

2Aスイッチ、ソフトスタート 同期機能を備えた 昇圧/反転DC/DCコンバータ

特長

- 2Aパワースイッチを内蔵
- 調整可能なスイッチング周波数
- 1個の帰還抵抗で V_{OUT} を設定
- 外部クロックに同期可能
- ゆっくり変化する入力信号を受容する高利得 \overline{SHDN} ピン
- 広い入力電圧範囲: 2.5V~32V
- 低 V_{CESAT} スイッチ: 300mV/1.5A (標準)
- ソフトスタート機能を搭載
- 昇圧または反転コンバータとして容易に設定可能
- ユーザ設定可能な低電圧ロックアウト (UVLO)
- 小型の8ピン3mm×3mm DFNパッケージと8ピンMSOPパッケージ

アプリケーション

- VFDバイアス電源
- TFT-LCDバイアス電源
- GPSレシーバ
- DSLモデム
- ローカル電源

概要

LT[®]3580は2A、42Vスイッチを内蔵するPWM DC/DCコンバータです。LT3580は昇圧コンバータ、SEPICコンバータまたは反転コンバータのいずれかに設定可能です。5V入力から12V/550mAまたは-12V/350mAを生成できるので、多くのローカル電源設計に最適です。

LT3580は、RTピンからグランドに接続した抵抗によって調整可能な発振器を内蔵しています。また、LT3580は外部クロックに同期可能です。このデバイスの自走または同期スイッチング周波数は200kHz~2.5MHzの範囲で設定できます。

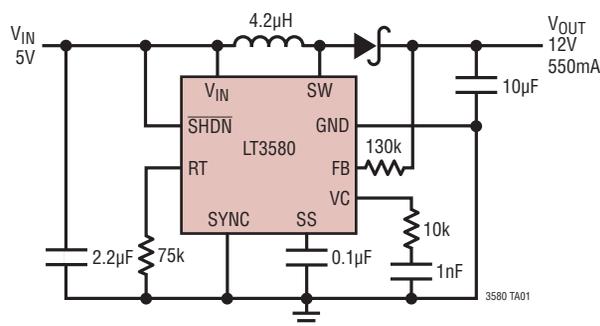
LT3580は、ゆっくり変化する入力信号を受容する革新的な \overline{SHDN} ピン回路と調整可能な低電圧ロックアウトを特長としています。

この他に、周波数フォールドバックやソフトスタートなども特長としています。LT3580は3mm×3mm小型8ピンDFNパッケージと8ピンMSOPパッケージで供給されます。

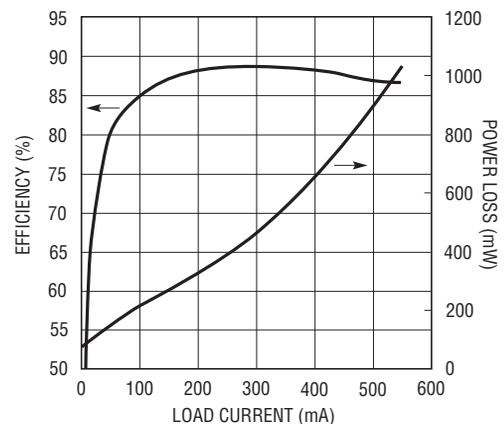
LT、LT、LTC、LTM、Linear TechnologyおよびLinearのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。ThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例

88%を超える効率を達成する1.2MHz、5Vから12Vへの昇圧コンバータ



効率と電力損失



LT3580

絶対最大定格 (Note 1)

V _{IN} 電圧	-0.3V~32V	動作接合部温度範囲	
SW電圧	-0.4V~42V	LT3580E (Note 2, 5)	-40°C~125°C
RT電圧	-0.3V~5V	LT3580I (Note 2, 5)	-40°C~125°C
SSおよびFBの電圧	-0.3V~2.5V	LT3580H (Note 2, 5)	-40°C~150°C
VC電圧	-0.3V~2V	LT3580MP (Note 2, 5)	-55°C~125°C
SHDN電圧	-0.3V~32V	保存温度範囲	-65°C~150°C
SYNC電圧	-0.3V~5.5V		

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
LT3580EDD#PBF	LT3580EDD#TRPBF	LCXY	8-Lead (3mm x 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LT3580IDD#PBF	LT3580IDD#TRPBF	LCXY	8-Lead (3mm x 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LT3580EMS8E#PBF	LT3580EMS8E#TRPBF	LTDCJ	8-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LT3580IMS8E#PBF	LT3580IMS8E#TRPBF	LTDCJ	8-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LT3580HMS8E#PBF	LT3580HMS8E#TRPBF	LTDCJ	8-Lead Plastic MSOP	-40°C to 150°C
LT3580MPMS8E#PBF	LT3580MPMS8E#TRPBF	LTDCJ	8-Lead Plastic MSOP	-55°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。非標準の鉛ベース仕様の製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

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/tapeandreeel/> 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、 $V_{IN} = 5\text{V}$ 、 $V_{SHDN} = V_{IN}$ (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Operating Voltage Range		●	2.5		32	V
Positive Feedback Voltage		●	1.195	1.215	1.230	V
Negative Feedback Voltage		●	0	5	12	mV
Positive FB Pin Bias Current	$V_{FB} =$ Positive Feedback Voltage, Current Into Pin	●	81	83.3	85	μA
Negative FB Pin Bias Current	$V_{FB} =$ Negative Feedback Voltage, Current Out of Pin (LT3580E, LT3580I, LT3580MP) (LT3580H)	●	81	83.3	85.5	μA
		●	81	83.3	86	μA
Error Amplifier Transconductance				230		μmhos
Error Amplifier Voltage Gain				70		V/V
Quiescent Current	$V_{SHDN} = 2.5\text{V}$, Not Switching			1	1.5	mA
Quiescent Current in Shutdown	$V_{SHDN} = 0\text{V}$			0	1	μA
Reference Line Regulation	$2.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 32\text{V}$			0.01	0.05	%/V
Switching Frequency, f_{OSC}	$R_T = 45.3\text{k}$ (LT3580E, LT3580I, LT3580H) $R_T = 45.3\text{k}$ (LT3580MP) $R_T = 464\text{k}$ (LT3580E, LT3580I, LT3580H) $R_T = 464\text{k}$ (LT3580MP)	●	1.8	2	2.2	MHz
		●	1.8	2	2.25	MHz
		●	180	200	220	kHz
		●	180	200	225	kHz
Switching Frequency in Foldback	Compared to Normal f_{OSC}			1/4		Ratio
Switching Frequency Set Range	SYNCing or Free Running	●	200		2500	kHz
SYNC High Level for Synchronization		●	1.3			V
SYNC Low Level for Synchronization		●			0.4	V
SYNC Clock Pulse Duty Cycle	$V_{SYNC} = 0\text{V}$ to 2V		35		65	%
Recommended Minimum SYNC Ratio f_{SYNC}/f_{OSC}				3/4		
Minimum Off-Time				60		ns
Minimum On-Time				100		ns
Switch Current Limit	Minimum Duty Cycle (Note3) (LT3580E, LT3580I, LT3580H) Minimum Duty Cycle (Note3) (LT3580MP) Maximum Duty Cycle (Notes 3, 4) (LT3580E, LT3580I, LT3580MP) Maximum Duty Cycle (Notes 3, 4) (LT3580H)	●	2.2	2.5	2.8	A
		●	2.15	2.2	2.8	A
		●	1.6	1.9	2.6	A
		●	1.55	1.9	2.6	A
Switch V_{CESAT}	$I_{SW} = 1.5\text{A}$			300		mV
Switch Leakage Current	$V_{SW} = 5\text{V}$			0.01	1	μA
Soft-Start Charging Current	$V_{SS} = 0.5\text{V}$	●	4	6	8	μA
SHDN Minimum Input Voltage High	Active Mode, SHDN Rising (LT3580E, LT3580I) Active Mode, SHDN Rising (LT3580H, LT3580MP) Active Mode, SHDN Falling (LT3580E, LT3580I) Active Mode, SHDN Falling (LT3580H, LT3580MP)	●	1.27	1.32	1.38	V
		●	1.25	1.32	1.4	V
		●	1.24	1.29	1.33	V
		●	1.22	1.29	1.35	V
SHDN Input Voltage Low	Shutdown Mode	●			0.3	V
SHDN Pin Bias Current	$V_{SHDN} = 3\text{V}$ $V_{SHDN} = 1.3\text{V}$ $V_{SHDN} = 0\text{V}$		9.7	40	60	μA
				11.6	13.4	μA
				0	0.1	μA

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の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: LT3580Eは $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の接合部温度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。LT3580Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で動作することが保証されている。LT3580Hは $-40^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で保証されている。LT3580MPは $-55^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で保証されている。接合部温度が 125°C を超えると、動作寿命は短くなる。

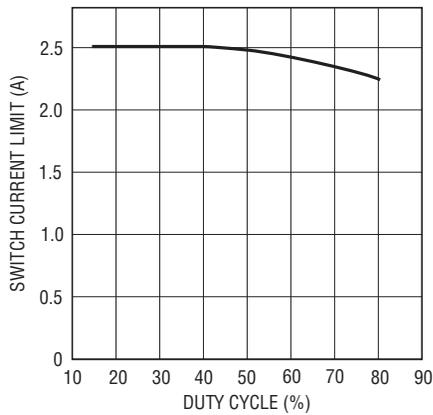
Note 3: 電流制限は設計および静的テストとの相関によって保証されている。

Note 4: 2.5MHzの等価スイッチング周波数で測定した電流リミット。

Note 5: このデバイスには短時間の過負荷状態の間デバイスを保護するための過温度保護機能が備わっている。過温度保護機能がアクティブなとき接合部温度は 150°C を超える。規定された最高動作接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なうおそれがある。

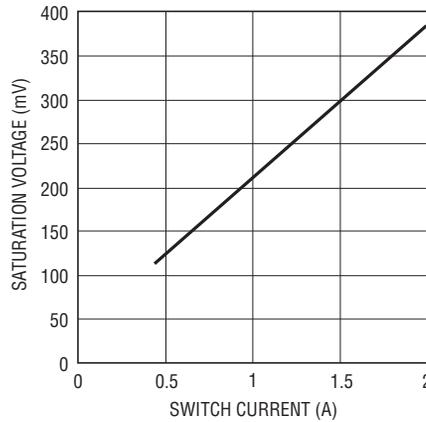
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$

1MHzでのスイッチ電流制限



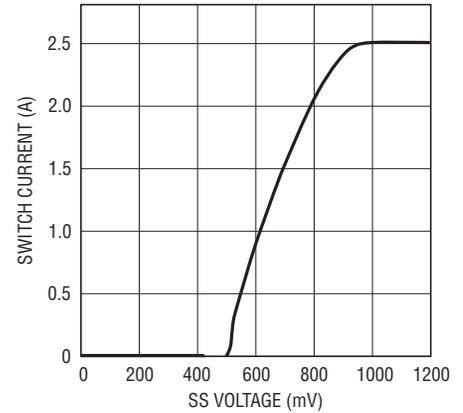
3580 G01

スイッチ飽和電圧



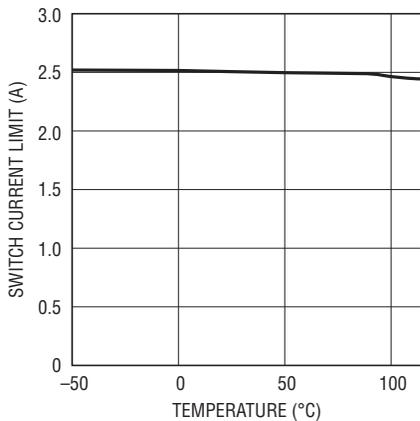
3580 G02

最小デューティ・サイクルでの
スイッチ電流制限



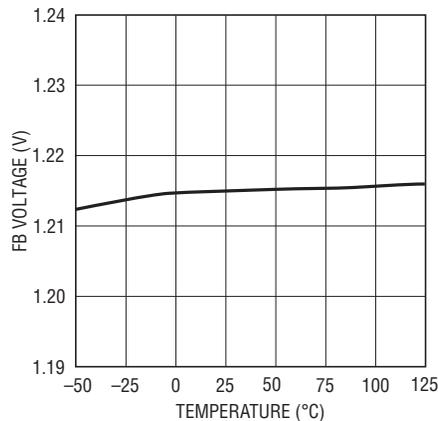
3580 G03

最小デューティ・サイクルでの
スイッチ電流制限



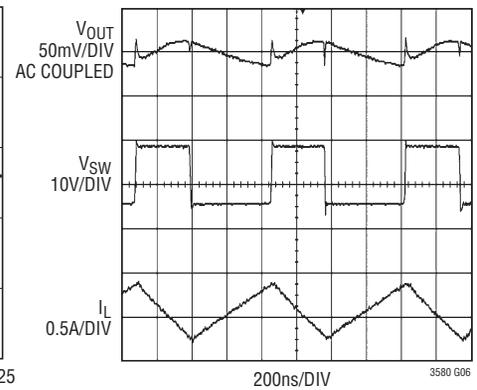
3580 G04

正の帰還電圧



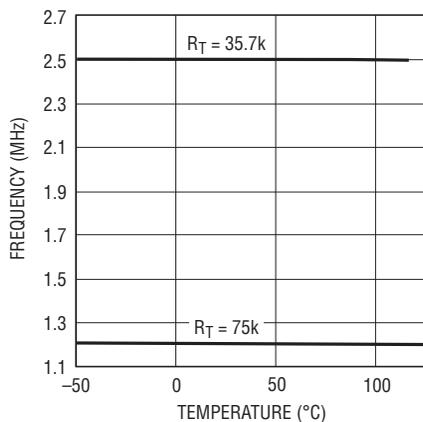
3580 G05

図14の回路のスイッチング波形



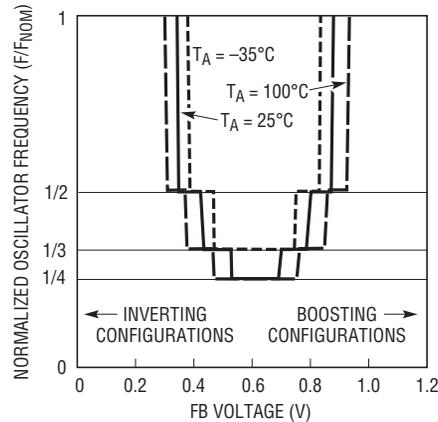
3580 G06

発振器周波数



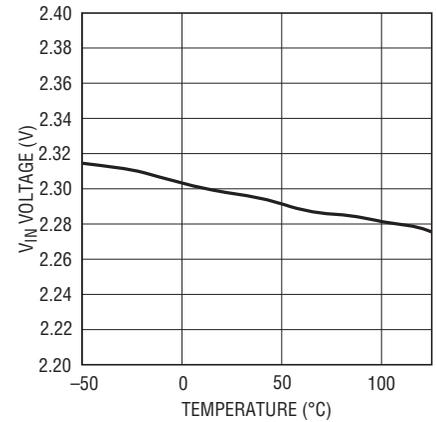
3580 G07

ソフトスタート時の発振器周波数



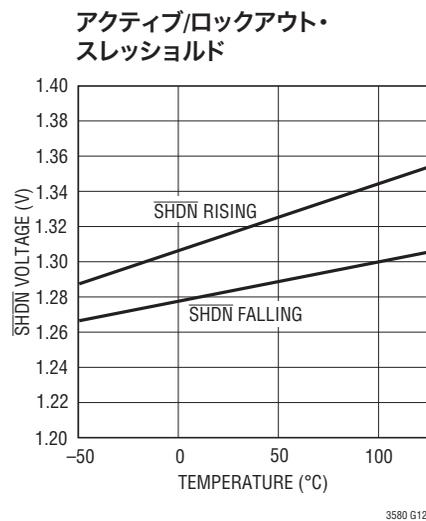
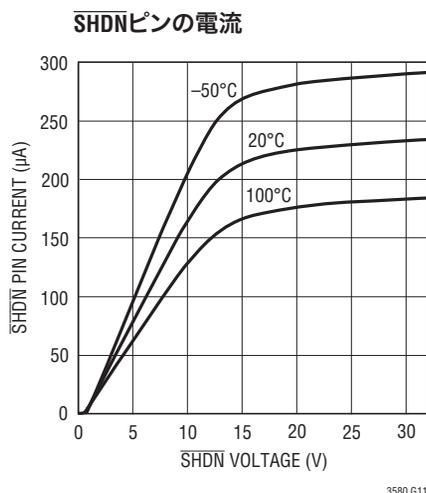
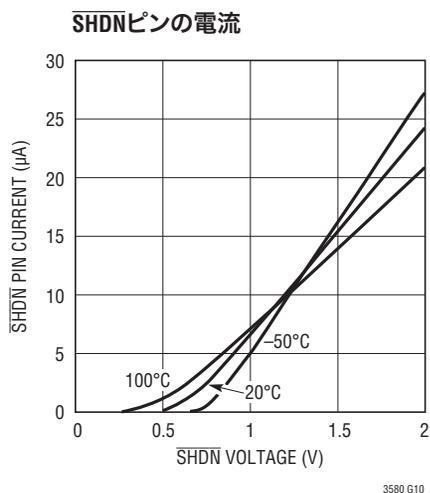
3580 G08

内部UVLO



3580 G09

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



ピン機能

FB (ピン1): 正と負の帰還ピン。昇圧または反転のコンバータでは、以下の式に従って抵抗をFBピンから V_{OUT} へ接続します。

$$R_{\text{FB}} = \frac{(V_{\text{OUT}} - 1.215)}{83.3 \cdot 10^{-6}}; \text{昇圧コンバータまたはSEPICコンバータ}$$

$$R_{\text{FB}} = \frac{(|V_{\text{OUT}}| + 5\text{mV})}{83.3 \cdot 10^{-6}}; \text{反転コンバータ}$$

VC (ピン2): 誤差アンプの出力ピン。外部補償回路をこのピンに接続します。

V_{IN} (ピン3): 入力電源ピン。ローカルにバイパスする必要があります。

SW (ピン4): スイッチ・ピン。これは内蔵NPNパワー・スイッチのコレクタです。このピンに接続されるメタル・トレースの面積を小さくしてEMIを抑えます。

SHDN (ピン5): シャットダウン・ピン。UVLO (低電圧ロックアウト) 回路と組み合わせて、このピンを使ってデバイスをイネーブル/ディスエーブルし、ソフトスタートのシーケンスを再度開始します。デバイスをディスエーブルするには1.24V (LT3580E、LT3580I) あるいは1.22V (LT3580H、LT3580MP) より下にドライブします。デバイスをアクティブにしてソフトスタート・シーケンスを再度開始するには1.38V (LT3580E、LT3580I) あるいは1.40V (LT3580H、LT3580MP) より上にドライブします。このピンはフロート状態にしないでください。

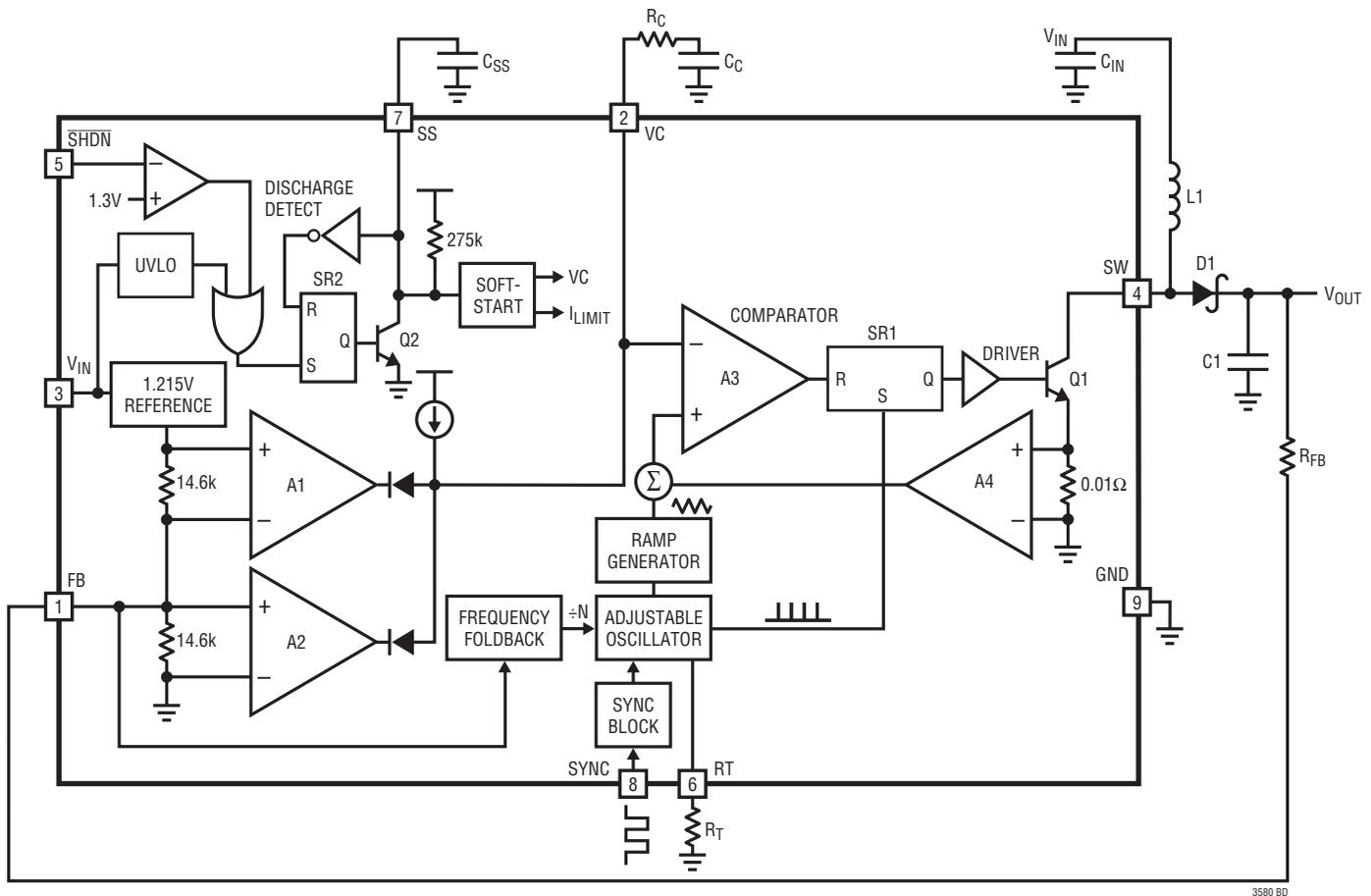
RT (ピン6): タイミング抵抗ピン。スイッチング周波数を調節します。このピンからグラウンドに抵抗を接続して、周波数を固定自走レベルに設定します。このピンはフロート状態にしないでください。

SS (ピン7): ソフトスタート・ピン。ソフトスタート・コンデンサをここに接続します。起動すると、SSピンは (公称) 275k の抵抗を通して約2.2Vに充電されます。

SYNC (ピン8): スwitching周波数を外部クロックに同期させるには、単にこのピンをクロックでドライブします。クロックの“H”電圧レベルは1.3Vを超える必要があり、“L”電圧レベルは0.4Vより下にします。このピンを0.4Vより下にドライブすると内部自走クロックに戻ります。詳細については「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

GND (露出パッド・ピン9): グラウンド。露出パッドはローカル・グラウンド・プレーンに直接半田付けする必要があります。

ブロック図



動作

LT3580は固定周波数の電流モード制御方式を使って、優れたライン・レギュレーションとロード・レギュレーションを実現します。昇圧に構成設定されたLT3580を示すブロック図を参照してください。発振器の各サイクルの開始点で、SRラッチ (SR1) がセットされ、パワー・スイッチ (Q1) をオンします。スイッチ電流が内部電流センス抵抗を通して流れ、スイッチ電流に比例した電圧を発生します。(A4によって増幅された) この電圧が安定化ランプへ加算され、その和がPWMコンパレータ A3の正端子に与えられます。この電圧がA3のマイナス入力のレベルを超えると、SRラッチがリセットされ、パワー・スイッチをオフします。A3 (VCピン) の負入力のレベルは誤差アンプ A1 (またはA2) によって設定され、帰還電圧 (FBピン) とリファレンス電圧 (構成設定に依存して1.215Vまたは5mV) の差を単

に増幅したものです。このようにして、誤差アンプは正しいピーク電流レベルを設定し、出力を安定化された状態に保ちます。

LT3580は斬新なFBピン・アーキテクチャを備えており、これは昇圧構成または反転構成のどちらでも使うことができます。昇圧コンバータとして構成されている場合、FBピンはVOUTからFBに接続されたRFB抵抗によって1.215Vの内部バイアス電圧にプルアップされます。コンパレータA2は非アクティブになり、コンパレータA1はFBからVCへの反転増幅を行います。LT3580が反転構成の場合、FBピンはVOUTからFBに接続されたRFB抵抗によって5mVにプルダウンされます。コンパレータA1は非アクティブになり、コンパレータA2はFBからVCへの非反転増幅を行います。

動作

SEPICトポロジ

LT3580はSEPIC(シングルエンド・プライマリ・インダクタンス・コンバータ)に構成設定可能です。このトポロジにより、望みの出力電圧に比べて、入力を高く、等しく、または低くすることができます。出力の切断はSEPICトポロジに本来的に組み込まれています。つまり、入出力間にDC経路が存在しません。これは、回路がシャットダウン状態のとき、入力ソースから出力を切断する必要のあるアプリケーションに有用です。

反転トポロジ

LT3580はデュアル・インダクタ反転トポロジでも動作可能です。デバイスのユニークな帰還ピンにより、単に外部部品の接続を変更するだけで反転トポロジを構築することができます。このソリューションにより、出力に直列に接続されたインダクタL2による出力電圧リップルが非常に低くなります。LT3580のスイッチのオフ時間とオン時間の両方で出力インダクタが出力に電流を供給するので、出力コンデンサの電流の突然の変化がなくなります。

スタートアップ動作

LT3580の非常にクリーンな起動を可能にするため、いくつかの機能が備わっています。

- 最初に、内部電圧リファレンスによりSHDNピンの電圧がモニタされ、精密なターンオン電圧レベルが与えられます。外部抵抗(または抵抗分割器)を入力電源からSHDNピンに接続して、ユーザーがプログラム可能な低電圧ロックアウト機能を与えることができます。

- 次に、ソフトスタート回路がスイッチ電流を徐々にランプアップさせます。デバイスがシャットダウン状態から抜け出すと、外部SSコンデンサが最初に放電し(SHDNピンのグリッチと遅いランプアップに対して保護し)、次に内部の275k抵抗がSSピンを約2.2Vに引き上げます。外部コンデンサをSSピンに接続することにより、このピンの電圧のランプ・レートを設定することができます。ソフトスタート・コンデンサの標準値は100nF~1μFです。

- 最後に、FBピンが350mV~900mVの公称範囲内にあると、周波数フォールドバック回路がスイッチング周波数を下げます。この機能はデバイスが達成できる最小デューティ・サイクルを下げて、起動時のスイッチ電流をさらに良く制御できるようにします。FB電圧がこの範囲の外に出ると、スイッチング周波数は正常の値に戻ります。

電流制限とサーマル・シャットダウン動作

LT3580はブロック図には示されていない電流制限回路を備えています。スイッチ電流は常時モニタされ、与えられたデューティ・サイクルで最大スイッチ電流を超えないように制限されます(「電気的特性」の表を参照)。スイッチ電流がこの値に達すると、コンパレータ(A1/A2)の状態にかかわらずSRラッチ(SR1)がリセットされます。サーマル・シャットダウン回路もブロック図に示されていません。デバイスの温度が約165°Cを超えると、コンパレータ(A1/A2)の状態にかかわらずSR2ラッチがセットされます。すると、全ソフトスタート・サイクルが開始されます。この電流制限とサーマル・シャットダウン回路により、パワー・スイッチとLT3580に接続されている外付け部品が保護されます。

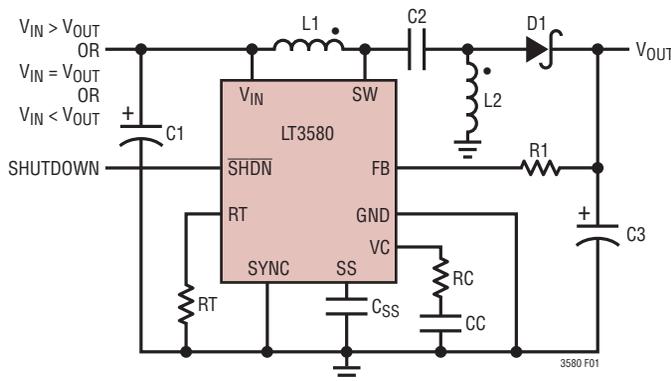


図1. 出力電圧を跨ぐ入力を可能にするSEPICトポロジ。結合されたインダクタまたは結合されていないインダクタを使用可能。結合されている場合は注記された位相に従う

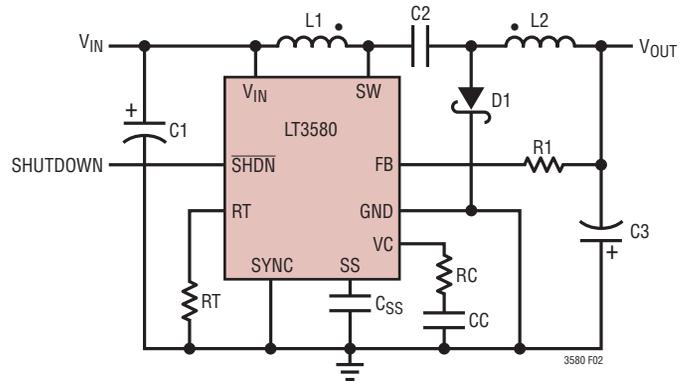


図2. 出力リップルを低くするデュアル・インダクタ反転トポロジ。結合されたインダクタまたは結合されていないインダクタを使用可能。結合されている場合は注記された位相に従う

アプリケーション情報

出力電圧の設定

出力電圧は抵抗 (R_{FB}) を V_{OUT} から FB ピン に接続して設定します。 R_{FB} は次式に従って決定します。

$$R_{FB} = \frac{|V_{OUT} - V_{FB}|}{83.3\mu A}$$

ここで、非反転トポロジ (つまり、昇圧および SEPIC のレギュレータ) では V_{FB} は 1.215V (標準)、反転トポロジでは 5mV (標準) です (「電気的特性」を参照)。

パワー・スイッチのデューティ・サイクル

ループの安定性を維持し、適切な電流を負荷に供給するため、パワー NPN (ブロック図の Q1) は各クロック・サイクルの 100% の間「オン」に留まることはできません。最大許容デューティ・サイクルは次式で与えられます。

$$DC_{MAX} = \frac{(T_p - \text{Min Off Time})}{T_p} \cdot 100\%$$

ここで、 T_p はクロックの周期、(「電気的特性」に示されている) 最小オフ時間は標準 60ns です。

動作デューティ・サイクルが DC_{MAX} を超えないようにアプリケーションを設計します。

いくつかの一般的なトポロジのデューティ・サイクルの式を下に示します。ここで、 V_D はダイオードの順方向電圧降下、 V_{CESAT} は 1.5A で標準 300mV です。

昇圧トポロジでは次のようになります。

$$DC \approx \frac{V_{OUT} - V_{IN} + V_D}{V_{OUT} + V_D - V_{CESAT}}$$

SEPIC トポロジまたはデュアル・インダクタ反転トポロジでは次のようになります (図 1 と図 2 を参照)。

$$DC \approx \frac{V_D + |V_{OUT}|}{V_{IN} + |V_{OUT}| + V_D - V_{CESAT}}$$

LT3580 はデューティ・サイクルが DC_{MAX} より高い構成で使うことができますが、実効デューティ・サイクルが減少するように、不連続導通モードで動作させる必要があります。

インダクタの選択

一般的ガイドライン: LT3580 は高い周波数で動作するので小型の表面実装インダクタを使用できます。高効率を実現するには、フェライトなどの高周波用コア材のインダクタを選択して、コア損失を減らします。効率を改善するため、与えられたインダクタンスに対してサイズの大きなインダクタを選択します。 I^2R 損失を減らすため、インダクタは DCR (銅線抵抗) が小さく、飽和せずにピーク・インダクタ電流を流すことができるものにします。各インダクタが全スイッチ電流の一部分しか流さない SEPIC トポロジのようなアプリケーションでは、インダクタに要求される処理電流は大きくないことに注意してください。モールド型チョークコイルやチップ・インダクタのコア面積は一般に 2A ~ 3A の範囲のピーク・インダクタ電流を担うのに十分ではありません。放射ノイズを抑えるには、トロイド、またはシールドされたインダクタを使用します。シールド・タイプのインダクタンスは電流が増加するにつれて低下し、簡単に飽和するので注意してください。インダクタのメーカーについては表 1 を参照してください。以下のガイドラインが最終のアプリケーションに適合することを確認するには、実験を通じて十分検証していただくことをお勧めします。

表 1. インダクタ・メーカー

Coilcraft	D03316P, MSS7341 and LPS4018 Series	www.coilcraft.com
Coiltronics	DR, LD and CD Series	www.coiltronics.com
Murata	LQH55D and LQH66S Series	www.murata.com
Sumida	CDRH5D18B/HP, CDR6D23MN, CDRH6D26/HP, CDRH6D28, CDR7D28MN and CDRH105R Series	www.sumida.com
TDK	RLF7030 and VLCF4020 Series	www.tdk.com
Würth	WE-PD and WE-PD2 Series	www.we-online.com

最小インダクタンス: 効率が犠牲になる可能性があるとはいえ、小さなインダクタを選択して基板スペースを最小に抑えるのが望ましい場合がよくあります。インダクタを選択するとき、最小インダクタンスを制限する 2 つの条件があります。(1) 適切な負荷電流の供給と (2) 低調波発振の防止です。これらの要件の両方を満たすのに十分な大きさのインダクタンスを選択してください。

適切な負荷電流: 値の小さなインダクタだとリップル電流が増加するので、(ピーク・スイッチ電流が制限されるため) 負荷に供給できる平均電流 (I_{OUT}) が減少します。適切な負荷電流を供給するため、 L は少なくとも次のようになります。

アプリケーション情報

昇圧トポロジでは、

$$L > \frac{DC \cdot V_{IN}}{2(f) \left(I_{LIM} - \frac{|V_{OUT}| \cdot I_{OUT}}{V_{IN} \cdot \eta} \right)}$$

または、SEPICトポロジおよび反転トポロジでは、次のようになります。

$$L > \frac{DC \cdot V_{IN}}{2(f) \left(I_{LIM} - \frac{|V_{OUT}| \cdot I_{OUT}}{V_{IN} \cdot \eta} - I_{OUT} \right)}$$

ここで、

L = 結合されないデュアル・インダクタ・トポロジのL1||L2

DC = スイッチのデューティ・サイクル(前のセクションを参照)

I_{LIM} = スイッチ電流リミット、50%デューティ・サイクルで標準約2.4A(「標準的性能特性」のセクションを参照)

η = 電力変換効率(高電流のとき昇圧トポロジでは標準88%、デュアル・インダクタ・トポロジでは75%)

f = スイッチング周波数

Lの負の値は、出力負荷電流I_{OUT}がLT3580のスイッチ電流制限能力を超えていることを示しています。

低調波発振の防止: LT3580の内部スロープ補償回路は、インダクタンスが最小値を超えていれば、デューティ・サイクルが50%を超えると発生する可能性のある低調波発振を防止します。50%を超えるデューティ・サイクルで動作するアプリケーションでは、昇圧、結合されたインダクタのSEPIC、および結合されたインダクタの反転の各トポロジの場合、インダクタンスは少なくとも次の値でなければなりません。

$$L > \frac{V_{IN} \cdot (2 \cdot DC - 1)}{(1 - DC) \cdot (f)}$$

または、結合されていないインダクタのSEPICトポロジおよび結合されていないインダクタの反転トポロジでは、次のようになります。

$$L1 || L2 > \frac{V_{IN} \cdot (2 \cdot DC - 1)}{(1 - DC) \cdot (f)}$$

最大インダクタンス: インダクタンスがあまりにも大きいと、電流コンパレータ(ブロック図のA3)が明瞭に区別するのが困難なレベルにまで電流リップルが減少し、デューティ・サイクルのジッタや安定化の低下が生じます。最大インダクタンスは次式で計算することができます。

$$L_{MAX} = \frac{V_{IN} - V_{CESAT}}{I_{MIN-RIPPLE}} \cdot \frac{DC}{f}$$

ここで、結合されていないデュアル・インダクタ・トポロジではL_{MAX}はL1||L2で、I_{MIN-RIPPLE}の値は標準で95mAです。

電流定格: 最後に、インダクタの飽和により効率が低下するのを防ぐため、インダクタの定格はピーク動作電流より大きくなければなりません。定常状態では、昇圧トポロジ、結合されていないインダクタのSEPICトポロジおよび結合されていないインダクタの反転トポロジの場合、ピーク入力インダクタ電流(連続導通モードのみ)は次式で与えられます。

$$I_{L1-PEAK} = \frac{|V_{OUT}| \cdot I_{OUT}}{V_{IN} \cdot \eta} + \frac{V_{IN} \cdot DC}{2 \cdot L1 \cdot f}$$

結合されていないデュアル・インダクタ・トポロジでは、ピーク出力インダクタ電流は次式で与えられます。

$$I_{L2-PEAK} = I_{OUT} + \frac{|V_{OUT}| \cdot (1 - DC)}{2 \cdot L2 \cdot f}$$

結合されたインダクタのトポロジの場合、次のようになります。

$$I_{OUT} \left[1 + \frac{V_{OUT}}{\eta \cdot V_{IN}} \right] + \frac{V_{IN} \cdot DC}{2 \cdot L \cdot f}$$

注意: 負荷過渡時にインダクタ電流が大きくなる可能性があります。不適切なソフトスタート・コンデンサが使用されると、起動時にもインダクタ電流が大きくなる可能性があります。

コンデンサの選択

出力リップル電圧を下げるため、出力には低ESR(等価直列抵抗)のコンデンサを使います。多層セラミック・コンデンサはESRが非常に低く、小型パッケージのものが入手できるので最適です。X5RやX7Rの誘電体は広い電圧範囲と温度範囲にわたって容量を保持するのでこれらの素材として最も好まれます。4.7μF~20μFの出力コンデンサはほとんどのアプリケー

アプリケーション情報

ションに十分ですが、出力電流が非常に低いシステムには1 μ Fまたは2.2 μ Fの出力コンデンサしか必要ないかもしれません。必ず電圧定格が十分大きなコンデンサを使ってください。定格が2.2 μ F～20 μ Fのほとんどのコンデンサ(特に0805または0603のケース・サイズ)は望みの出力電圧で容量が大きく減少します。固体タンタル・コンデンサまたはOS-CONコンデンサを使うこともできますが、セラミック・コンデンサよりも大きなボード面積を占め、ESRが大きくなり、出力リップルが増加します。

セラミック・コンデンサは入力デカップリング用コンデンサとしても最適で、LT3580にできるだけ近づけて配置します。ほとんどのアプリケーションでは2.2 μ F～4.7 μ Fの入力コンデンサで十分です。

セラミック・コンデンサのメーカーをいくつか表2に示します。セラミック部品の全製品の詳細についてはメーカーへお問い合わせください。

表2. セラミック・コンデンサのメーカー

Kemet	www.kemet.com
Murata	www.murata.com
Taiyo Yuden	www.t-yuden.com

補償の調整

LT3580の帰還ループを補償するには、1個のコンデンサに並列な直列RCネットワークをVCピンからGNDに接続します。ほとんどのアプリケーションでは、直列コンデンサは470pF～2.2nFの範囲にします。1nFが出発点の値として適当でしょう。並列コンデンサの値は10pF～100pFにします。47pFが出発点の値として適当でしょう。補償抵抗(R_C)は通常5k～50kの範囲です。新しいアプリケーションを補償する良い手法として、直列抵抗 R_C の代わりに100k Ω のポテンショメータを使います。それぞれ1nFと47pFの直列コンデンサと並列コンデンサを使って、過渡応答を観察しながらポテンショメータを調節し、 R_C の最適値を見つけることができます。負荷電流を400mAと500mAの間でステップさせたときの図14の回路のこの過程を図3a～図3cに示します。 R_C が1kに等しいときの過渡応答を図3aに示します。出力電圧とインダクタ電流の過度のリングングから明らかなように、位相マージンが良くありません。図3bでは、 R_C の値を3kに大きくしているのもっと減衰した応答になっています。 R_C をさらに10kにまで大きくしたときの結果を図3cに示します。過渡応答が十分減衰し、補償の調整は完了です。

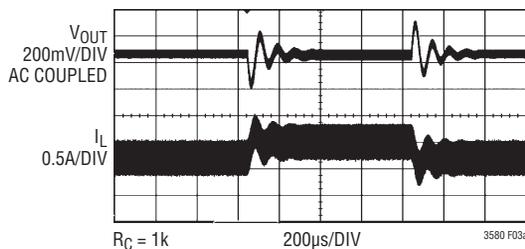


図3a. 過度のリングングを示す過渡応答

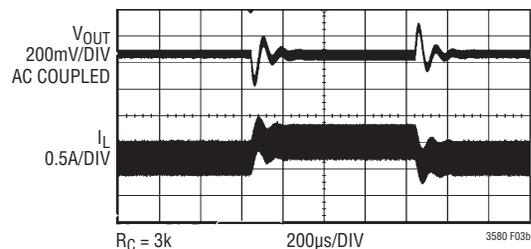


図3b. 改善された過渡応答

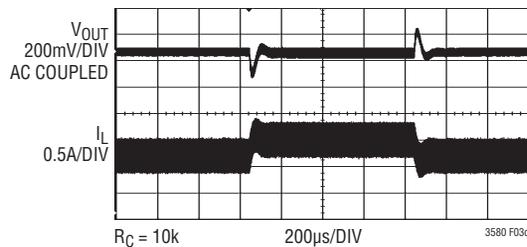


図3c. 十分減衰した過渡応答

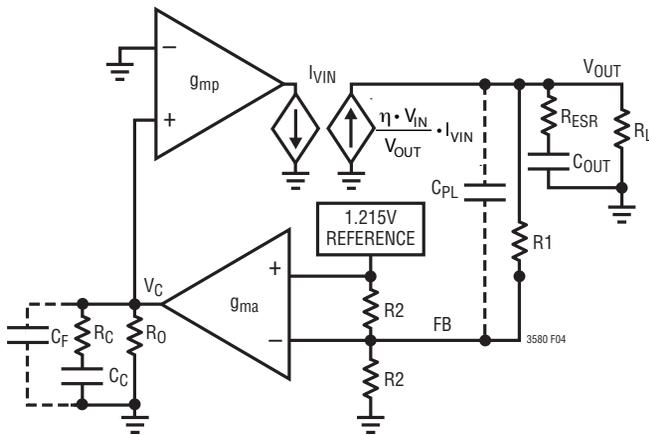
アプリケーション情報

補償理論

他のすべての電流モード・スイッチング・レギュレータと同様、LT3580を安定して効率よく動作させるには補償が必要です。2つの帰還ループがLT3580に使われています。補償の不要な高速電流ループと、補償の必要な低速電圧ループです。標準ボーデ図の分析方法を使って、電圧帰還ループを理解し、調節することができます。

どんな帰還ループの場合でもそうですが、ループ内の多様な素子が利得や位相に与える影響を知ることが決定的に重要です。昇圧コンバータの主要な等価素子を図4に示します。高速電流制限ループなので、デバイスの電力段、インダクタおよびダイオードは等価なトランスコンダクタンス・アンプ g_{mp} と (I_{VIN} を $\eta V_{IN}/V_{OUT} \cdot I_{VIN}$ に変換する) 電流制御付き電流源の組み合わせで置き換えられています。 g_{mp} は出力電流がVC電圧に比例する電流源として機能します。 η はスイッチング・レギュレータの効率で、標準で約88%です。

g_{mp} と g_{ma} の最大出力電流は有限であることに注意してください。 g_{mp} のリミットは「電気的特性」のセクション (Switch Current Limit) に与えられており、 g_{ma} は公称約 $\pm 12\mu A$ に制限されています。



- C_C : 補償コンデンサ
- C_{OUT} : 出力コンデンサ
- C_{PL} : 位相リード・コンデンサ
- C_F : 高周波数フィルタ・コンデンサ
- g_{ma} : IC内のトランスコンダクタンス・アンプ
- g_{mp} : 電力段のトランスコンダクタンス・アンプ
- R_C : 補償抵抗
- R_L : $I_{LOAD(MAX)}$ で割った V_{OUT} として定義された出力抵抗
- R_0 : g_{ma} の出力抵抗
- $R1, R2$: 帰還抵抗分割器ネットワーク
- R_{ESR} : 出力コンデンサのESR

図4. 昇圧コンバータの等価モデル

図4から、DC利得、ポール、およびゼロは以下のように計算されます。

$$\text{出力のポール: } P1 = \frac{2}{2 \cdot \pi \cdot R_L \cdot C_{OUT}}$$

$$\text{誤差アンプのポール: } P2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot [R_0 + R_C] \cdot C_C}$$

$$\text{誤差アンプのゼロ: } Z1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_C \cdot C_C}$$

DC利得:

(FBピンのところでループを切断)

$$A_{DC} = A_{OL}(0) = \frac{\partial V_C}{\partial V_{FB}} \cdot \frac{\partial I_{VIN}}{\partial V_C} \cdot \frac{\partial V_{OUT}}{\partial I_{VIN}} \cdot \frac{\partial V_{FB}}{\partial V_{OUT}} =$$

$$(g_{ma} \cdot R_0) \cdot g_{mp} \cdot \left(\eta \cdot \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \cdot \frac{R_L}{2} \right) \cdot \frac{0.5R2}{R1 + 0.5R2}$$

$$\text{ESRのゼロ: } Z2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{ESR} \cdot C_{OUT}}$$

$$\text{RHPのゼロ: } Z3 = \frac{V_{IN}^2 \cdot R_L}{2 \cdot \pi \cdot V_{OUT}^2 \cdot L}$$

$$\text{高周波数のポール: } P3 > \frac{f_s}{3}$$

$$\text{位相リードのゼロ: } Z4 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R1 \cdot C_{PL}}$$

$$\text{位相リードのポール: } P4 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{R1 \cdot R2}{R1 + \frac{R2}{2}} \cdot C_{PL}}$$

誤差アンプのフィルタのポール:

$$P5 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{R_C \cdot R_0}{R_C + R_0} \cdot C_F}, C_F < \frac{C_C}{10}$$

電流モードのゼロ ($Z3$) は右半平面のゼロで、これは帰還制御の設計では問題になることがありますが、外部部品を適切に選択して調整可能です。

アプリケーション情報

図14の回路を一例として使って、図5に示されているボーデ図を描くのに使われたパラメータを表3に示します。

表3. ボーデ図のパラメータ

パラメータ	値	単位	説明
R _L	21.8	Ω	アプリケーションによる
C _{OUT}	10	μF	アプリケーションによる
R _{ESR}	10	mΩ	アプリケーションによる
R _O	305	kΩ	調整不可
C _C	1000	pF	調整可
C _F	0	pF	オプション/調整可
C _{PL}	0	pF	オプション/調整可
R _C	10	kΩ	調整可
R ₁	130	kΩ	調整可
R ₂	14.6	kΩ	調整不可
V _{OUT}	12	V	アプリケーションによる
V _{IN}	5	V	アプリケーションによる
g _{ma}	230	μmho	調整不可
g _{mp}	7	mho	調整不可
L	4.2	μH	アプリケーションによる
f _S	1.2	MHz	調整可

図5では、利得が0dBに達するときの位相は-140°で、位相マージンが40°になります。クロスオーバー周波数は10kHzです。これはRHPのゼロの周波数の1/3以下で、適切な位相マージンを達成します。

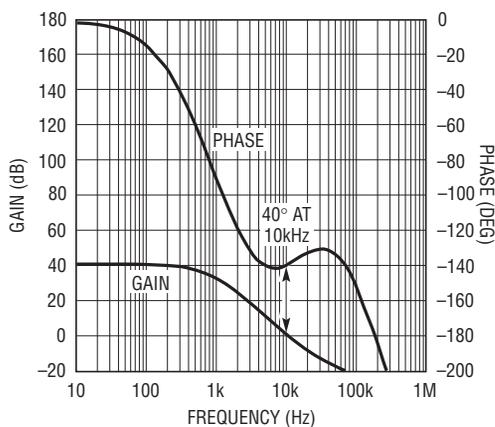


図5. 昇圧コンバータの例のボーデ図

ダイオードの選択

ショットキー・ダイオードは順方向電圧降下が小さく、スイッチング速度が速いので、LT3580と一緒に使うのに推奨します。MicrosemiのUPS120が最適です。入力と出力の電圧差が20Vを超える場合、UPS140(40V用ダイオード)を使います。これらのダイオードは、1Aの平均順方向電流を扱うように定格が規定されています。

発振器

LT3580の動作周波数は内部自走発振器によって設定することができます。SYNCピンを“L”(< 0.4V)にドライブすると、動作周波数はR_Tからグラウンドに接続した抵抗によって設定されます。このデバイスには内部でトリミング(微調整)されたタイミング・コンデンサが内蔵されています。発振器の周波数は次式を使って計算されます。

$$f_{osc} = \frac{91.9}{(R_T + 1)}$$

ここで、f_{OSC}の単位はMHz、R_Tの単位はkΩです。逆に、R_T(単位kΩ)は次式を使って望みの周波数(単位MHz)から計算することができます。

$$R_T = \frac{91.9}{f_{osc}} - 1$$

クロックの同期

LT3580の動作周波数は外部クロック・ソースに同期させることができます。外部ソースに同期させるには、単にデジタル・クロック信号をSYNCピンに与えます。LT3580はSYNCクロック周波数で動作します。SYNCが自走クロックの数周期の間“L”にドライブされた後、LT3580は内部自走発振器のクロックに戻ります。

SYNCを長時間“H”にドライブすると、動作中のクロックを實際上停止し、ラッチSR1がセットされるのを防ぎます(ブロック図を参照)。その結果、LT3580のスイッチング動作が停止します。

SYNC信号のデューティ・サイクルは、適切に動作するためには35%~65%でなければなりません。また、SYNC信号の周波数は以下の2つの基準を満たす必要があります。

アプリケーション情報

- (1) 自走発振器をイネーブルするためにSYNCが“L”に停止する以外は、SYNCは200kHz～2.5MHzの周波数範囲の外側でトグルすることはできません。
- (2) SYNC周波数は自走発振器の周波数(f_{osc})より常に高くすることができますが、 f_{osc} の25%下より低くしてはいけません。

動作周波数の選択

コンバータの動作周波数を選択する際、検討事項がいくつかあります。まず、どんなスペクトル・ノイズも許容できない敏感な周波数帯には近づけないことです。たとえば、RF通信を組み込んだ製品では、455kHzのIF周波数はどんなノイズに対しても敏感なので、600kHzを超えるスイッチングが望まれます。ある通信方式では1.1MHzに対して敏感で、この場合、1.5MHzのスイッチング・コンバータ周波数を採用することができます。2つ目の検討事項はコンバータの物理的なサイズです。動作周波数が高くなるにつれ、インダクタおよびフィルタ・コンデンサの値とサイズが小さくなります。NPNのベース電荷によるスイッチング損失(「熱に関する計算」を参照)、ショットキー・ダイオードの電荷、および他の容量性損失の項は周波数に比例して増加するので、トレードオフは効率です。

ソフトスタート

LT3580は起動時にピーク・スイッチ電流を制限するソフトスタート回路を内蔵しています。V_{OUT}が最終値から大きく外れているため帰還ループが飽和しているため、高い起動電流は一般のスイッチング・レギュレータに本質的です。レギュレータは出力コンデンサをできるだけ速く充電しようと試みるので、ピーク電流が大きくなります。

起動電流は外部コンデンサ(標準で100nF～1μF)をSSピンに接続することによって制限することができます。このコンデンサは、デバイスがアクティブになると、内部の275k抵抗によって約2.2Vにゆっくり充電されます。SSピンの電圧が約1.1Vより下では、内部電流制限が減少します。こうして、コンデンサが充電するにつれてSSの電圧が徐々にランプすると、電流制限も徐々に増加します。次いで、起動電流を制限しながら出力コンデンサをその最終値に向かって徐々に充電することができます。

コマンドによるシャットダウンまたはロックアウト($\overline{\text{SHDN}}$ ピン)、内部の低電圧ロックアウト(UVLO)またはサーマル・ロックアウトが発生すると、ソフトスタート・コンデンサは充電が再開される前に自動的に約200mVに放電しますので、デバイスを非アクティブ状態にする度に、ソフトスタートが確実に実行されます。

シャットダウン

デバイスをイネーブルまたはディスエーブルするのに $\overline{\text{SHDN}}$ ピンが使われます。ほとんどのアプリケーションで、 $\overline{\text{SHDN}}$ はデジタル・ロジック・ソースでドライブすることができます。電圧が1.38Vを超えると通常のアクティブ動作をイネーブルします。電圧が300mVより下に下がるとデバイスをシャットダウンし、消費電流が非常に低くなります。

$\overline{\text{SHDN}}$ 電圧がロックアウト電圧範囲(0.3V～1.24V)を通して遷移する間、パワー・スイッチがディスエーブルされ、SR2ラッチがセットされます(ブロック図を参照)。このため、ソフトスタート・コンデンサが放電を開始し、コンデンサが放電してアクティブ動作がイネーブルされるまで続きます。パワー・スイッチはディスエーブルされますが、 $\overline{\text{SHDN}}$ 電圧がロックアウト範囲内でも、 $\overline{\text{SHDN}}$ 電圧がシャットダウン・スレッシュホールドの近くまたは下に下がるまでは、消費電流は必ずしも下がりにません。

また、 $\overline{\text{SHDN}}$ ピンは、 $\overline{\text{SHDN}}$ 電圧が32Vより下に制限されている限り、V_{IN}またはV_{OUT}より上にドライブできることに注意してください。

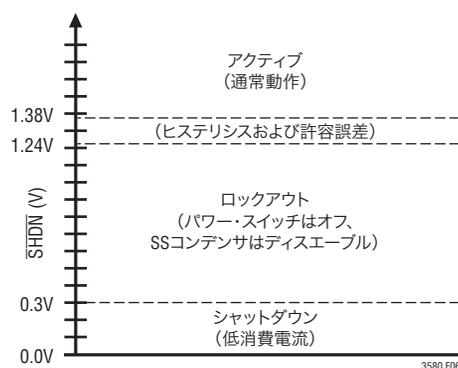


図6. デバイスの状態とSHDN電圧

構成設定可能な低電圧ロックアウト

LT3580の低電圧ロックアウト(UVLO)を構成設定する方法を図7に示します。UVLOは、入力電源が電流制限されているか、入力電源のソース抵抗が比較的高いか、または、ゆっくりとランプアップ/ランプダウンする状況で通常使用されます。スイッチング・レギュレータはソースから一定の電力を引き出すので、ソース電圧が低下するにつれ、ソース電流が増加します。この現象はソースからは負の抵抗負荷のように見えるため、低いソース電圧状態では、ソースが電流制限したり、ある

アプリケーション情報

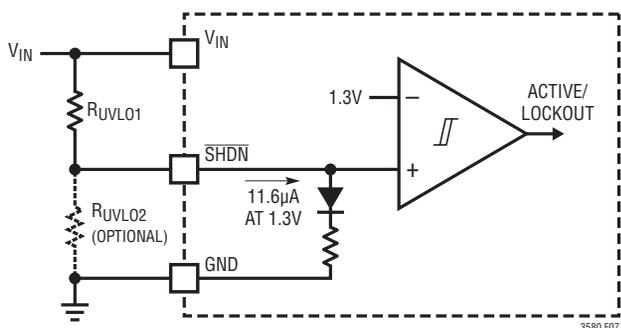


図7. 構成設定可能なUVLO

いは低電圧にラッチすることがあります。UVLOはこれらの問題が発生するおそれのあるソース電圧でレギュレータが動作しないようにします。

シャットダウン・ピンのコンパレータの電圧ヒステリシスの標準的スレッシュホールドは1.32V(立上り)および1.29V(立下り)です。抵抗 R_{UVLO2} はオプションです。 R_{UVLO2} を追加して、 \overline{SHDN} ピンの電流の変化によって生じる全体のUVLO電圧の変動を減らすことができます(「電気的特性」を参照)。 R_{UVLO2} に適切な値は $10k \pm 1\%$ 以下です。 R_{UVLO2} の値を選択したら、 R_{UVLO1} は以下のどちらかの式で求めることができます。

$$R_{UVLO1} = \frac{V_{IN}^+ - 1.32V}{\left(\frac{1.32V}{R_{UVLO2}}\right) + 11.6\mu A}$$

or

$$R_{UVLO1} = \frac{V_{IN}^- - 1.29V}{\left(\frac{1.29V}{R_{UVLO2}}\right) + 11.6\mu A}$$

ここで、 V_{IN}^+ と V_{IN}^- はそれぞれ上昇するときまたは下降するときの V_{IN} 電圧です。

たとえば、1個の抵抗の構成設定を使って3.5Vより下の V_{IN} に対してLT3580をディスエーブルするには、次のように選択します。

$$R_{UVLO1} = \frac{3.5V - 1.29V}{\left(\frac{1.29V}{\infty}\right) + 11.6\mu A} = 190.5k$$

2個の抵抗の構成設定を使って4.5Vより上の V_{IN} に対してLT3580をアクティブにするには、 $R_{UVLO2} = 10k$ を選択し、次のようにします。

$$R_{UVLO1} = \frac{4.5V - 1.32V}{\left(\frac{1.32V}{10k}\right) + 11.6\mu A} = 22.1k$$

内部の低電圧ロックアウト

LT3580は、 V_{IN} が最小動作レベル(標準で約2.3V)より下に下がらないか、 V_{IN} 電源電圧をモニタします。 V_{IN} が“L”であることが検出されると、パワー・スイッチが非アクティブにされ、他方、十分な V_{IN} 電圧が持続する間、ソフトスタート・コンデンサは放電します。 V_{IN} が“H”であることが検出されると、パワー・スイッチが再度アクティブにされ、ソフトスタート・コンデンサが充電され始めます。

熱に関する検討事項

LT3580が最大出力で電力を供給するには、パッケージ内部で発生した熱を放散するのに十分な熱経路を与えることが不可欠です。これはデバイス底部の熱パッドの利点を利用して実現されます。プリント回路基板のビアを多数使って、できるだけ面積の大きな銅プレーンにデバイスの熱を逃がすことを推奨します。

サーマル・ロックアウト

ダイの温度が約165°Cに達すると、デバイスはサーマル・ロックアウト状態になり、パワー・スイッチがオフしてソフトスタート・コンデンサが放電します。デバイスはダイの温度が約5°C(公称)低下すると再度イネーブルされます。

熱に関する計算

LT3580の電力消費は4つの主要因から生じます。スイッチの I^2R 損失、NPNのベースのドライブ(AC)、NPNのベースのドライブ(DC)、および追加入力電流です。以下の式を使って電力損失を近似することができます。

アプリケーション情報

これらの式は連続モード動作を仮定していますので、不連続モードまたは軽負荷電流での効率の計算には使用しません。

$$\text{平均スイッチ電流: } I_{IN} = \frac{V_{OUT} \cdot I_{OUT}}{V_{IN} \cdot \eta}$$

$$\text{スイッチのI}^2\text{R損失: } P_{SW} = (DC)(I_{IN})^2(R_{SW})$$

$$\text{ベースのドライブ損失(AC): } P_{BAC} = 13n(I_{IN})(V_{OUT})(f)$$

$$\text{ベースのドライブ損失(DC): } P_{BDC} = \frac{(V_{IN})(I_{IN})(DC)}{50}$$

$$\text{入力の電力損失: } P_{INP} = 7mA(V_{IN})$$

ここで、

$$R_{SW} = \text{スイッチの抵抗 (1.5Aで標準200m}\Omega\text{)}$$

DC = デューティ・サイクル(式については「パワー・スイッチのデューティ・サイクル」のセクションを参照)

$$\eta = \text{電力変換効率 (高電流では標準88\%)}$$

例: 昇圧構成設定、 $V_{IN} = 5V$ 、 $V_{OUT} = 12V$ 、 $I_{OUT} = 0.5A$ 、 $f = 1.25MHz$ 、 $V_D = 0.5V$;

$$I_{IN} = 1.36A$$

$$DC = 61.5\%$$

$$P_{SW} = 228mW$$

$$P_{BAC} = 270mW$$

$$P_{BDC} = 84mW$$

$$P_{INP} = 35mW$$

$$\text{LT3580の合計電力消費 (P}_{TOT}\text{)} = 617mW$$

LT3580の熱抵抗は、内部プレーン、上面プレーン、裏面プレーンの有無によって影響を受けます。ダイの温度を計算するには、適切な熱抵抗値を使い、ワーストケースの周囲温度を計算します。

$$T_J = T_A + \theta_{JA} \cdot P_{TOT}$$

ここで、 T_J = 接合部温度、 T_A = 周囲温度、3mm×3mm DFNパッケージでは $\theta_{JA} = 43^\circ C/W$ 、露出パッド付きMSOPパッケージでは $35^\circ C/W \sim 40^\circ C/W$ です。 P_{TOT} は上で計算されています。

V_{IN} のランプ・レート

スイッチング・コンバータのアプリケーションに最初に給電するとき、 V_{IN} のランプ・レートを制限します。 V_{IN} のランプ・レートが高いと、コンバータの受動部品に過度の突入電流を生じることがあります。このため電流や電圧のオーバーストレスが生じ、受動部品やデバイスに損傷を与えることがあります。500mV/ μs 以下のランプ・レートでは、部品のパラメータに依存して、一般にはこれらの問題が防止されます。また、活線挿入を避けるように注意します。活線挿入は、アクティブな電源電圧がコンバータの入力に「瞬時に」接続されるか、またはスイッチが入られるとき生じます。活線挿入は非常に高速の入力ランプ・レートを生じますので、推奨できません。詳細については、リニアテクノロジー社の「アプリケーションノートAN88」を参照してください。これは、誘導性のソース・インピーダンスが、セラミック・コンデンサでバイパスされた入力ピンに活線挿入されたとき生じる可能性がある電圧オーバーストレスについて取り上げています。

レイアウトのヒント

どんな高周波スイッチャの場合でもそうですが、レイアウトを検討するとき、電気、熱およびノイズに関する最適性能を達成するには注意を払う必要があります。レイアウトに注意を払わないと記載されているとおりの性能を得られません。最大効率を得るため、スイッチの立上り時間と立下り時間は通常5ns～10nsの範囲です。放射ノイズと導通ノイズの両方を防止するため、図8に示されている高速スイッチング電流経路はできるだけ短くします。これは図9の昇圧構成の推奨レイアウトで実現されています。この経路を短くすると、寄生トレース・インダクタンスも減少します。スイッチがオフするとき、この寄生インダクタンスにより、LT3580のスイッチの両端にフライバック・スパイクが発生します。動作時の電流と出力電圧が大きいとき、レイアウトが良くないと、このスパイクはLT3580の絶対最大定格を超える電圧を発生させるおそれがあります。プレーン間のカップリングおよび全体のノイズを防ぐため、スイッチャ回路の下にもグランド・プレーンを使います。

VCとFBに関連する部品はスイッチ・ノードからできるだけ離して配置します。これらの部品のグランドはスイッチ電流の経路から離します。そうしないと、不安定になり、低調波発振が起きることがあります。

アプリケーション情報

ボードのレイアウトは熱抵抗にも大きく影響します。露出したパッケージ・グランド・パッドは銅プレートでLT3580のダイの下に置かれています。これはパッケージから出る熱の優れた放熱経路です。パッドを基板に半田付けするとダイの温度が下がり、LT3580の電力能力が増します。このパッドの周囲にはできるだけ多くの銅領域を配置します。パッドの周囲にグランド・プレーンへのフィードスルーを多数設けることも有効です。昇圧構成とSEPIC構成の推奨部品配置をそれぞれ図9と図10に示します。

反転トポロジーのレイアウトのヒント

デュアル・インダクタ反転トポロジーの推奨部品配置を図11に示します。入力バイパス・コンデンサ(C1)は、図示されているように、LT3580の近くに配置します。最良の負荷レギュレーションを得るには、負荷を出力コンデンサ(C2)に直接接続します。

ローカル・グランドはC3のグランド端子のところでシステムのグランド・プレーンに接続することができます。

D1のカソードのところで切れ目を入れたグランド銅は低ノイズを実現するのに不可欠です。この重要なレイアウトの問題が生じるのは、Q1とD1を流れる電流がこま切れになるためです。これらが結合される前に両方とも直接グランド・プレーンに接続されると、スイッチング・ノイズがグランド・プレーンに入り込みます。このノイズが一旦グランド・プレーンに現れると、それを除去するのはほとんど不可能です。解決策は、図2、図12および図13に示されているように、結合された電流がグランド・プレーンに放出される前に、D1のカソードをLT3580のグランド・ピンに接続することです。このシングル・レイアウト手法により、ほとんどの場合スイッチング・レギュレータの出力に現れる高周波数「スパイク」ノイズを実質的に除去することができます。

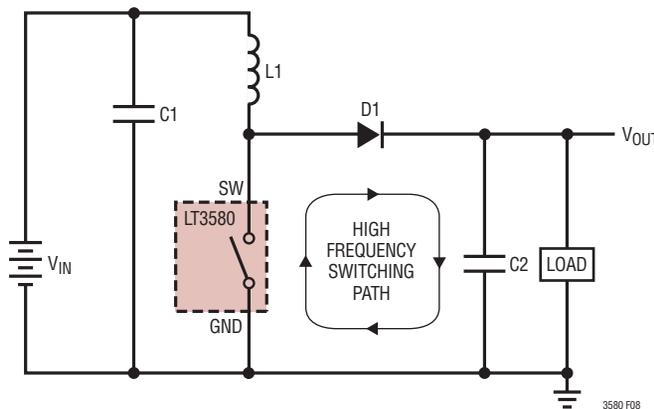


図8. 昇圧トポロジーの高速「こま切れ」スイッチング経路

アプリケーション情報

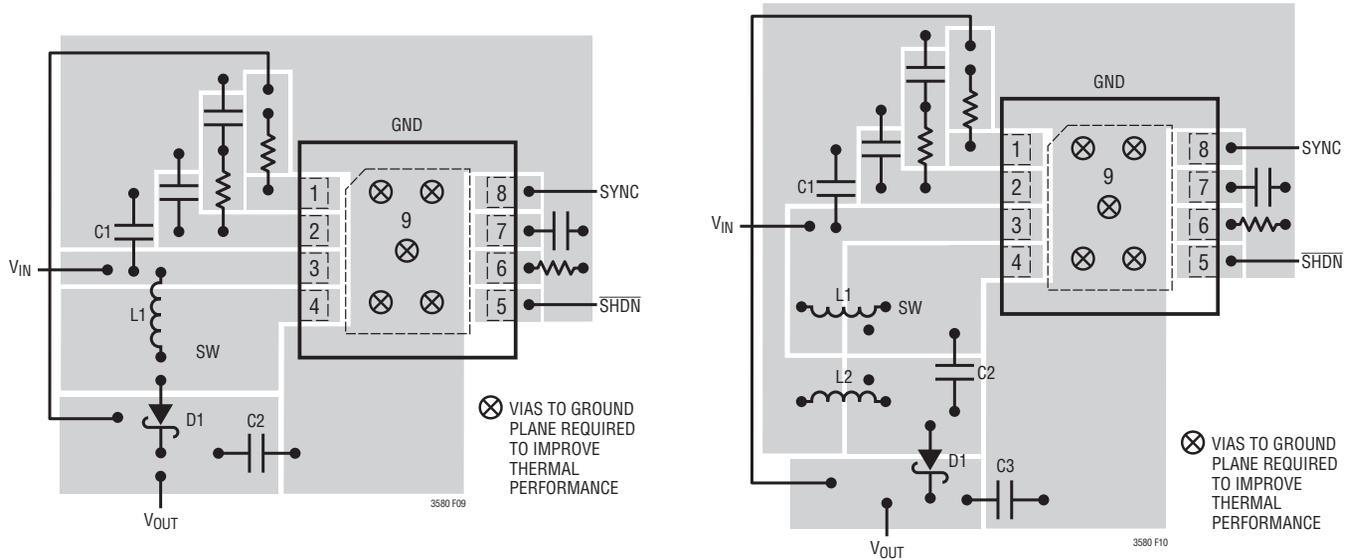


図9. 昇圧トポロジーの推奨部品配置(DFNとMSOPの両方のパッケージ。実寸ではない)。ピン9(露出パッド)は、適切な熱性能を得るため、ローカル・グランド・プレーンに直接半田付けする必要がある。多数のビアを追加のグランド・プレーンに通すと熱性能が改善される

図10. SEPICトポロジーの推奨部品配置(DFNとMSOPの両方のパッケージ。実寸ではない)。ピン9(露出パッド)は、適切な熱性能を得るため、ローカル・グランド・プレーンに直接半田付けする必要がある。多数のビアを追加のグランド・プレーンに通すと熱性能が改善される

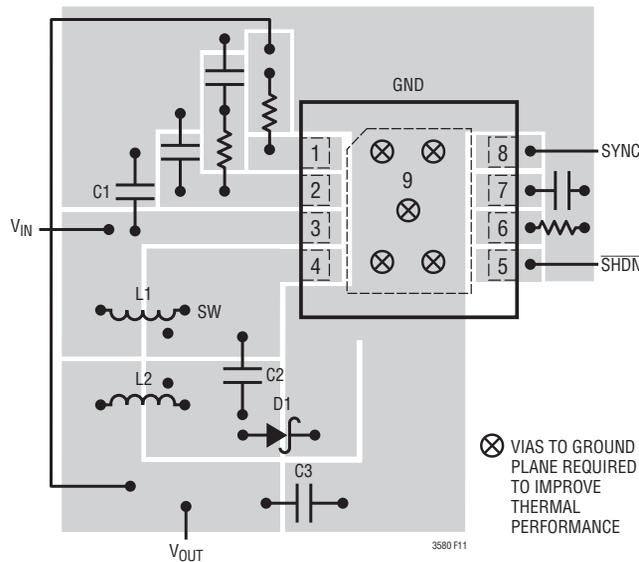


図11. 反転トポロジーの推奨部品配置(DFNとMSOPの両方のパッケージ。実寸ではない)。ダイオードのカソードのこのグランド銅の切れ込みに注意。ピン9(露出パッド)は、適切な熱性能を得るため、ローカル・グランド・プレーンに直接半田付けする必要がある。多数のビアを追加のグランド・プレーンに通すと熱性能が改善される

アプリケーション情報

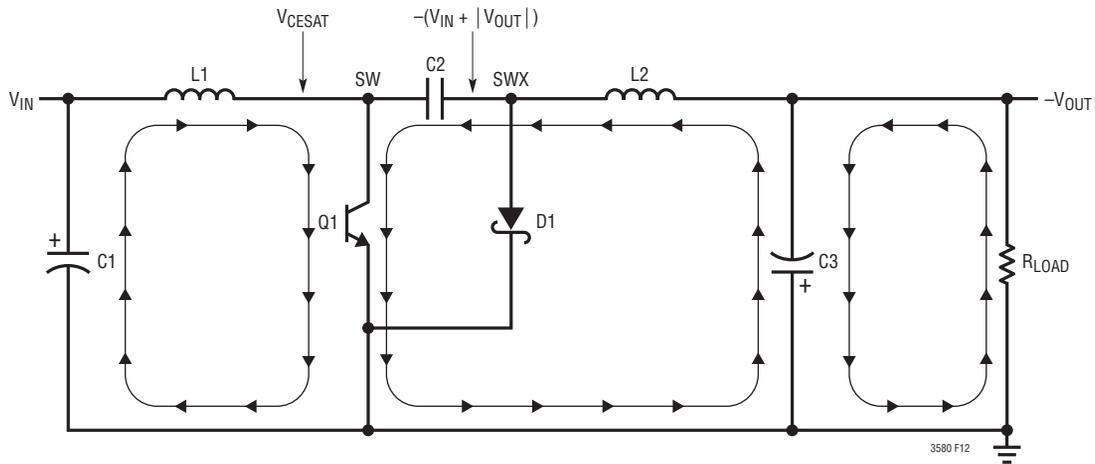


図12. 反転コンバータのスイッチ・オン・フェーズ。L1とL2の di/dt は正

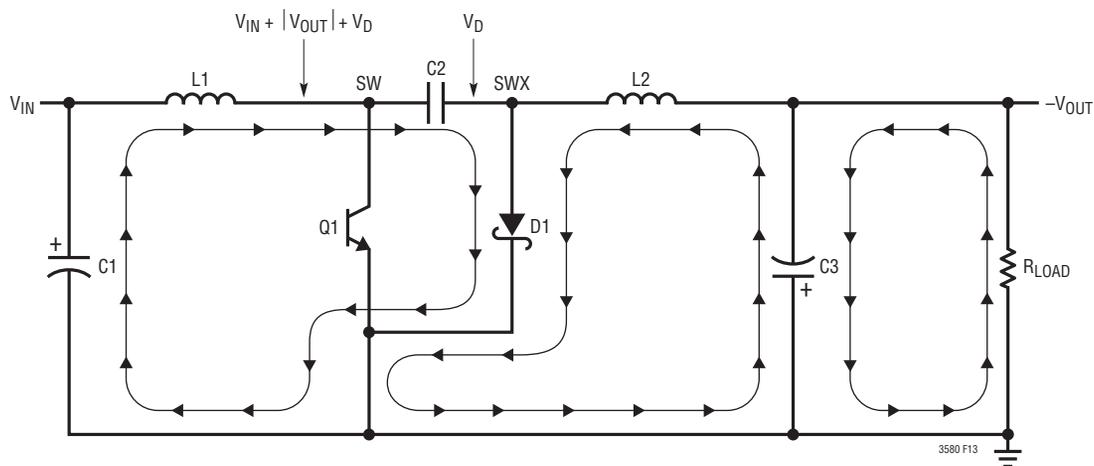


図13. 反転コンバータのスイッチ・オフ・フェーズ。L1とL2の電流の di/dt は負

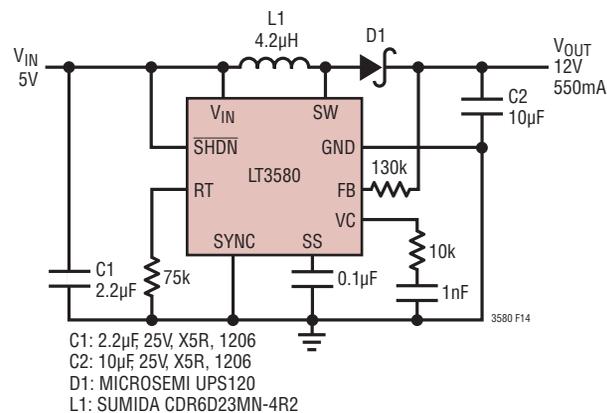
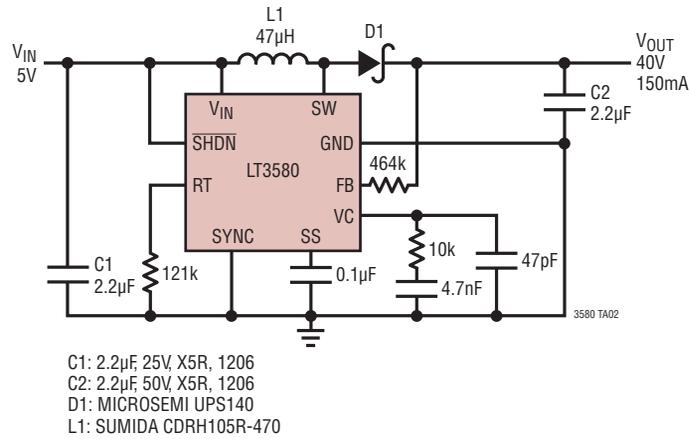


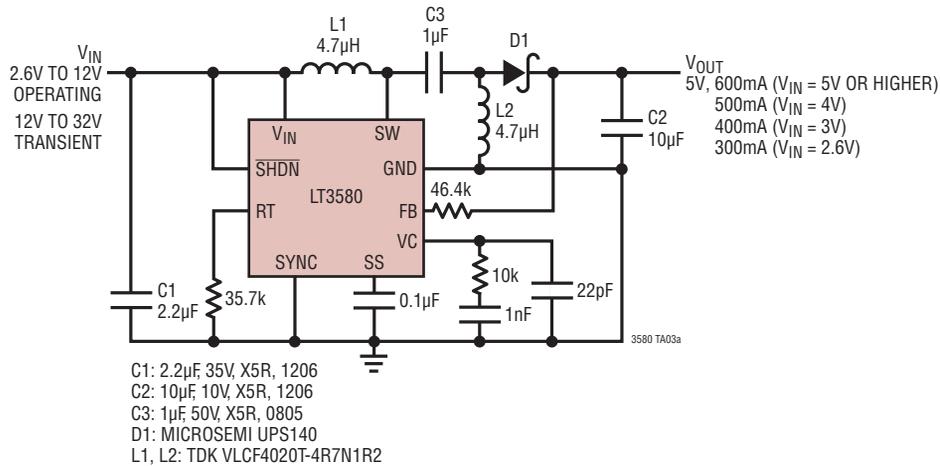
図14. 1.2MHz、5Vから12Vへの昇圧コンバータ

標準的応用例

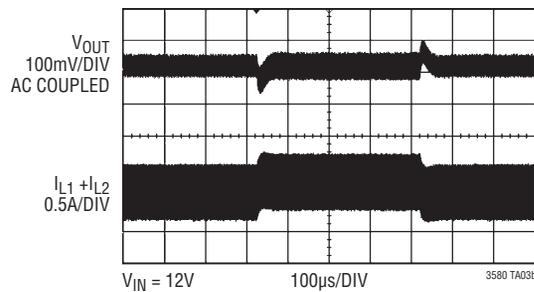
750kHz、5Vから40V、150mAの昇圧コンバータ



2.5MHzでスイッチングする入力範囲の広い5V出力のSEPICコンバータ



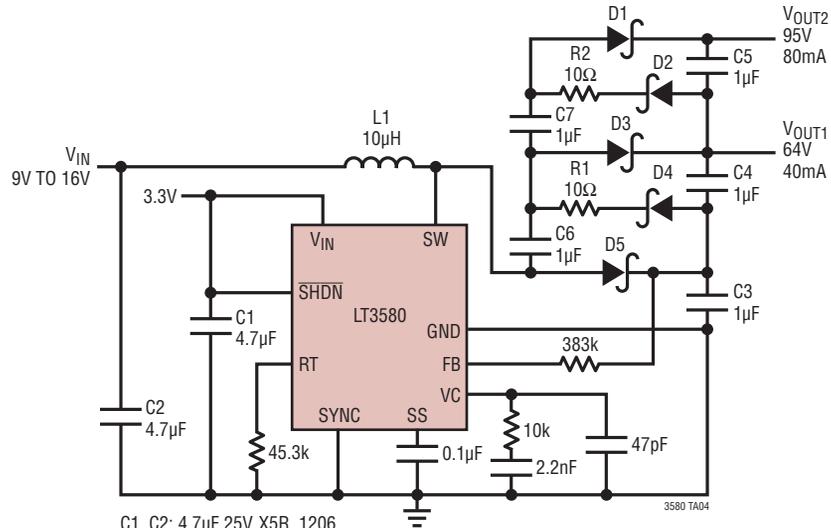
400mAから500mAへの出力負荷ステップに対する過渡応答



標準的応用例

AMバンドを避けるため2MHzでスイッチングするVFD(真空蛍光ディスプレイ)用電源

危険 高電圧! 高電圧技術者のみ操作可



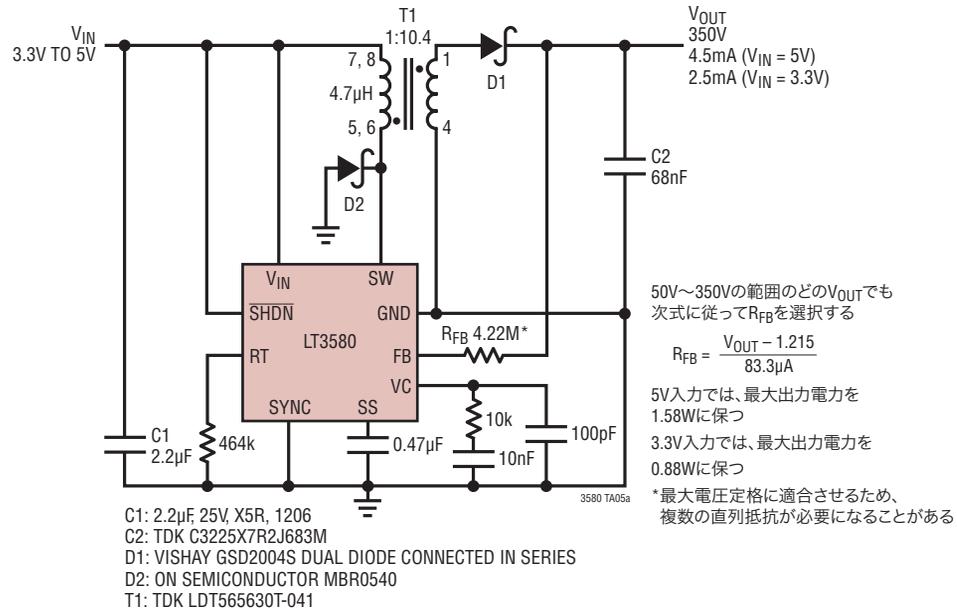
- C1, C2: 4.7µF, 25V, X5R, 1206
 C3-C7: 1µF, 50V, X5R, 0805
 D1-D4: ON SEMICONDUCTOR MBR0540
 D5: MICROSEMI UPS140
 L1: SUMIDA CDR6D28MNNP-100
 R1, R2: 0.5W

3580 TA04

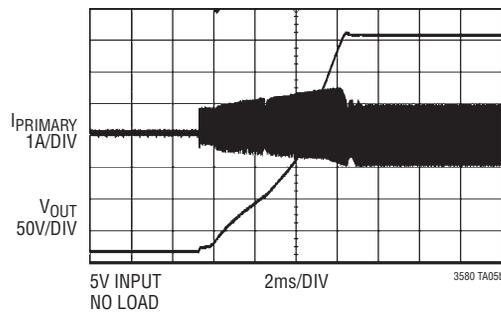
標準的応用例

小型5.8mm×5.8mm×3mmトランスを使い200kHzでスイッチングする高電圧正電源

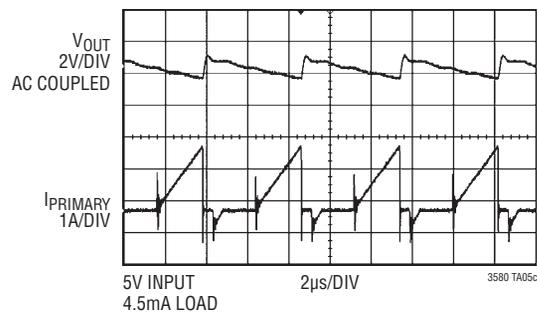
危険 高電圧! 高電圧技術者のみ操作可



起動時の波形



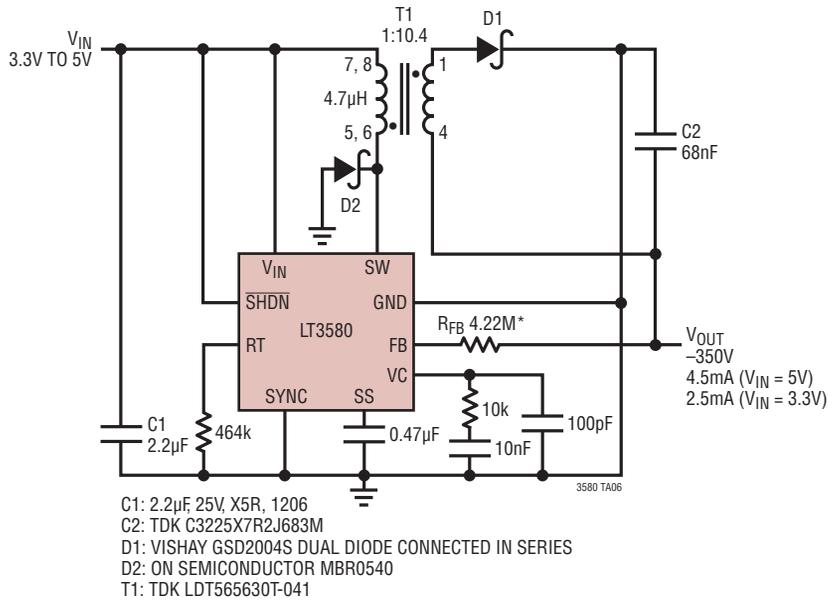
スイッチング波形



標準的応用例

小型5.8mm×5.8mm×3mmトランスを使い200kHzでスイッチングする高電圧負電源

危険 高電圧! 高電圧技術者のみ操作可



-50V~-350Vの範囲のどのV_{OUT}でも
次式に従ってR_{FB}を選択する

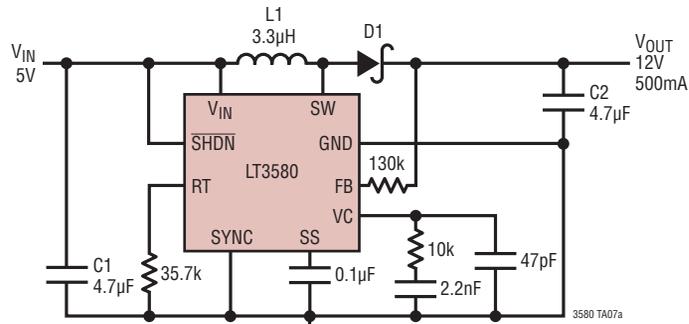
$$R_{FB} = \frac{V_{OUT}}{83.3\mu A}$$

5V入力では、最大出力電力を1.58Wに保つ
3.3V入力では、最大出力電力を0.88Wに保つ

*最大電圧定格に適合させるため、
複数の直列抵抗が必要になることがある

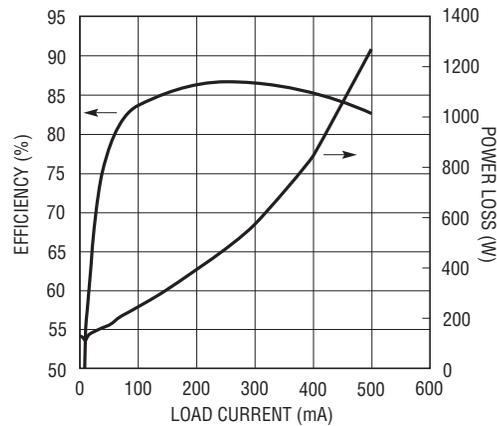
標準的応用例

小型4mm×4mm×1.7mmインダクタを使い2.5MHzでスイッチングする5Vから12Vへの昇圧コンバータ



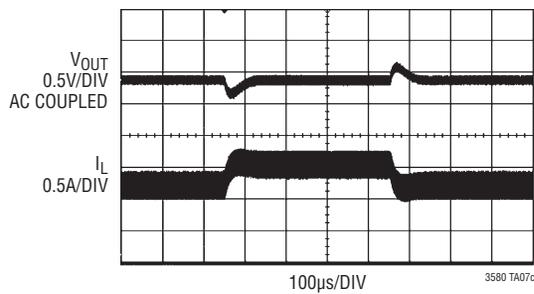
C1, C2: 4.7µF, 25V, X5R, 1206
 D1: MICROSEMI UPS120
 L1: COILCRAFT LPS4018-332ML

効率および電力損失と負荷電流



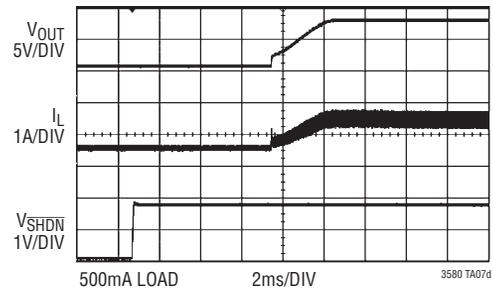
3580 TA07b

400mAから500mA、さらに400mAへの出力負荷ステップに対する過渡応答



3580 TA07c

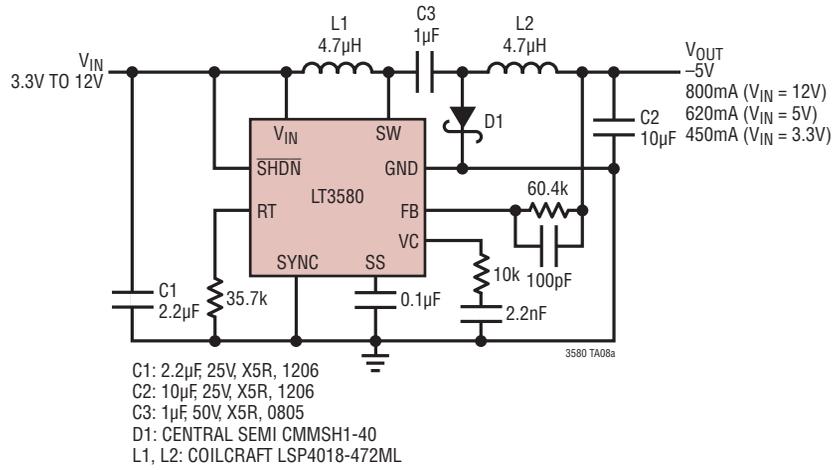
起動時の波形



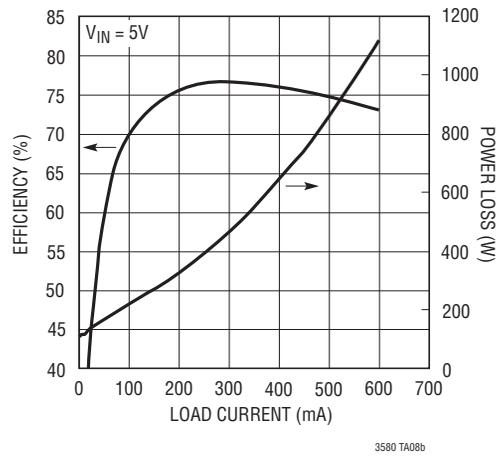
3580 TA07d

標準的応用例

2.5MHzでスイッチングし、3.3V~12Vの入力を受け入れる-5V出力の反転コンバータ

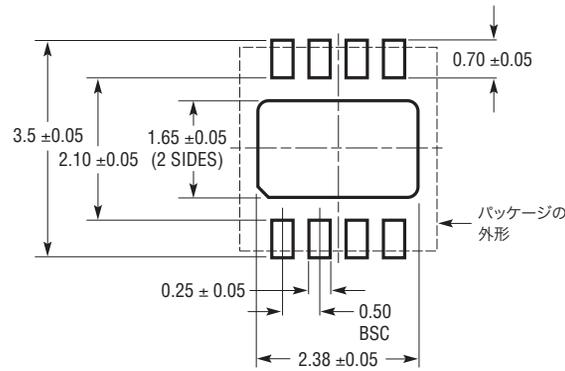


効率および電力損失と負荷電流

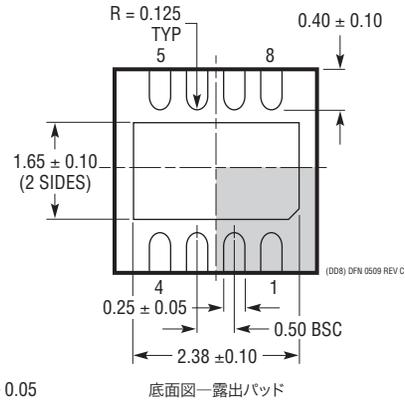
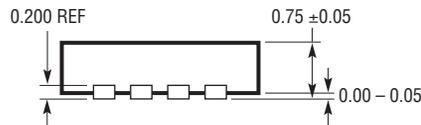
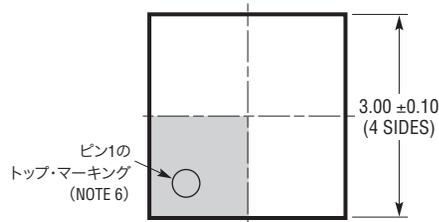


パッケージ

DDパッケージ
 8ピン・プラスチックDFN (3mm×3mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1698 Rev C)



推奨する半田パッドのピッチと寸法
 半田付けされない領域には半田マスクを使用する

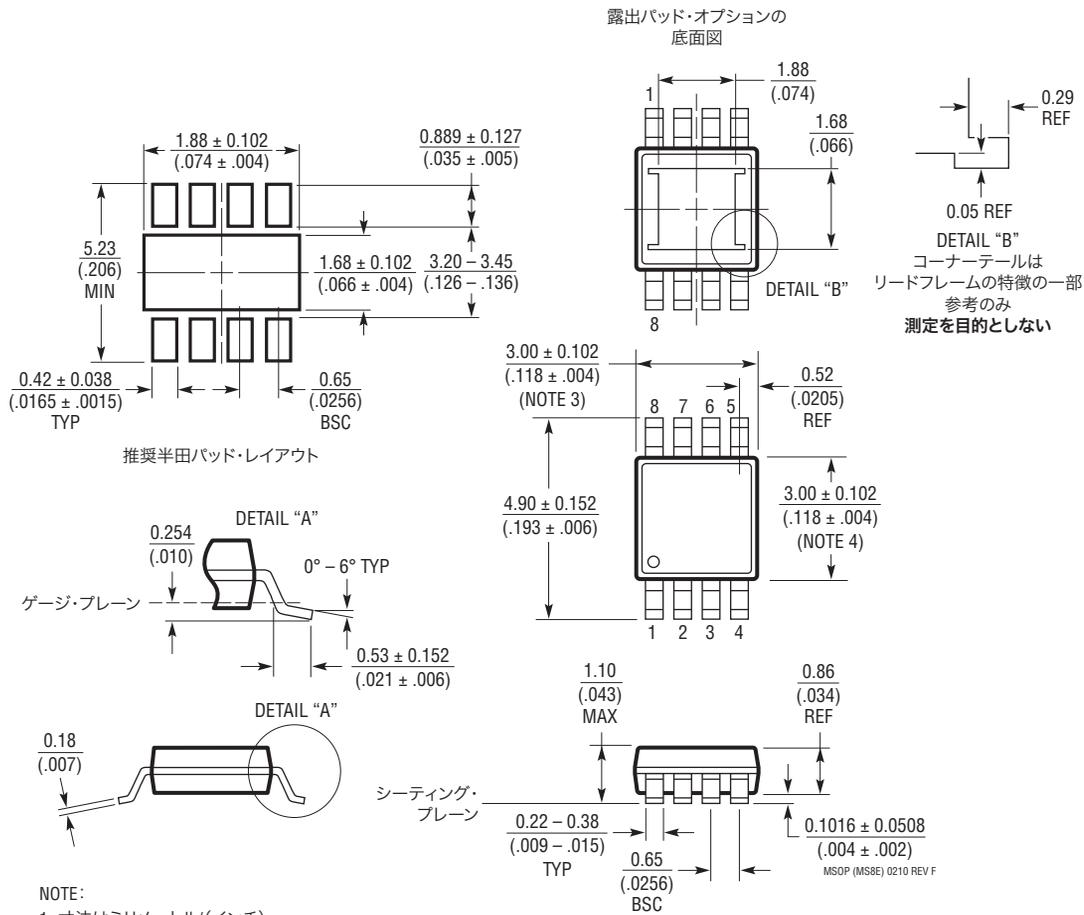


NOTE:

1. 図はJEDECのパッケージ外形M0-229のバリエーション(WEED-1)になる予定
2. 図は実寸とは異なる
3. すべての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで0.15mmを超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン1の位置の参考に過ぎない

パッケージ

MS8Eパッケージ 8ピン・プラスチックMSOP、露出ダイパッド (Reference LTC DWG # 05-08-1662 Rev F)



NOTE:

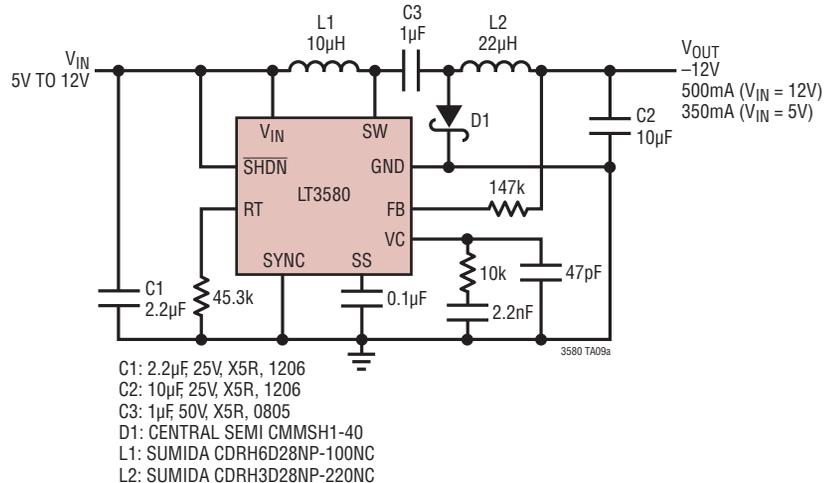
1. 寸法はミリメートル/(インチ)
2. 図は実寸とは異なる
3. 寸法にはモールドのバリ、突出部、またはゲートのバリを含まない。
モールドのバリ、突出部、またはゲートのバリは、各サイドで0.152mm(0.006")を超えないこと
4. 寸法には、リード間のバリまたは突出部を含まない。
リード間のバリまたは突出部は、各サイドで0.152mm(0.006")を超えないこと
5. リードの平坦度(成形後のリードの底面)は最大0.102mm(.004")であること
6. 露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない
露出パッドのモールドのバリは、各サイドで0.254mm(0.010")を超えないこと

改訂履歴 (改訂履歴はRev Fから開始)

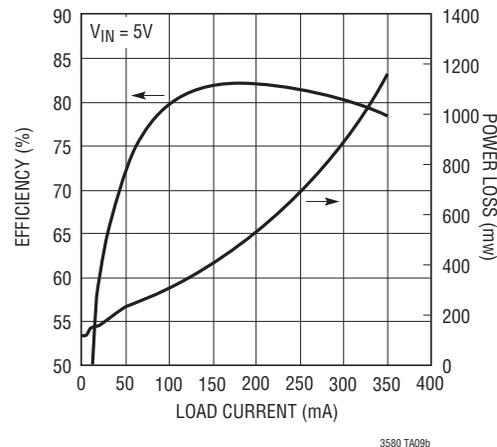
REV	日付	概要	ページ番号
F	06/10	「ピン配置」セクションにGNDを追加	2
		「電気的特性」セクションのNote 2を改訂	3
		「標準的性能特性」セクションのグラフG08を改訂	4
		「アプリケーション情報」セクションを改訂	10~11
		「アプリケーション情報」セクションの表3を改訂	12
		「アプリケーション情報」セクションの図13を改訂	18
		「標準的応用例」セクションの図TA01aを更新	24
		「関連製品」の表を更新	28
G	09/10	「絶対最大定格」「発注情報」「電気的特性」「ピン機能」のセクションにHグレードとMPグレードを追加	2、3、5
		「アプリケーション情報」セクションの「一般的ガイドライン」の最後に文章を追加、 「低調波発振の防止」の等式を改訂	8、9

標準的応用例

5V~12Vの入力からから-12Vを発生する2MHz反転コンバータ



効率および電力損失と負荷電流



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1310	2A (I _{SW}), 40V、1.2MHz高効率昇圧DC/DCコンバータ	V _{IN} : 2.3V~16V、V _{OUT(MAX)} = 40V、I _Q = 3mA、I _{SD} < 1µA、ThinSOT™パッケージ
LT1613	550mA (I _{SW})、1.4MHz、高効率昇圧DC/DCコンバータ	V _{IN} : 0.9V~10V、V _{OUT(MAX)} = 34V、I _Q = 3mA、I _{SD} < 1µA、ThinSOTパッケージ
LT1618	1.5A (I _{SW})、1.25MHz、高効率昇圧DC/DCコンバータ	V _{IN} : 1.6V~18V、V _{OUT(MAX)} = 35V、I _Q = 1.8mA、I _{SD} < 1µA、MS10パッケージ
LT1930/LT1930A	1A (I _{SW})、1.2MHz/2.2MHz、高効率昇圧DC/DCコンバータ	V _{IN} : 2.6V~16V、V _{OUT(MAX)} = 34V、I _Q = 4.2mA/5.5mA、I _{SD} < 1µA、ThinSOTパッケージ
LT1931/LT1931A	1A (I _{SW})、1.2MHz/2.2MHz、高効率反転DC/DCコンバータ	V _{IN} : 2.6V~16V、V _{OUT(MAX)} = 34V、I _Q = 4.2mA/5.5mA、I _{SD} < 1µA、ThinSOTパッケージ
LT1935	2A (I _{SW})、40V、1.2MHz高効率昇圧DC/DCコンバータ	V _{IN} : 2.3V~16V、V _{OUT(MAX)} = 40V、I _Q = 3mA、I _{SD} < 1µA、ThinSOTパッケージ
LT1944/ LT1944-1 (Dual)	デュアル出力350mA (I _{SW})、固定オフ時間、高効率昇圧DC/DCコンバータ	V _{IN} : 1.2V~15V、V _{OUT(MAX)} = 34V、I _Q = 20µA、I _{SD} < 1µA、MS10パッケージ
LT1945 (Dual)	デュアル出力、正/負、350mA (I _{SW})、固定オフ時間、高効率昇圧DC/DCコンバータ	V _{IN} : 1.2V~15V、V _{OUT(MAX)} = ±34V、I _Q = 20µA、I _{SD} < 1µA、MS10パッケージ
LT1946/LT1946A	1.5A (I _{SW})、1.2MHz/2.7MHz、高効率昇圧DC/DCコンバータ	V _{IN} : 2.6V~16V、V _{OUT(MAX)} = 34V、I _Q = 3.2mA、I _{SD} < 1µA、MS8Eパッケージ
LT1961	1.5A (I _{SW})、1.25MHz、高効率昇圧DC/DCコンバータ	V _{IN} : 3V~25V、V _{OUT(MAX)} = 35V、I _Q = 0.9mA、I _{SD} < 6µA、MS8Eパッケージ
LT3436	3A (I _{SW})、800kHz、34V昇圧DC/DCコンバータ	V _{IN} : 3V~25V、V _{OUT(MAX)} = 34V、I _Q = 0.9mA、I _{SD} < 6µA、TSSOP16Eパッケージ
LT3467	1.1A (I _{SW})、1.3MHz、高効率昇圧DC/DCコンバータ	V _{IN} : 2.6V~16V、V _{OUT(MAX)} = 40V、I _Q = 1.2mA、I _{SD} < 1µA、ThinSOT/2mm×3mm DFNパッケージ
LT3477	42V、3A、3.5MHz昇圧、昇降圧、降圧LEDドライバ	V _{IN} : 2.5V~25V、V _{OUT(MAX)} = 40V、アナログ/PWM、I _{SD} < 1µA、QFN/TSSOP20Eパッケージ
LT3479	3A、多機能DC/DCコンバータ、ソフトスタートと突入電流保護機能付き	V _{IN} : 2.5V~24V、V _{OUT(MAX)} = 40V、アナログ/PWM、I _{SD} < 1µA、DFN/TSSOPパッケージ