反映されます。スイッチ電圧ストレス V_{SW} は次式で表わされます。

$$N = \frac{N_p}{N_s} - 1$$

$$V_{SW(MAX)} = V_{IN} + N(V_{OUT} + V_F) < 50V$$

あるいは次のように変形できます。

$$N < \frac{50 - V_{IN(MAX)}}{(V_{OUT} + V_F)}$$

一方、1次側の電流にも同じ係数 N が乗じられます。コンバータの出力容量は次式で表わされます。

$$I_{OUT(MAX)} = 0.8 \cdot (1 - D) \cdot \frac{1}{2} NI_{PK}$$

$$D = \frac{N(V_{OUT} + V_F)}{V_{IN} + N(V_{OUT} + V_F)}$$

アプリケーション情報

トランスの巻数比は、コンバータが適切な電流容量を持ち、スイッチ・ストレスが50V未満となるように選択します。表6は、さまざまなトランス巻数比に対するスイッチの電圧ストレスと出力電流容量を示したものです。

表6. スイッチ電圧ストレスおよび出力電流容量と巻数比

N	V _{SW(MAX)} AT V _{IN(MAX)} (V)	I _{OUT(MAX)} AT V _{IN(MIN)} (A)	DUTY CYCLE (%)
1:1	33.5	0.39	16~22
2:1	39	0.65	28~35
3:1	44.5	0.825	37~45
4:1	50	0.96	44~52

BIAS巻数比を選択して、BIAS電圧を3~5Vに設定します。BIAS電圧は入力電圧を超えないようにする必要があります。

したがって巻数比は、1次側:2次側:BIAS = 3:1:1とします。

2. 目標スイッチング周波数に合わせてトランスの1次側インダクタンスを選択

LT3573でオフ時間中に出力電圧をサンプリングするには、最小限の時間を確保する必要があります。このオフ時間 t_{OFF(MIN)}は、あらゆる動作条件下において350nsより長くなければなりません。このオフ時間を作り出すのを助けるために、コンバータにも250mAという最小電流制限(L_{MIN})があります。これによって、次の必要な最小インダクタンスが決まります。

$$L_{MIN} = \frac{N(V_{OUT} + V_F)}{I_{MIN}} \cdot t_{OFF(MIN)}$$

トランスの1次側インダクタンスは、出力リップルに関係するスイッチング周波数にも影響を与えます。インダクタンスが最小値より大きい場合は、出力リップルを最小限にするために、目標のスイッチング周波数範囲に合わせてトランスの1次側インダクタンスを選ぶことができます。

スイッチング周波数は次式で予測できます。

$$f_{SW} = \frac{1}{t_{ON} + t_{OFF}} = \frac{1}{\frac{I_{PK}}{V_{IN}/L} + \frac{I_{PK}}{N_{PS}(V_{OUT} + V_F)/L}}$$

表7. I_{PK}におけるさまざまな1次側インダクタンスに対するスイッチング周波数

L (μH)	f _{SW} AT V _{IN(MIN)} (kHz)	f _{SW} AT V _{IN(MAX)} (kHz)
25	236	305
50	121	157
100	61	80

注: スwitchング周波数は最大出力に対する計算値。

この設計例では最小1次側インダクタンスを使用し、全負荷で275kHzの公称スイッチング周波数を実現します。フライバック・トランスには、Pulse Engineering社のPA2454NLを選択しました。

巻数比と1次側インダクタンスが決まれば、磁性部品メーカーがカスタマイズされたトランスを設計したり、Coiltronics VersaPacなどの多巻線トランスを使用したりすることができます。

3. 出力ダイオードと出力コンデンサの選択

出力ダイオード電圧ストレスV_Dは、出力電圧と2次側に反映された入力電圧の合計です。平均ダイオード電流は負荷電流です。

$$V_D = V_{OUT} + \frac{V_{IN}}{N}$$

出力コンデンサは、大型コンデンサ使用時のサイズとコストの増加を考慮しながら、出力電圧リップルが最小となるように選択する必要があります。出力電圧リップルは次の式で計算できます。

$$\Delta V_{MAX} = \frac{LI^2_{PK}}{2CV_{OUT}}$$

4. スイッチ電圧スパイクをクランプするためのスナバ回路を選択

フライバック・コンバータでは、トランスの漏れインダクタンスのために、スイッチをオフにする時に電圧スパイクが発生します。電圧スパイクをスイッチの最大定格値未満にクランプするために、スナバ回路を使用します。スナバ回路には、たとえばR-Cクランプ、R-C-Dクランプ、ツェナー・クランプなど、多くのタイプがあります。この中では、RCDが広く使われています。図9は、フライバック・コンバータに使われるRCDスナバです。

アプリケーション情報

代表的なスイッチ・ノード波形を図10に示します。

スイッチをオフにする際、漏れインダクタンスに蓄積されたエネルギーはスナバ・コンデンサに移され、最終的にスナバ抵抗で消費されます。

$$\frac{1}{2} L_S I_{PK}^2 f_{SW} = \frac{V_C (V_C - N \cdot V_{OUT})}{R}$$

スナバ抵抗はスパイク振幅 V_C と持続時間 t_{SP} に影響し、スナバ抵抗は t_{SP} が約150nsとなるように調整されます。 t_{SP} が長くなると、出力電圧の検出に歪みが生じます。

以上でフライバック・パワー・ステージの設計は終了です。

5. 正しい出力電圧を得るための帰還抵抗の選択

抵抗を示した表1~4を使用して帰還抵抗 R_{FB} を選択し、出力電圧を5Vに設定します。また、出力電圧の温度補償のために R_{TC} 抵抗を調整します。 R_{REF} は6.04kとします。

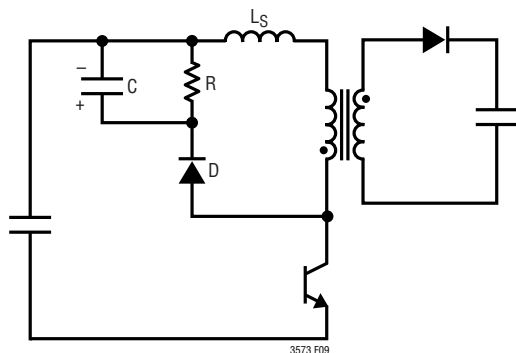


図9. フライバック・コンバータ内のRCDスナバ

小さいコンデンサを R_{REF} と平行に接続すると、電圧スパイク発生時のノイズを除去できますが、コンデンサは10pFまでに制限する必要があります。これより大きいコンデンサを使うと、電圧検出時に歪みが生じます。

6. 過渡性能を改善するために補償ネットワークを最適化

過渡性能は、補償ネットワークを調整することによって最適化できます。最良のリプル性能を実現するには1nF以上の補償コンデンサを選択し、補償抵抗は50k以下とします。

7. 電流制限抵抗、ソフトスタート・コンデンサ、およびUVLO抵抗分圧器

コンパクトなトランス設計が求められる場合は、電流制限抵抗 R_{LIM} を使用して電流制限値を低くします。ソフトスタート・コンデンサは、フライバック・コンバータの起動を助けます。UVLO抵抗分圧器は、意図する入力動作範囲に合わせて選択します。これらの式は本文中に示されています。

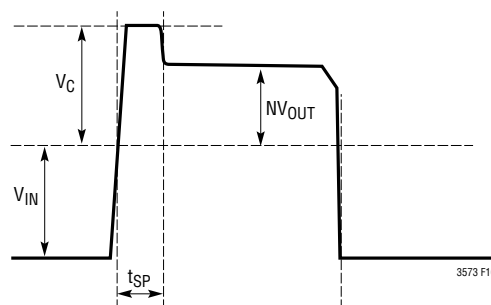
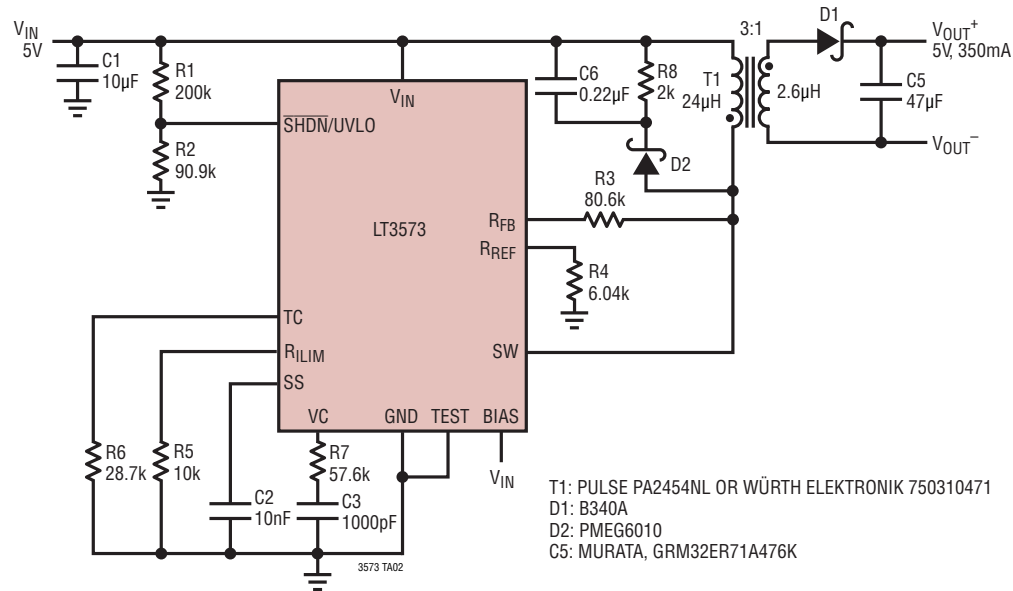


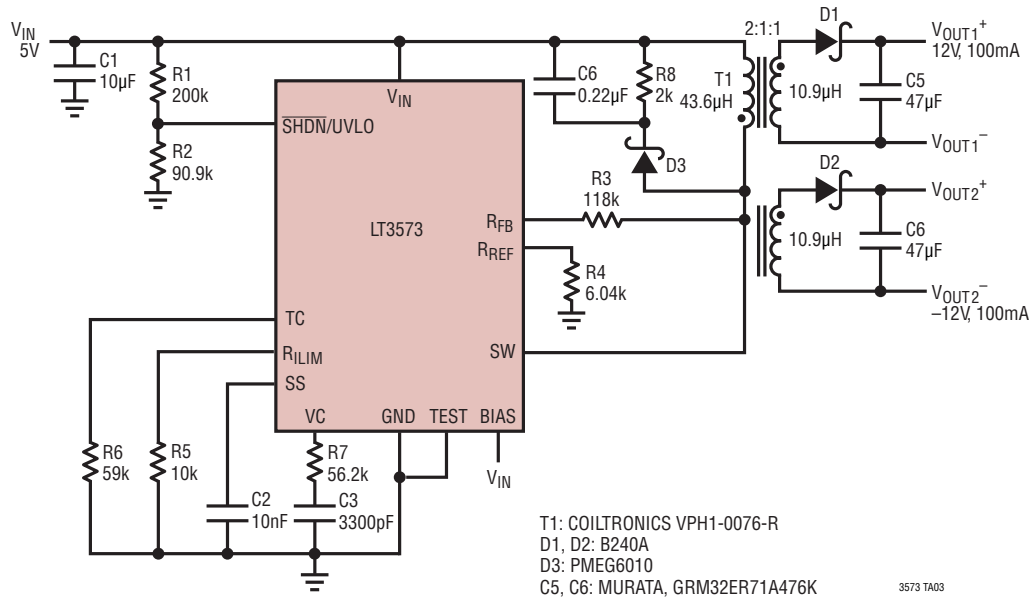
図10. 代表的なスイッチ・ノード波形

標準的応用例

低入力電圧5V絶縁型フライバック・コンバータ

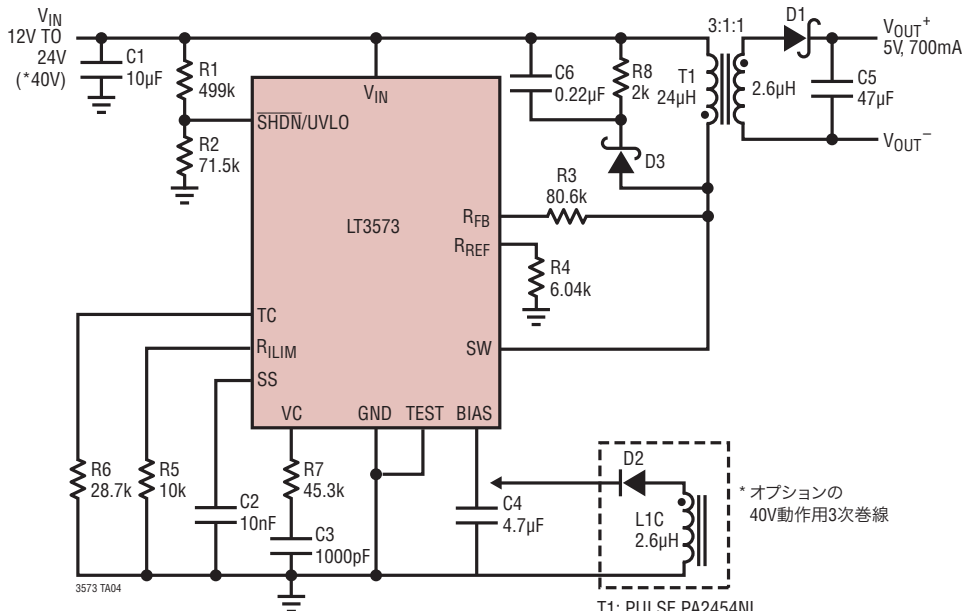


±12V絶縁型フライバック・コンバータ



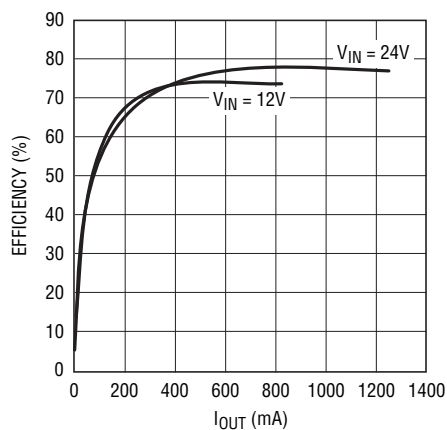
標準的応用例

5V絶縁型フライバック・コンバータ



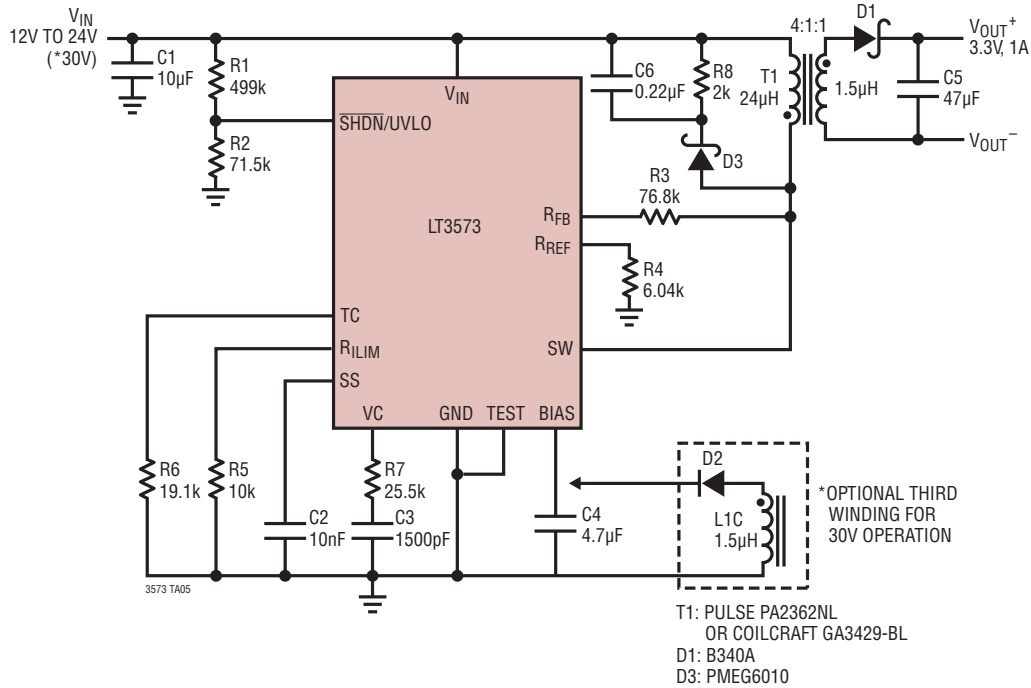
- T1: PULSE PA2454NL
またはWÜRTH ELEKTRONIK 750370047
- D1: B340A
- D3: PMEG6010
- C5: MURATA, GRM32ER71A476K

効率

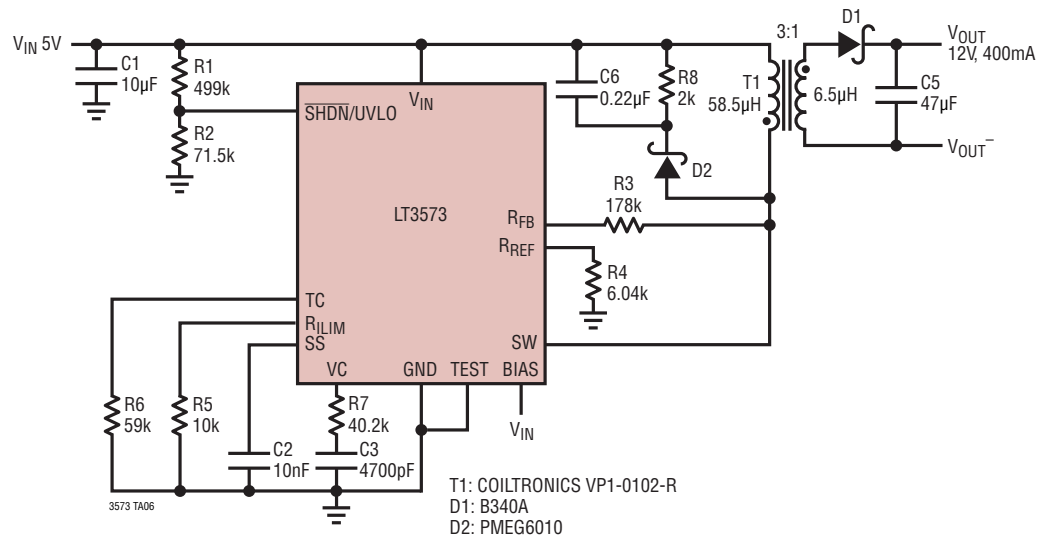


標準的応用例

3.3V絶縁型フライバック・コンバータ

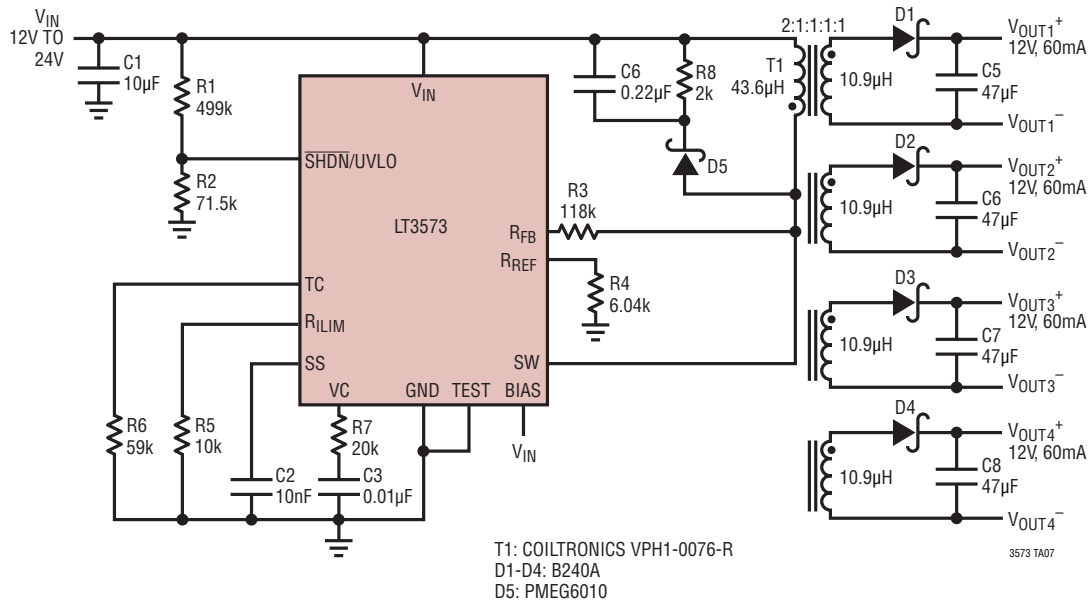


12V絶縁型フライバック・コンバータ

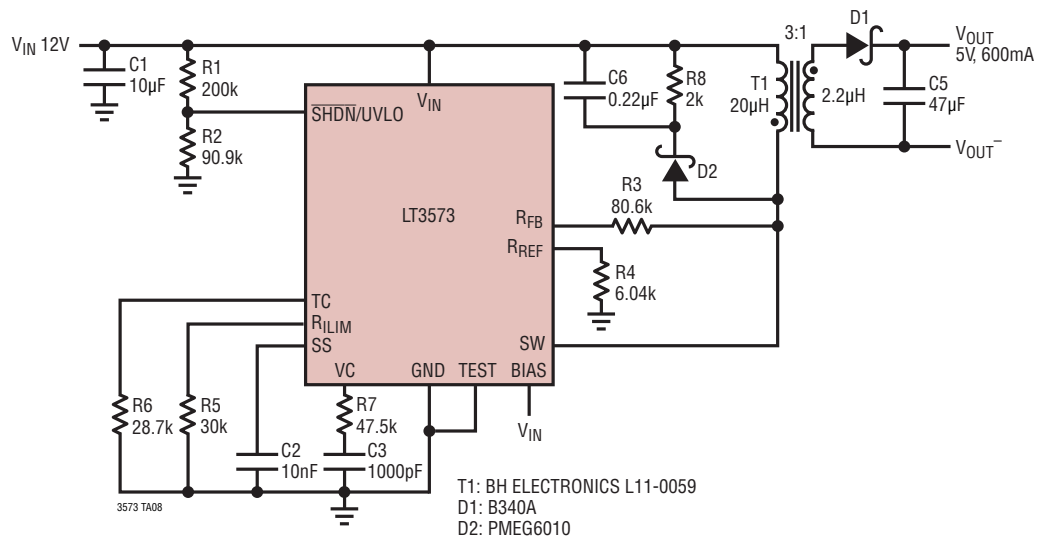


標準的応用例

4出力12V絶縁型フライバック・コンバータ

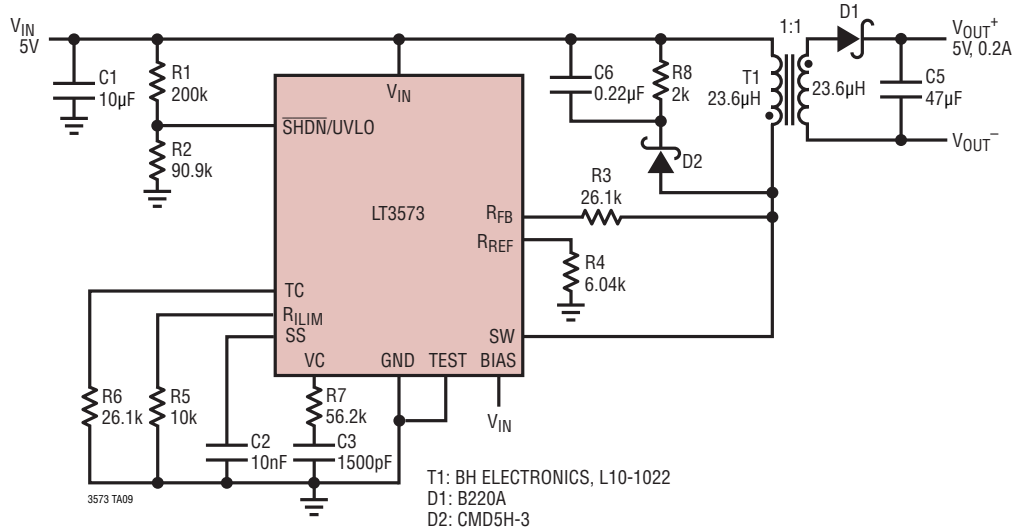


小型トランス使用の5V絶縁型フライバック・コンバータ



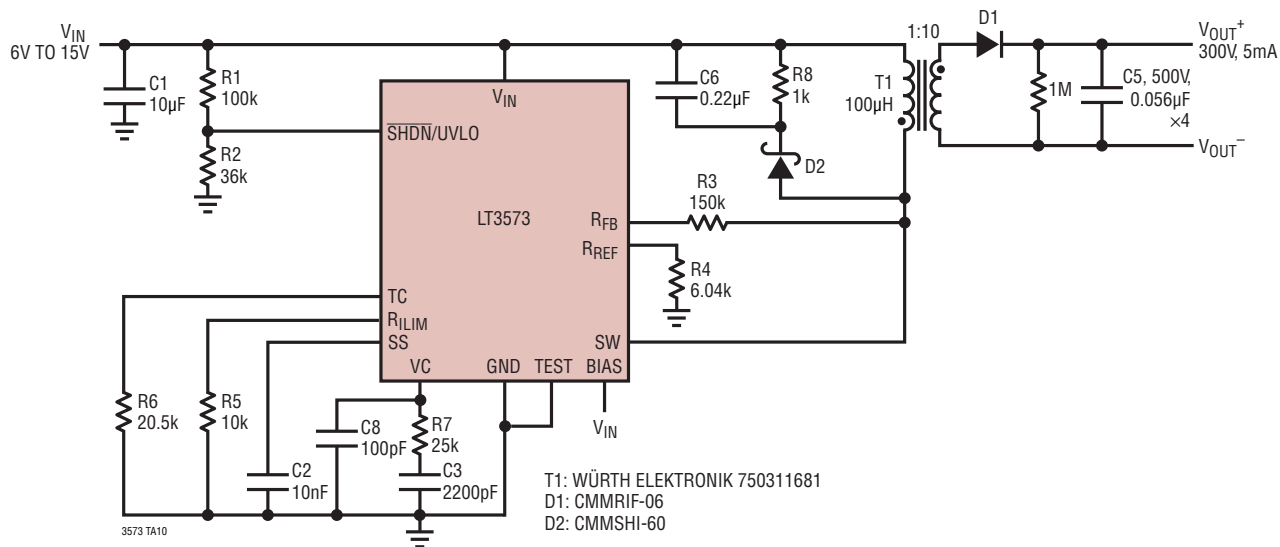
標準的応用例

カップリング・インダクタ使用の5V絶縁型フライバック・コンバータ



標準的応用例

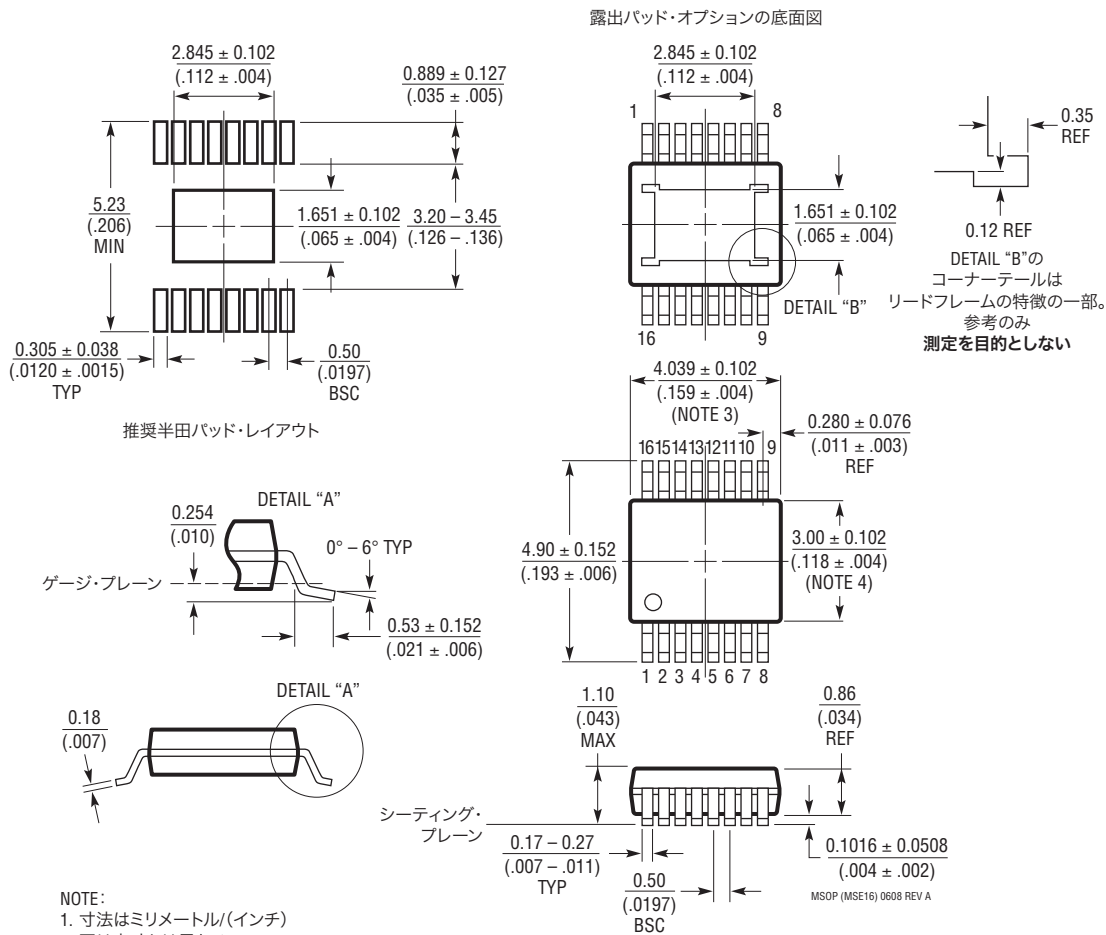
300V絶縁型フライバック・コンバータ



パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/>をご覧ください。

MSE Package 16-Lead Plastic MSOP, Exposed Die Pad (Reference LTC DWG # 05-08-1667 Rev A)



NOTE:

1. 寸法はミリメートル/(インチ)
2. 図は実寸とは異なる
3. 寸法にはモールドのバリ、突出部、ゲートのバリを含まない
モールドのバリ、突出部、ゲートのバリは、各サイドで0.152mm (0.006")を超えないこと
4. 寸法には、リード間のバリまたは突出部を含まない
リード間のバリまたは突出部は各サイドで0.152mm (0.006")を超えないこと
5. リードの平坦度 (成形後のリードの底面) は最大0.102mm (0.004")であること

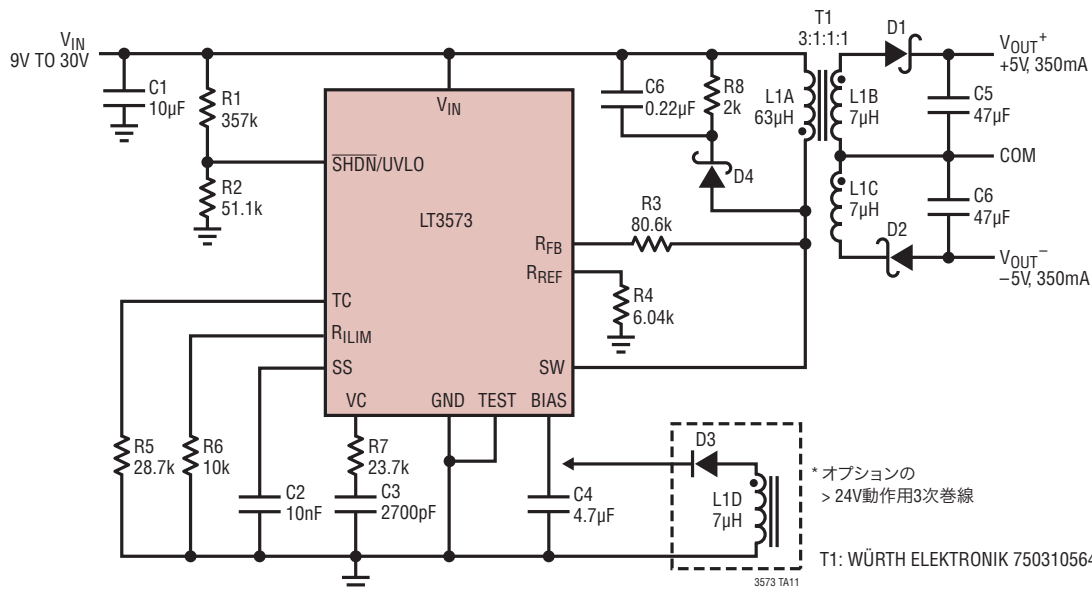
改訂履歴 (Rev Bよりスタート)

REV	日付	修正内容	頁番号
B	10/09	図1の置き換え 「標準的応用例」の図の改訂	10 18、21、22
C	7/10	特許番号の追加と標準的応用例の図を改訂 ブロック図のD1を改訂 表5を改訂 「アプリケーション情報」セクションの図4を改訂 「標準的応用例」セクションの全ての図を改訂 関連製品の表を差し替え	1 6 11 13 18~23 26
D	12/13	Note 1への参照を追加 FLYBACK ERROR AMPの入力を1.23Vに変更 表6の $I_{OUT(MAX)}$ を変更 $V_{IN(MAX)}$ を40Vから30Vに変更	2 6 16 20

LT3573

標準的応用例

9V~30V入力、+5V/-5V出力の絶縁型フライバック・コンバータ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT8300	150V/260mAスイッチを備えた100V入力のµパワー絶縁型フライバック・コンバータ	低静止電流、オプトカプラ不要のモノリシック・スイッチング・レギュレータ、5ピンSOT23
LT3574/LT3575	40V絶縁型フライバック・コンバータ	0.65A/2.5Aスイッチを内蔵したオプトカプラ不要のモノリシック・フライバック・コンバータ
LT3511/LT3512	100V絶縁型フライバック・コンバータ	240mA/420mAスイッチを内蔵したオプトカプラ不要のモノリシック・フライバック・コンバータ、MSOP-16(12)
LT3748	100V絶縁型フライバック・コントローラ	5V ≤ VIN ≤ 100V、オプトカプラ不要のフライバック・コントローラ、MSOP-16(12)
LT3798	オフラインのアクティブPFC機能を備えた絶縁型フライバック・コントローラ	VINとVOUTは外付け部品のみで制限
LT3757A/LT3759/LT3758	40V/100V フライバック/昇圧コントローラ	小型パッケージでパワフルなゲートドライブを備えたユニバーサル・コントローラ
LT3957/LT3958	40V/80V昇圧/フライバック・コンバータ	5A/3.3Aスイッチを内蔵したモノリシック・コンバータ
LTC®3803/LTC3803-3/LTC3803-5	200kHz/300kHz フライバック・コントローラ、SOT-23	VINとVOUTは外付け部品のみで制限
LTC3805/LTC3805-5	周波数を調節可能なフライバック・コントローラ	VINとVOUTは外付け部品のみで制限

3573fd