

# 1A/65V スイッチ、ソフトスタート、 および同期機能を内蔵した 昇圧/SEPIC/反転 DC/DC コンバータ

## 特長

- 1A/65V のパワー・スイッチ
- 調整可能なスイッチング周波数
- 1本の帰還抵抗で出力電圧を設定
- 外部クロックに同期可能
- 緩やかに変化する入力信号に対応できる高利得の  $\overline{\text{SHDN}}$  ピン
- 広い入力電圧範囲: 2.55V ~ 40V
- 低  $V_{\text{CESAT}}$  スイッチ: 400mV/0.75A (標準)
- ソフトスタート機能内蔵
- 昇圧、SEPIC、または反転コンバータとして容易に構成可能
- ユーザが設定可能な低電圧ロックアウト (UVLO)
- LT3580 とピン互換
- 熱特性が改善された小型 8 ピン 3mm×3mm DFN パッケージおよび 8 ピン MSOP パッケージ

## アプリケーション

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

## 概要

LT<sup>®</sup>8580 は、1A/65V のスイッチを内蔵した PWM DC/DC コンバータです。LT8580 は、昇圧コンバータ、SEPIC コンバータ、または反転コンバータとして構成できます。

LT8580 は調整可能な発振器を内蔵しており、RT ピンとグラウンドの間に接続した 1 本の抵抗によって周波数を設定します。さらに、LT8580 は外部クロックに同期できます。このデバイスのスイッチング周波数は、自走式と同期式のいずれも可能であり、200kHz ~ 1.5MHz の範囲に設定できます。

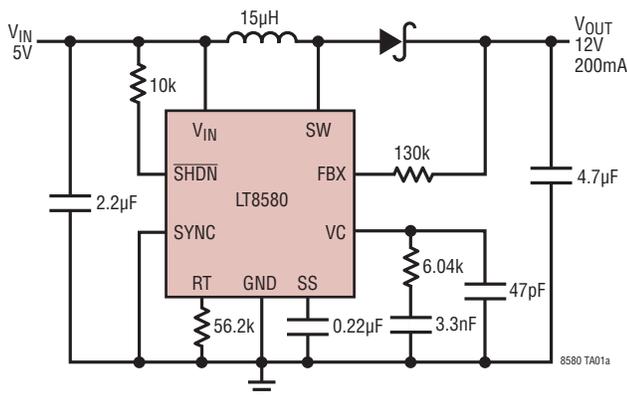
また、LT8580 は、緩やかに変化する入力信号に対応できる革新的な  $\overline{\text{SHDN}}$  ピン回路と調整可能な低電圧ロックアウト機能を備えています。

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の機能も内蔵しています。LT8580 は、熱特性が改善された 3mm×3mm の小型 8 ピン DFN パッケージおよび 8 ピン MSOP パッケージで供給されます。

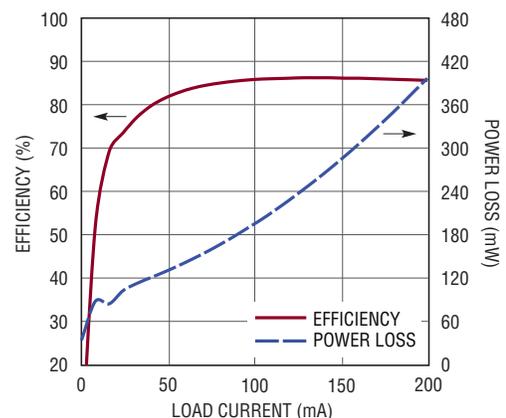
LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology および Linear のロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。ThinSOT はリニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。7579816 を含む米国特許によって保護されています。

## 標準的応用例

1.5MHz、5V 入力から 12V 出力の昇圧コンバータ



効率および電力損失



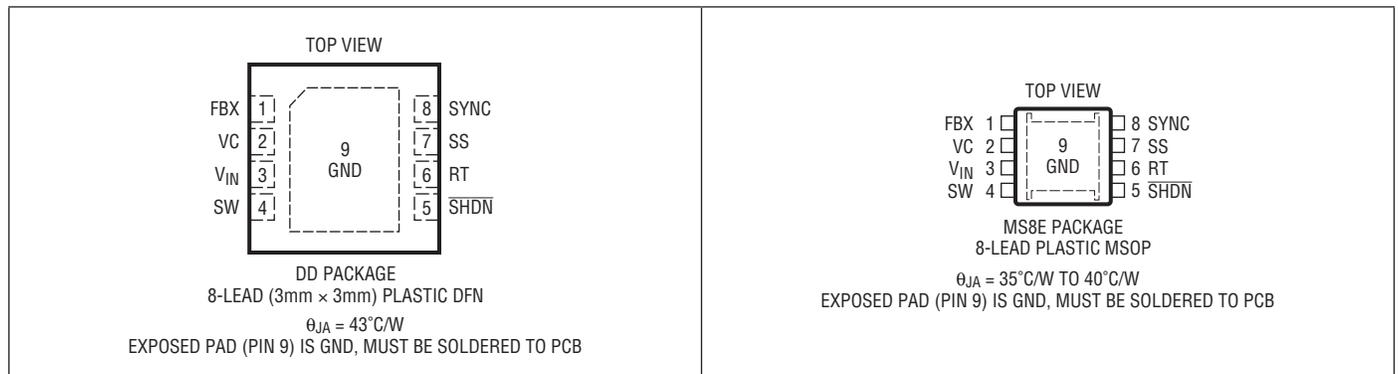
8580 TAO1b

# LT8580

## 絶対最大定格 (Note 1)

$V_{IN}$ の電圧 .....	-0.3V ~ 40V	$\overline{SHDN}$ の電圧 .....	-0.3V ~ 40V
SW の電圧 .....	-0.4V ~ 65V	SYNC の電圧 .....	-0.3V ~ 5.5V
RT の電圧 .....	-0.3V ~ 5V	動作接合部温度範囲	
SS の電圧 .....	-0.3V ~ 2.5V	LT8580E (Note 2, 5) .....	-40°C ~ 125°C
FBX の電圧 .....	5V	LT8580I (Note 2, 5) .....	-40°C ~ 125°C
FBX の電流 .....	-1mA	LT8580H (Note 2, 5) .....	-40°C ~ 150°C
VC の電圧 .....	-0.3V ~ 2V	保存温度範囲 .....	-65°C ~ 150°C

## ピン配置



## 発注情報

無鉛仕上げ	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
LT8580EDD#PBF	LT8580EDD#TRPBF	LGKH	8-Lead (3mm x 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LT8580IDD#PBF	LT8580IDD#TRPBF	LGKH	8-Lead (3mm x 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LT8580HDD#PBF	LT8580HDD#TRPBF	LGKH	8-Lead (3mm x 3mm) Plastic DFN	-40°C to 150°C
LT8580EMS8E#PBF	LT8580EMS8E#TRPBF	LTGKJ	8-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LT8580IMS8E#PBF	LT8580IMS8E#TRPBF	LTGKJ	8-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LT8580HMS8E#PBF	LT8580HMS8E#TRPBF	LTGKJ	8-Lead Plastic MSOP	-40°C to 150°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。非標準の鉛仕上げ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。

無鉛仕上げ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

● は全動作温度範囲で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	LT8580E, LT8580I LT8580H	●	2.55		40	V
		●	2.9		40	V
Positive Feedback Voltage		●	1.185	1.204	1.220	V
Negative Feedback Voltage		●	-3	3	12	mV
Positive FBX Pin Bias Current	$V_{FBX}$ = Positive Feedback Voltage, Current Into Pin	●	81	83.3	85	$\mu\text{A}$
Negative FBX Pin Bias Current	$V_{FBX}$ = Negative Feedback Voltage, Current Out of Pin	●	81	83.3	86	$\mu\text{A}$
Error Amplifier Transconductance				200		$\mu\text{mhos}$
Error Amplifier Voltage Gain				60		V/V
Quiescent Current	$V_{SHDN} = 2.5\text{V}$ , Not Switching			1.2	1.7	mA
Quiescent Current in Shutdown	$V_{SHDN} = 0\text{V}$			0	1	$\mu\text{A}$
Reference Line Regulation	$2.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 40\text{V}$			0.01	0.05	%/V
Switching Frequency, $f_{osc}$	$R_T = 56.2\text{k}$ $R_T = 422\text{k}$	●	1.23	1.5	1.77	MHz
		●	165	200	235	kHz
Switching Frequency in Foldback	Compared to Normal $f_{osc}$			1/6		Ratio
Switching Frequency Set Range	SYNCing or Free Running	●	200		1500	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 $2\text{V}$		35		65	%
Recommended Minimum SYNC Ratio $f_{sync}/f_{osc}$				3/4		
Minimum Off-Time				100		ns
Minimum On-Time				350		ns
Switch Current Limit	Minimum Duty Cycle (Note 3) Maximum Duty Cycle (Notes 3, 4), $f_{osc} = 1.5\text{MHz}$ Maximum Duty Cycle (Notes 3, 4), $f_{osc} = 200\text{kHz}$	●	1.2	1.5	1.8	A
		●	0.6	1	1.5	A
		●	0.4	0.8	1.4	A
Switch $V_{CESAT}$	$I_{SW} = 0.75\text{A}$			400		mV
Switch Leakage Current	$V_{SW} = 5\text{V}$			0.01	1	$\mu\text{A}$
Soft-Start Charging Current	$V_{SS} = 0.5\text{V}$	●	4	6	8	$\mu\text{A}$
$\overline{\text{SHDN}}$ Minimum Input Voltage High	Active Mode, $\overline{\text{SHDN}}$ Rising Active Mode, $\overline{\text{SHDN}}$ Falling	●	1.23	1.31	1.4	V
		●	1.21	1.27	1.33	V
$\overline{\text{SHDN}}$ Input Voltage Low	Shutdown Mode	●			0.3	V
$\overline{\text{SHDN}}$ Pin Bias Current	$V_{SHDN} = 3\text{V}$ $V_{SHDN} = 1.3\text{V}$ $V_{SHDN} = 0\text{V}$			44	56	$\mu\text{A}$
			9	12	15	$\mu\text{A}$
				0	0.1	$\mu\text{A}$
$\overline{\text{SHDN}}$ Hysteresis				40		mV

**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恐れがある。

**Note 2:** LT8580E 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。LT8580I は  $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$  の全動作接合部温度範囲で保証されている。LT8580H 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。 $125^\circ\text{C}$  を超える接合部温度では動作寿命が短くなる。

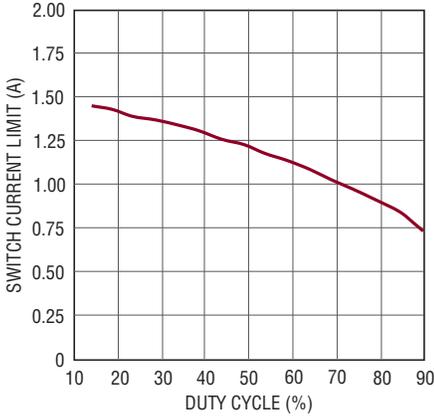
**Note 3:** 設計か、静的テストとの相関によって保証されている電流制限値。

**Note 4:** 記載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熱保護機能が備わっている。過熱保護機能がアクティブなとき接合部温度は  $150^\circ\text{C}$  を超える。規定された最大動作接合部温度を超えた状態で動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なう恐れがある。

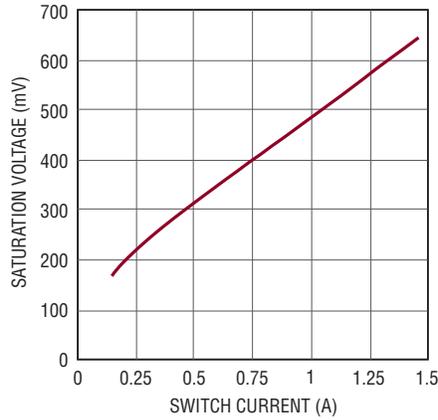
## 標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

スイッチ電流制限と  
デューティ・サイクル



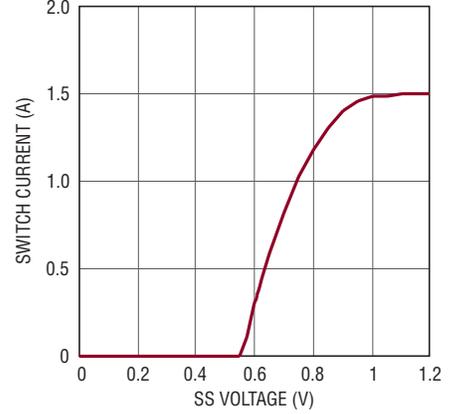
8580 G01

スイッチ飽和電圧



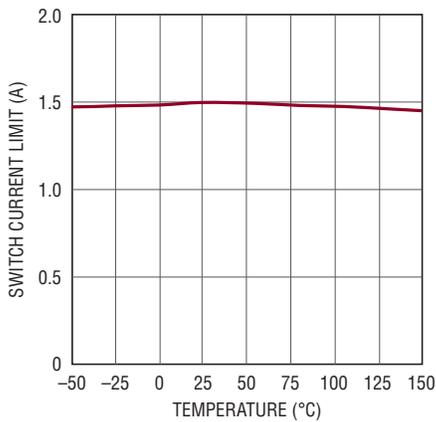
8580 G02

コマンドによるスイッチ電流と SS



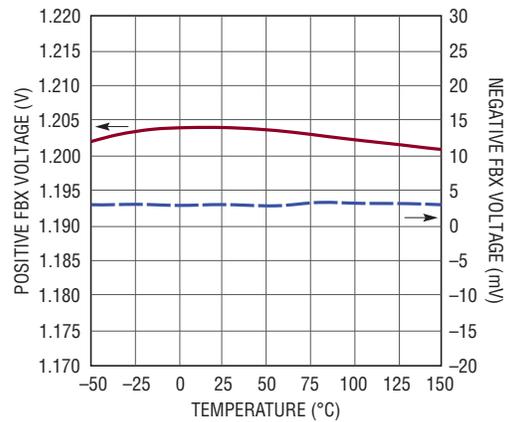
8580 G03

スイッチの電流制限と温度



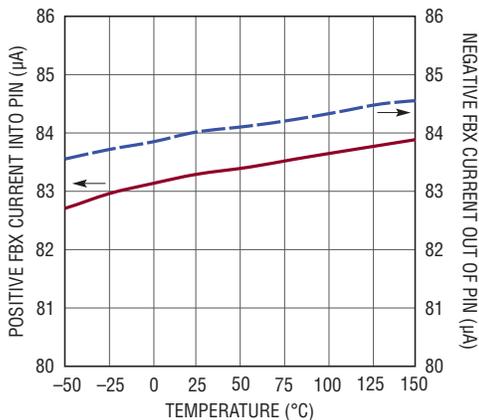
8580 G04

正と負の  
出力電圧レギュレーション



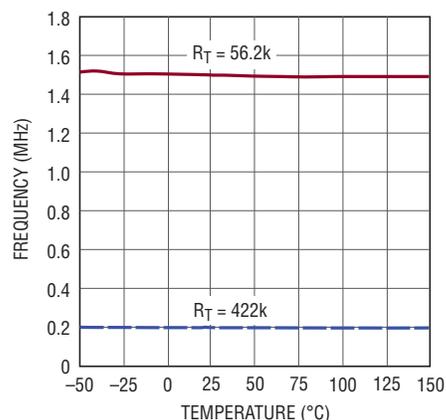
8580 G05

出力電圧レギュレーションにおける  
正と負のFBX電流



8580 G06

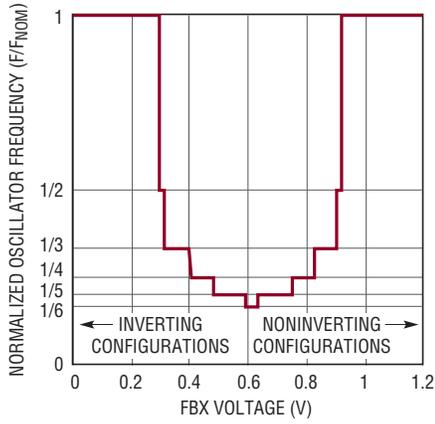
発振器周波数



8580 G07

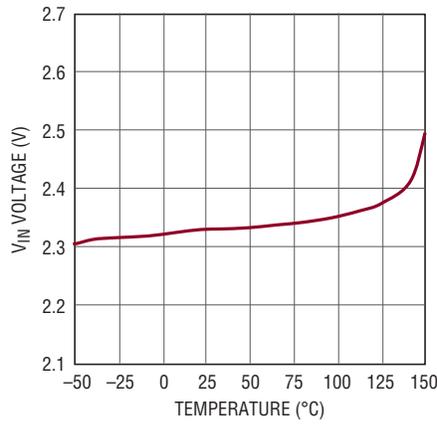
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

ソフトスタート時の発振器周波数



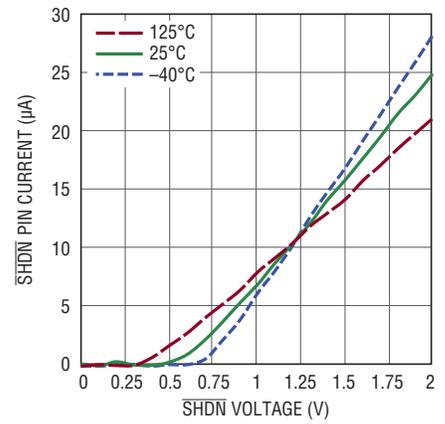
8580 G08

内部 UVLO



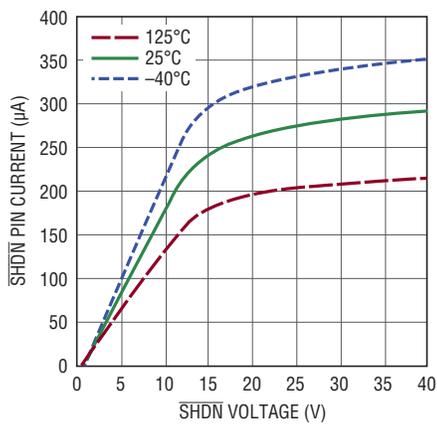
8580 G09

SHDN ピンの電流



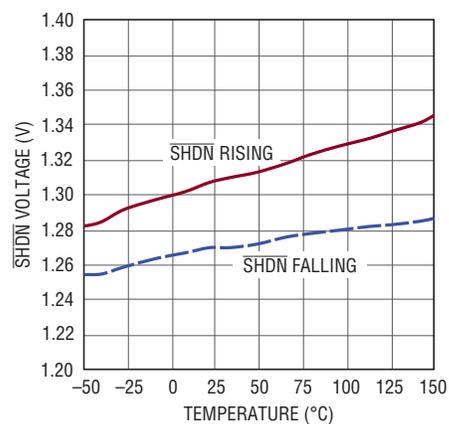
8580 G10

SHDN ピンの電流



8580 G11

アクティブ/ロックアウトしきい値



8580 G12

## ピン機能

**FBX (ピン1)** : 正と負の帰還ピン。非反転または反転コンバータでは、以下の式に従って抵抗をFBXピンからV<sub>OUT</sub>へ接続します。

$$R_{FBX} = \frac{(V_{OUT} - 1.204V)}{83.3\mu A}; \text{ Noninverting Converter}$$

$$R_{FBX} = \frac{(|V_{OUT}| + 3mV)}{83.3\mu A}; \text{ Inverting Converter}$$

**VC (ピン2)** : エラーアンプの出力ピン。このピンには外付けの補償回路網を接続します。

**V<sub>IN</sub> (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、内部の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を最小限に抑えます。

**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・シーケンスを再開します。デバイスをディスエーブルするには、1.21V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・シーケンスを再開するには1.40V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。

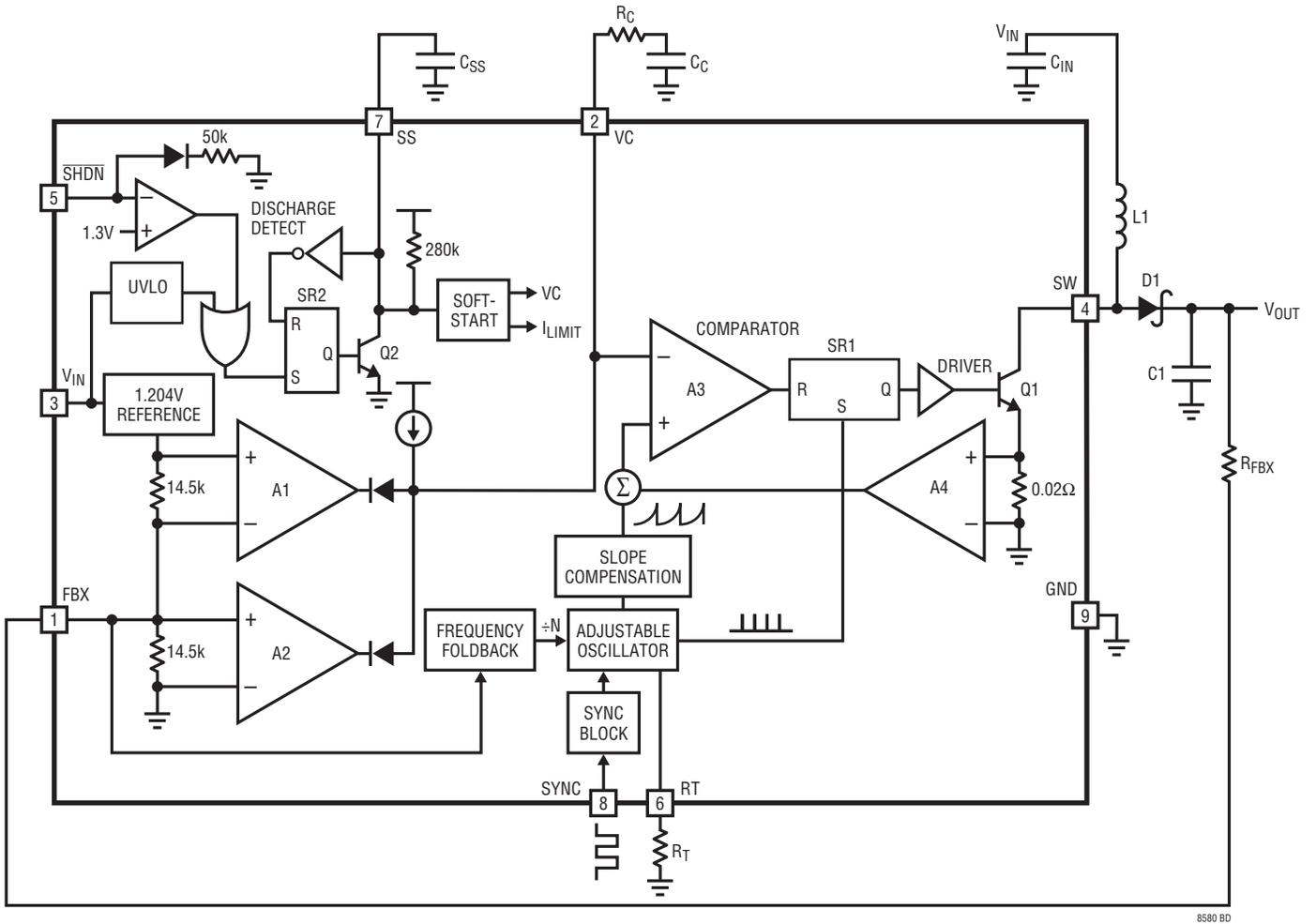
**RT (ピン6)** : タイミング抵抗ピン。スイッチング周波数を調整します。このピンからグラウンドに抵抗を接続して、周波数を固定自走レベルに設定します。このピンはフロート状態にしないでください。

**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) 280kの抵抗を介して約2.1Vに充電されます。

**SYNC (ピン8)** : スwitchング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未満である必要があります。このピンを0.4V未満にすると、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



8580 BD

## 動作

LT8580は固定周波数の電流モード制御方式を使って、優れた入力レギュレーションと負荷レギュレーションを実現します。デバイス動作の次の説明に関しては、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がオンになります。このスイッチ電流が内部電流検出抵抗を通して流れ、スイッチ電流に比例した電圧が発生します。(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の負入力レベルを超えると、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)の負入力レベルはエラーアンプA1(またはA2)によって設定され、帰還電圧(FBXピン)とリファレンス電圧(構成に応じて1.204Vまたは3mV)の差を単に増幅したものです。このようにして、エラー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。

LT8580はFBXピン・アーキテクチャを備えており、これは非反転構成と反転構成のいずれかで使うことができます。非反転コンバータとして構成されている場合、FBXピンはV<sub>OUT</sub>からFBXに接続されたR<sub>FBX</sub>抵抗によって、1.204Vの内部バイアス電圧にプルアップされます。アンプA2は非アクティブになり、アンプA1はFBXからVCへの反転増幅を行います。LT8580が反転構成の場合、FBXピンはV<sub>OUT</sub>からFBXに接続されたR<sub>FBX</sub>抵抗によって3mVにプルダウンされます。アンプA1は非アクティブになり、アンプA2はFBXからVCへの非反転増幅を行います。

### SEPICトポロジー

図1に示すように、LT8580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)として構成可能です。このトポロジーにより、必要な出力電圧に比べて、入力を高く、等しく、または低くすることができます。SEPICトポロジーには、もともと出力切断機能が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。

### 反転トポロジー

図2に示すように、LT8580はデュアル・インダクタ反転トポロジーでも動作可能です。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ーを構築することができます。この解決策により、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小さくなります。LT8580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。

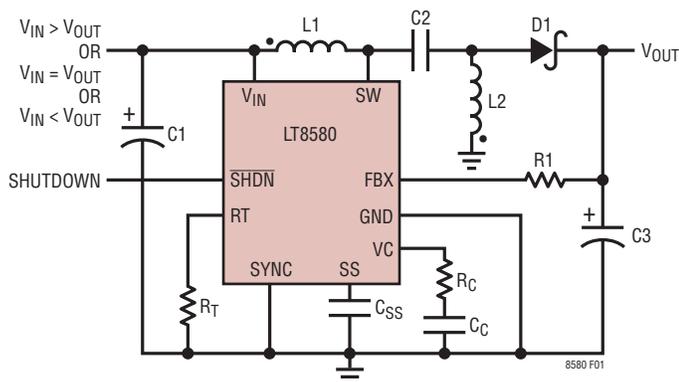


図1. 出力電圧を跨ぐ入力を可能にするSEPICトポロジー。結合されたインダクタまたは結合されていないインダクタを使用可能。結合されている場合は注記された位相に従う

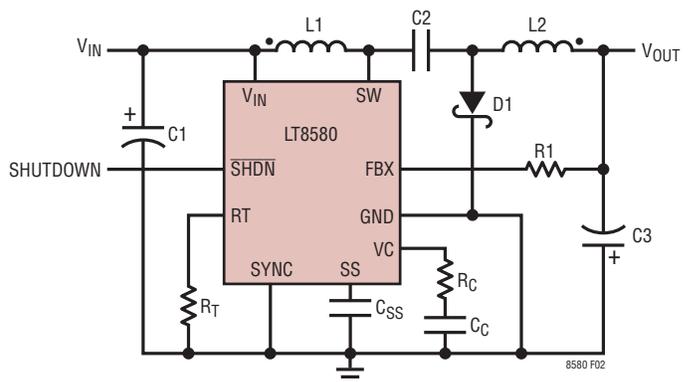


図2. 出力リップルを低くするデュアル・インダクタ反転トポロジー。結合されたインダクタまたは結合されていないインダクタを使用可能。結合されている場合は注記された位相に従う

## 動作

### スタートアップ動作

LT8580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 $\overline{\text{SHDN}}$ 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 $\overline{\text{SHDN}}$ ピンに接続して、ユーザ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( $\overline{\text{SHDN}}$ 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280k抵抗がSSピンを約2.1V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～1 $\mu$ Fの範囲です。
- 最後に、FBXピンが300mV～920mV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、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。FBXの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値に戻ります。

### 電流制限とサーマル・シャットダウン動作

LT8580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、アンプ(A1/A2)の状態にかかわらずSR2ラッチがセットされます。デバイス温度が約160°Cを下回ると、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LT8580に接続されている外付け部品が保護されます。

## アプリケーション情報

### 出力電圧の設定

出力電圧は抵抗 ( $R_{FBX}$ ) を  $V_{OUT}$  から  $FBX$  ピンに接続して設定します。 $R_{FBX}$  は次式を使って決定します。

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

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  $V_{FBX}$  は 1.204V（標準）、反転トポロジでは 3mV（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、 $T_p$  はクロック周期、「電気的特性」に示されている）最小オフ時間（Minimum Off Time）は標準 100ns 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 0.75A で標準 400mV です。

昇圧トポロジでは次のようになります。

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

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）。

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

LT8580 はデューティ・サイクルが  $DC_{MAX}$  より高い構成で使用することができますが、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

**一般的なガイドライン:** LT8580 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。積層インダクタまたはチップ・インダクタのコア面積は一般に 1A ~ 2A の範囲のピーク・インダクタ電流をサポートする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	XAL5050、MSD7342、MSS7341、LPS4018 シリーズ	www.coilcraft.com
Coiltronics	DR、DRQ、LD、CD シリーズ	www.coiltronics.com
スミダ電機	CDRH8D58/LD、CDRH64B、CDRH70D430MN シリーズ	www.sumida.com
Würth	WE-PD、WE-DD、WE-TPC、WE-LHMI、WE-LQS シリーズ	www.we-online.com

**最小インダクタンス:** 効率とのトレードオフになる可能性があります。多くの場合、小さなインダクタを選択して基板スペースを最小限に抑えることを推奨します。インダクタを選択する際には、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。

## アプリケーション情報

**適切な負荷電流:** インダクタの値を小さくする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ことにより、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します。

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

昇圧トポロジでは、

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

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。

ここで、

$L_{BOOST}$  = 昇圧トポロジの場合の L1 (図 15 を参照)

$L_{DUAL} = L1$  = 結合されたデュアル・インダクタ・トポロジの場合の L2 (図 16 と図 17 を参照)

$L_{DUAL}$  = 結合されていないデュアル・インダクタ・トポロジの場合の L1||L2 (図 16 と図 17 を参照)

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 1.2A (「標準的性能特性」のセクションを参照)

$\eta$  = 電力変換効率 (高電流のとき昇圧トポロジでは標準 85%、デュアル・インダクタ・トポロジでは 83%)

f = スイッチング周波数

$I_{OUT}$  = 最大負荷電流

L が負の値の場合、出力負荷電流  $I_{OUT}$  が LT8580 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:** LT8580 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、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。

$$L_{MIN} > \frac{V_{IN}}{1.25 \cdot (DC - 300nS \cdot f) \cdot f} \cdot \frac{2 \cdot DC - 1}{1 - DC}$$

$L_{MIN}$  = 昇圧トポロジの場合の L1 (図 15 を参照)

$L_{MIN} = L1$  = 結合されたデュアル・インダクタ・トポロジの場合の L2 (図 16 と図 17 を参照)

$L_{MIN}$  = 結合されていないデュアル・インダクタ・トポロジの場合の L1||L2 (図 16 と図 17 を参照)

**最大インダクタンス:** インダクタンスが大きすぎると、電流コンパレータ (「ブロック」図の A3) が容易に識別するのが困難なレベルにまでリップル電流が減少する可能性があります。これにより、デューティ・サイクルのジッタが生じたり、レギュレーションが不十分になったりします。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、

$L_{MIN}$  = 昇圧トポロジの場合の L1 (図 15 を参照)

$L_{MIN} = L1$  = 結合されたデュアル・インダクタ・トポロジの場合の L2 (図 16 と図 17 を参照)

$L_{MIN}$  = 結合されていないデュアル・インダクタ・トポロジの場合の L1||L2 (図 16 と図 17 を参照)

$I_{MIN(RIPPLE)}$  = 標準 80mA

**電流定格:** 最後に、効率の損失を招くインダクタの飽和を防ぐため、インダクタの定格はピーク動作電流より大きくする必要があります。定常状態では、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。

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

上式は、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です。

## アプリケーション情報

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

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

結合されたインダクタのトポロジーの場合、次のようになります。

$$I_{L2-PEAK} = I_{OUT} \left[ 1 + \frac{V_{OUT}}{\eta \cdot V_{IN}} \right] + \frac{V_{IN} \cdot DC}{2 \cdot L \cdot f}$$

注記：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最小限に抑えるため、出力には低ESR(等価直列抵抗)のコンデンサを使用します。積層セラミック・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の誘電体材料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推奨されます。ほとんどのアプリケーションでは、0.47 $\mu$ F～10 $\mu$ Fの出力コンデンサで十分です。必ず電圧定格が十分大きなコンデンサを使用してください。ほとんどのセラミック・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の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、LT8580の $V_{IN}$ ピン、および電力経路の入力に接続されたインダクタにできるだけ近づけて配置します。1つの入力コンデンサを最適な位置に配置することが不可能な場合、デバイスの $V_{IN}$ ピンにあるコンデンサ( $C_{VIN}$ )と電力経路の入力にあるコンデンサ( $C_{PWR}$ )を使用します。寸法の情報については、表4、表5、および表6の式を参照してください。ほとんどのアプリケーションでは1 $\mu$ F～2.2 $\mu$ 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数社を表2に示します。全セラミック部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
村田製作所	www.murata.com
太陽誘電	www.t-yuden.com
TDK	www.tdk.com

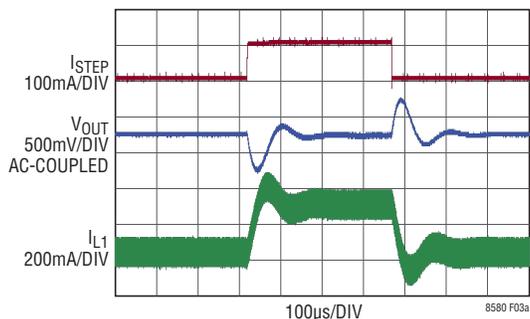
### 補償の調整

LT8580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切です。並列コンデンサの値は10pF～100pFにします。47pFが出発点として適切です。通常、補償抵抗 $R_C$ は5k～50kの範囲です。新しいアプリケーションを補償する最適な手法では、直列抵抗 $R_C$ の代わりに100k $\Omega$ のポテンショメータを使用します。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60mAと160mAの間でステップさせたときの図4の回路のこの過程を図3(3a～3c)に示します。 $R_C$ が2kに等しいときの過渡応答を図3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のように、位相マージンが良くありません。図3bでは、 $R_C$ の値を3kまで大きくしているのも、より減衰した応答になっています。 $R_C$ をさらに6k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、補償の手順は完了です。

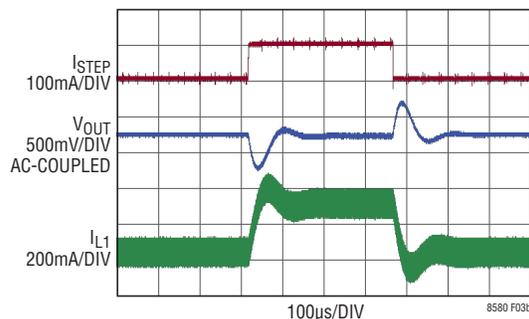
### 補償理論

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、LT8580を安定して効率よく動作させるには補償が必要です。LT8580では2つの帰還ループが使用されています。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。標準ボード線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。

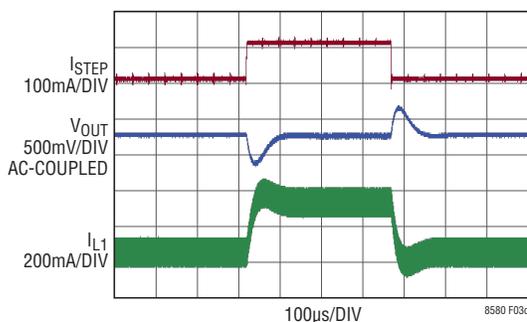
アプリケーション情報



(3a) 過度のリングングを示す過渡応答



(3b) 改善された過渡応答



(3c) 十分減衰した過渡応答

図3. トランジェント応答

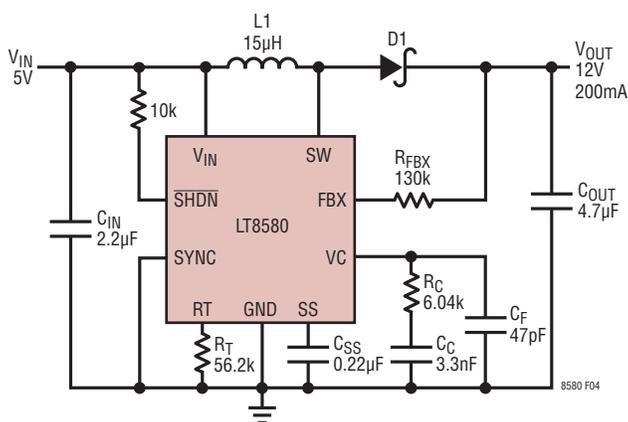
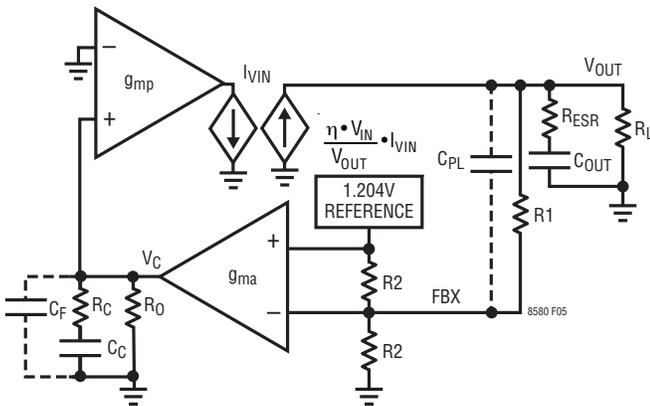


図4. 1.5MHz、5V入力から12V出力の昇圧コンバータ

## アプリケーション情報

どのよう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非常に重要です。昇圧コンバータの主要な等価素子を図5に示します。高速電流制御ループのため、デバイスの電力段、インダクタ、およびダイオードは、等価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) 電流制御電流源の組み合わせで置き換えてあります。 $g_{mp}$  はピーク入力電流 ( $I_{VIN}$ ) が VC 電圧に比例する電流源として機能します。 $\eta$  はスイッチング・レギュレータの効率で、標準で約85%になります。

$g_{mp}$  と  $g_{ma}$  の最大出力電流が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 +15 $\mu$ A および -17 $\mu$ A に制限されています。



- C<sub>C</sub>: COMPENSATION CAPACITOR
- C<sub>OUT</sub>: OUTPUT CAPACITOR
- C<sub>PL</sub>: PHASE LEAD CAPACITOR
- C<sub>F</sub>: HIGH FREQUENCY FILTER CAPACITOR
- $g_{ma}$ : TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER INSIDE IC
- $g_{mp}$ : POWER STAGE TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER
- R<sub>C</sub>: COMPENSATION RESISTOR
- R<sub>L</sub>: OUTPUT RESISTANCE DEFINED AS  $V_{OUT}$  DIVIDED BY  $I_{LOAD(MAX)}$
- R<sub>O</sub>: OUTPUT RESISTANCE OF  $g_{ma}$
- R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>: FEEDBACK RESISTOR DIVIDER NETWORK
- R<sub>ESR</sub>: OUTPUT CAPACITOR ESR
- $\eta$ : CONVERTER EFFICIENCY (~85% AT HIGHER CURRENTS)

図5. 昇圧コンバータの等価モデル

図5から、DC利得、ポール、およびゼロは以下のように計算することができます。

$$\text{Output Pole: } P1 = \frac{2}{2 \cdot \pi \cdot R_L \cdot C_{OUT}}$$

$$\text{Error Amp Pole: } P2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot [R_O + R_C] \cdot C_C}$$

$$\text{Error Amp Zero: } Z1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_C \cdot C_C}$$

DC Gain:

(Breaking Loop at FBX Pin)

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

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

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

$$\text{RHP Zero: } Z3 = \frac{V_{IN}^2 \cdot R_L}{4 \cdot \pi \cdot V_{OUT}^2 \cdot L}$$

$$\text{High Frequency Pole: } P3 > \frac{f_s}{3}$$

$$\text{Phase Lead Zero: } Z4 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R1 \cdot C_{PL}}$$

$$\text{Phase Lead Pole: } P4 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{R1 \cdot R2}{R1 + \frac{R2}{2}} \cdot C_{PL}}$$

Error Amp Filter Pole:

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

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、外付け部品を適切に選択して対処することができます。

## アプリケーション情報

図4の回路を一例として使って、図6に示すボード線図を描くのに使用されたパラメータを表3に示します。

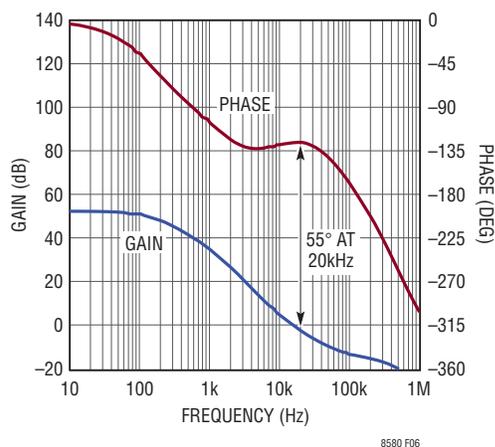


図6. 昇圧コンバータの例のボード線図

表3. ボード線図のパラメータ

パラメータ	値	単位	注釈
R <sub>L</sub>	40	Ω	Application Specific
C <sub>OUT</sub>	4.7	μF	Application Specific
R <sub>ESR</sub>	10	mΩ	Application Specific
R <sub>O</sub>	305	kΩ	Not Adjustable
C <sub>C</sub>	3300	pF	Adjustable
C <sub>F</sub>	47	pF	Optional/ Adjustable
C <sub>PL</sub>	0	pF	Optional/ Adjustable
R <sub>C</sub>	6.04	kΩ	Adjustable
R <sub>1</sub>	130	kΩ	Adjustable
R <sub>2</sub>	14.6	kΩ	Not Adjustable
V <sub>OUT</sub>	12	V	Application Specific
V <sub>IN</sub>	5	V	Application Specific
g <sub>ma</sub>	230	μmho	Not Adjustable
g <sub>mp</sub>	7	mho	Not Adjustable
L	15	μH	Application Specific
f <sub>S</sub>	1.5	MHz	Adjustable

図6から、利得が0dBに達するときの位相は-125°で、位相マージンが55°になります。クロスオーバー周波数は20kHzで、これはRHPのゼロの周波数の1/3以下の値なので、適切な位相マージンが得られます。

### ダイオードの選択

ショットキ・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、LT8580と一緒に使用することを推奨します。V<sub>R</sub> (表4、5、6)が40V未満のアプリケーションでは、Diodes, Inc. のSBR1V40LPが最適です。V<sub>R</sub>が40Vを超える場合、Diodes Inc. のDFLS1100が良好に動作します。これらのダイオードの定格は、1Aの平均順方向電流を扱うことができます。

### 発振器

LT8580の動作周波数は内部自走発振器を使用し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<sub>T</sub>からグラウンドに接続した抵抗によって設定されます。内部で調整済みのタイミング・コンデンサがデバイスの内部にあります。発振器周波数は次式を使って計算されます。

$$f_{osc} = \frac{85.5}{(R_T + 1)}$$

ここで、f<sub>osc</sub>の単位はMHz、R<sub>T</sub>の単位はkΩです。逆に、R<sub>T</sub> (kΩ)は次式を使って望みの周波数 (MHz) から計算することができます。

$$R_T = \frac{85.5}{f_{osc}} - 1$$

### クロックの同期

LT8580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。外部信号源と同期させるには、デジタル・クロック信号をSYNCピンにそのまま入力します。LT8580はSYNCピンの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、LT8580は内部自走発振器のクロックに戻ります。

## アプリケーション情報

SYNCを長時間“H”にドライブすると、動作中のクロックを実際上停止し、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、LT8580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、適切に動作させるには35%~65%でなければなりません。また、SYNC信号の周波数は、次の2つの条件を満たす必要があります。

- (1) SYNC信号は、“L”で停止して自走発振器をイネーブする場合以外、200kHz~1.5MHzの周波数範囲外に切り替わ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%を超えて低くならないようにしてください。

### 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の検討事項がいくつかあります。まず、どのスペクトル・ノイズも許容できない敏感な周波数帯は避けることです。たとえば、RF通信機能を搭載する製品では、455kHzのIF周波数はどんなノイズに対しても敏感なので、600kHzを超すスイッチングが望まれます。また、ある通信方式では1.1MHzが敏感なので、この場合は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・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、効率がトレードオフになります。

### ソフトスタート

LT8580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帰還ループが飽和するので、高い起動電流は一般のスイッチング・レギュレータにつきものです。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~1 $\mu$ F)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、デバイスが起動されると、内部の280k抵抗によって約2.1V

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( $\overline{SHDN}$ ピン)、内部の低電圧ロックアウト(UVLO)、または過熱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、デバイスを再起動するたび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またはディスエーブするのに $\overline{SHDN}$ ピンが使われます。ほとんどのアプリケーションで、 $\overline{SHDN}$ 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1.4Vを超えると通常のアクティブ動作がイネーブされます。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、静止電流が非常に低くなります。

$\overline{SHDN}$ 電圧がロックアウト電圧範囲(0.3V~1.21V)を通って遷移する間、パワー・スイッチがディスエーブされ、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されるまで続きます。パワー・スイッチはディスエーブされますが、 $\overline{SHDN}$ 電圧がロックアウト範囲内でも、 $\overline{SHDN}$ 電圧がシャットダウンしきい値の近くまたは下に下がるまでは、静止電流は必ずしも下がりません。

また、 $\overline{SHDN}$ ピンは、 $\overline{SHDN}$ 電圧が40V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。

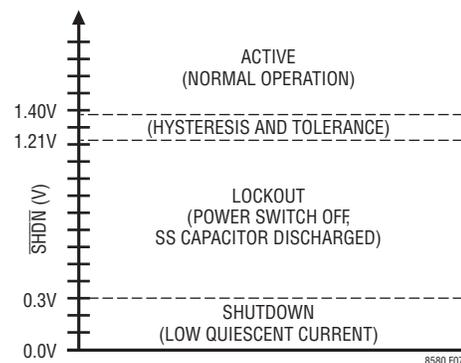


図7. デバイスの状態とSHDN電圧

## アプリケーション情報

### 設定可能な低電圧ロックアウト

LT8580の低電圧ロックアウト(UVLO)を設定する方法を図8に示します。UVLOは、入力電源が電流制限されているか、または入力電源のソース抵抗が比較的高いか、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・レギュレータは電源から一定の電力を引き出すため、電源電圧が低下するにつれて電源電流が増加します。この現象は電源からは負の抵抗負荷のように見えるため、電源電圧が低い状態では、電源が電流を制限するか、または低電圧にラッチする原因になることがあります。UVLOは、これらの問題が発生する可能性がある電源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のスレッシュホールドは1.31V(立ち上がり)および1.27V(立ち下がり)です。抵抗 $R_{UVLO2}$ はオプションです。 $R_{UVLO2}$ を追加すると、 $\overline{SHDN}$ 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、 $R_{UVLO1}$ は次のどちらかの式で求めることができます。

$$R_{UVLO1} = \frac{V_{IN}^+ - 1.31V}{\left(\frac{1.31V}{R_{UVLO2}}\right) + 12\mu A}$$

or

$$R_{UVLO1} = \frac{V_{IN}^- - 1.27V}{\left(\frac{1.27V}{R_{UVLO2}}\right) + 12\mu A}$$

ここで、 $V_{IN}^+$ と $V_{IN}^-$ はそれぞれ、立ち上がり時と立ち下がり時の $V_{IN}$ 電圧です。

たとえば、1個の抵抗の構成を使って3.5Vより下の $V_{IN}$ 電圧に対してLT8580をディスエーブルするには、次のように選択します。

$$R_{UVLO1} = \frac{3.5V - 1.27V}{\left(\frac{1.27V}{\infty}\right) + 12\mu A} = 187k$$

2個の抵抗の構成を使って4.5Vより上の $V_{IN}$ 電圧に対してLT8580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。

$$R_{UVLO1} = \frac{4.5V - 1.31V}{\left(\frac{1.31V}{10k}\right) + 12\mu A} = 22.1k$$

### 内部の低電圧ロックアウト

LT8580は、 $V_{IN}$ が最小動作レベル(標準で約2.35V)より下に下がらないか、 $V_{IN}$ 電源電圧を監視します。 $V_{IN}$ 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

LT8580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、デバイス底部にあるサーマル・パッドをうまく活用することで実現されます。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。

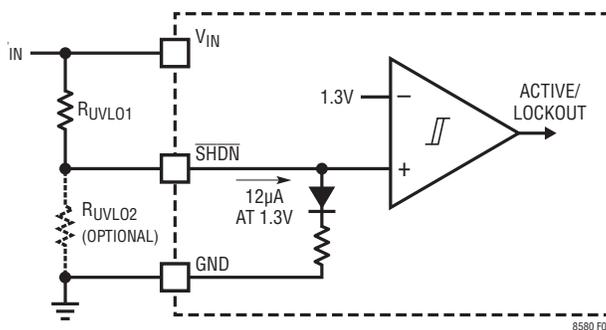


図8. 構成可能なUVLO

## アプリケーション情報

### 過熱ロックアウト

ダイの温度が約165°Cに達すると、デバイスは過熱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

LT8580の電力損失は、スイッチの $I^2R$ 損失、NPNのベースのドライブ(AC)、NPNベースのドライブ(DC)、および追加入力電流の4つの主要因から生じます。以下の式を使って電力損失を近似することができます。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。

$$\text{Average Input Current: } I_{IN} = \frac{V_{OUT} \cdot I_{OUT}}{V_{IN} \cdot \eta}$$

$$\text{Switch } I^2R \text{ Loss: } P_{SW} = (DC)(I_{IN})^2(R_{SW})$$

$$\text{Base Drive Loss (AC): } P_{BAC} = 20\text{ns}(I_{IN})(V_{OUT})(f)$$

$$\text{Base Drive Loss (DC): } P_{BDC} = \frac{(V_{IN})(I_{IN})(DC)}{40}$$

$$\text{Input Power Loss: } P_{INP} = 6\text{mA}(V_{IN})$$

ここで、

$R_{SW}$  = スwitchの抵抗 (0.75Aで標準530mΩ)

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)

$\eta$  = 電力変換効率(高電流で標準85%)

例:昇圧構成設定、 $V_{IN} = 5\text{V}$ 、 $V_{OUT} = 12\text{V}$ 、 $I_{OUT} = 0.2\text{A}$ 、 $f = 1.25\text{MHz}$ 、 $V_D = 0.5\text{V}$

$$I_{IN} = 0.56\text{A}$$

$$DC = 62.0\%$$

$$P_{SW} = 105\text{mW}$$

$$P_{BAC} = 169\text{mW}$$

$$P_{BDC} = 44\text{mW}$$

$$P_{INP} = 30\text{mW}$$

$$\text{LT8580の合計電力損失}(P_{TOT}) = 348\text{mW}$$

LT8580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加算します。

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

ここで、 $T_J$  = 接合部温度、 $T_A$  = 周囲温度、 $\theta_{JA}$ はシリコンの接合部から周囲の空気までの熱抵抗です。

$\theta_{JA}$ の公表値は、3mm×3mm DFNパッケージでは43°C/Wで、MSOP露出パッド・パッケージでは35°C/W～40°C/Wです。実用上は、基板レイアウトでグラウンドをヒートシンクとして使用している場合、 $\theta_{JA}$ の値はこれより低くできます。たとえば、大きなグラウンド・プレーンを持つ基板では、DFNパッケージの場合34.7°C/Wの熱抵抗、MSOPパッケージの場合22.5°C/Wが実現できます。

### $V_{IN}$ 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もよりますが、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れ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。最後に、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。

## アプリケーション情報

### 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、規定された性能が得られません。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 10nS ~ 20nS 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9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10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、LT8580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LT8580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と全体のノイズを防ぐため、スイッチャ回路の下にもグラウンド・プレーンを使用します。

VCとFBX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ウ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。

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・グラウンド・パッドは銅プレートでLT8580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、LT8580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ウンド・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10と図11に示します。

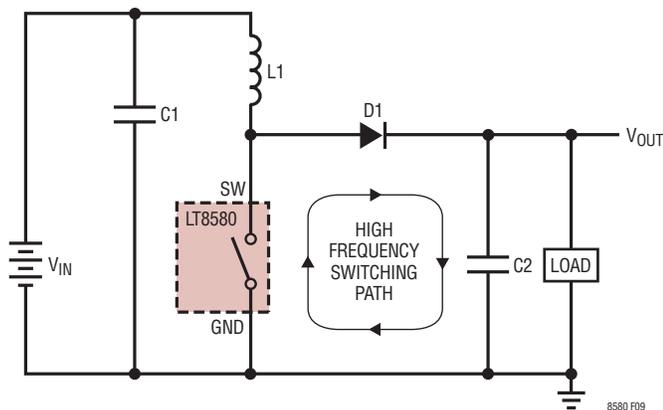


図9. 昇圧トポロジーの高速「こま切れ」スイッチング経路

### 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12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、LT8580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・グラウンドはC3のグラウンド端子のところでシステムのグラウンド・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ウ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ウンド・プレーンに接続されると、スイッチング・ノイズがグラウンド・プレーンに入り込みます。このノイズが一旦グラウンド・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13、および図14に示されているように、結合された電流がグラウンド・プレーンに放出される前に、D1のカソードをLT8580のグラウンド・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。

### LT3580からの変更点

LT8580は、LT3580と非常に良く似ています。しかし、LT8580は次の領域でLT3580とは異なります。

- 65V、1A スイッチ
- 40V  $V_{IN}$  および  $\overline{SHDN}$  の絶対最大定格
- FB は FBX に名前を変更
- 5V FBX の絶対最大定格

## アプリケーション情報

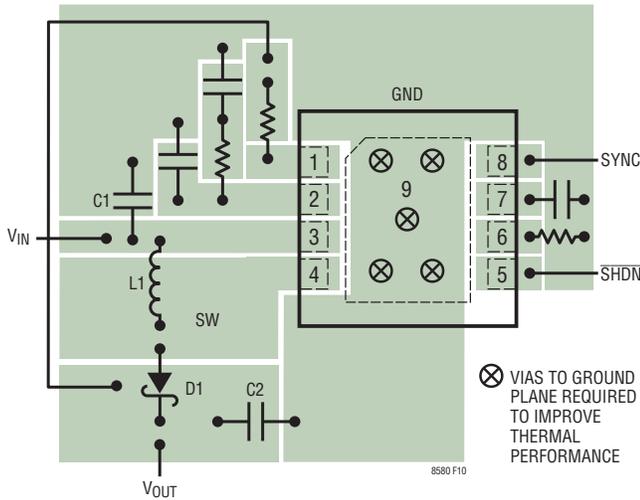


図10. 昇圧トポロジーの推奨部品配置 (DFNとMSOPの両方のパッケージ。実寸ではない)。ピン9(露出パッド)は、適切な熱性能を得るため、ローカル・グランド・プレーンに直接半田付けする必要がある。多数のビアを追加のグランド・プレーンに通すと熱性能が改善される

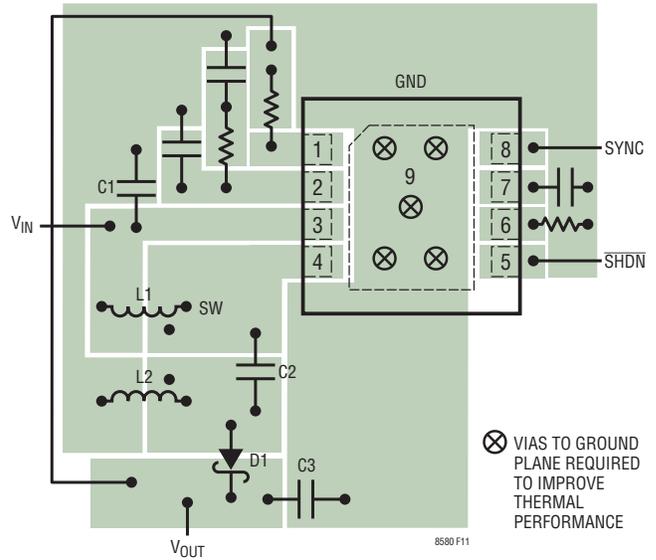


図11. SEPICトポロジーの推奨部品配置 (DFNとMSOPの両方のパッケージ。実寸ではない)。ピン9(露出パッド)は、適切な熱性能を得るため、ローカル・グランド・プレーンに直接半田付けする必要がある。多数のビアを追加のグランド・プレーンに通すと熱性能が改善される

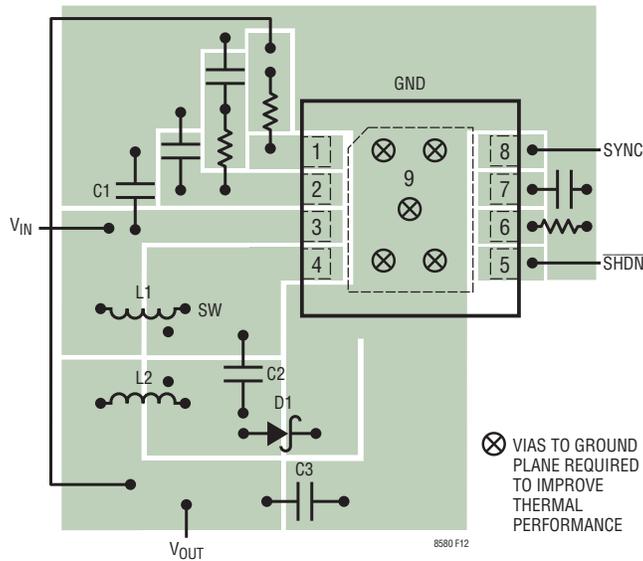


図12. 反転トポロジーの推奨部品配置 (DFNとMSOPの両方のパッケージ。実寸ではない)。ダイオードのカソードのところのグランド銅の切れ込みに注意。ピン9(露出パッド)は、適切な熱性能を得るため、ローカル・グランド・プレーンに直接半田付けする必要がある。多数のビアを追加のグランド・プレーンに通すと熱性能が改善される

アプリケーション情報

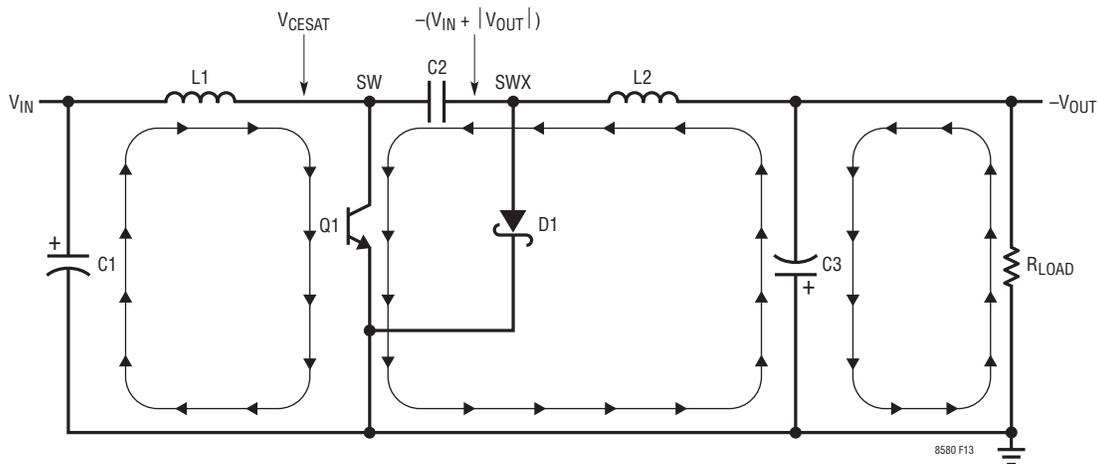


図13. 反転コンバータのスイッチ・オン・フェーズ。L1とL2のdi/dtは正

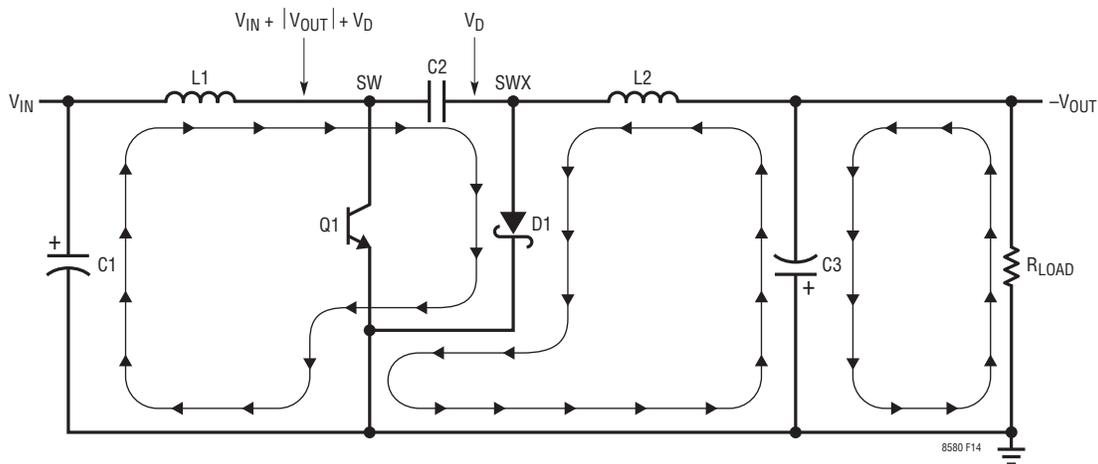


図14. 反転コンバータのスイッチ・オフ・フェーズ。L1とL2の電流のdi/dtは負



アプリケーション情報

SEPICコンバータの部品の選択  
(結合された、または結合されていないインダクタ)

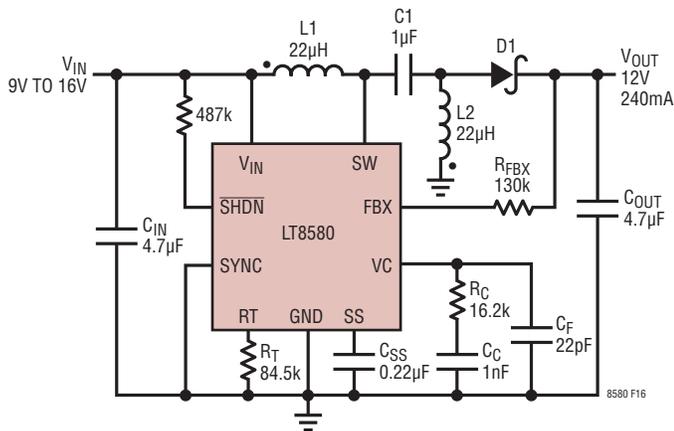


図 16. SEPICコンバータ:与えられている部品の値と電圧は、1MHz、9V～16V入力、12V出力のSEPICコンバータの場合の標準値

LT8580は、図16に示すようにSEPICとしても構成できます。このトポロジーでは、入力電圧に比べて、低い、等しい、または高い正の出力電圧が可能です。SEPICトポロジーには、もともと出力切断機能が組み込まれています。つまり、コンデンサC1により、入出力間にDC経路が存在しません。

SEPICコンバータとして動作するLT8580の部品の値を計算する手順を表5に示します。入力するパラメータは、入力電圧、出力電圧、スイッチング周波数(それぞれVIN、VOUT、fOSC)です。表5に示す設計式の詳細については、「アプリケーション情報」セクションを参照してください。

変数の定義:

VIN = 入力電圧

VOUT = 出力電圧

DC = パワー・スイッチのデューティ・サイクル

fOSC = スwitchング周波数

IOUT = 最大平均出力電流

IRIPPLE = インダクタ・リップル電流

表 5. SEPICの設計式

	パラメータ/式
ステップ1: 入力	VIN、VOUT、およびfOSCを選択して以下の式を計算する。
ステップ2: DC	$DC_{MAX} = \frac{V_{OUT} + 0.5V}{V_{IN(MIN)} + V_{OUT} + 0.5V - 0.4V}$ $DC_{MIN} = \frac{V_{OUT} + 0.5V}{V_{IN(MAX)} + V_{OUT} + 0.5V - 0.4V}$
ステップ3: L	$L_{TYP} = \frac{(V_{IN(MIN)} - 0.4V) \cdot DC_{MAX}}{f_{OSC} \cdot 0.3A} \quad (1)$ $L_{MIN} = \frac{(V_{IN(MIN)} - 0.4V) \cdot (2 \cdot DC_{MAX} - 1)}{1.25 \cdot (DC_{MAX} - 300nS \cdot f_{OSC}) \cdot f_{OSC} \cdot (1 - DC_{MAX})} \quad (2)$ $L_{MAX} = \frac{(V_{IN(MIN)} - 0.4V) \cdot DC_{MAX}}{f_{OSC} \cdot 0.08A} \quad (3)$
	<ul style="list-style-type: none"> <li>式1～式3を解いてLの値の範囲を求める</li> <li>Lの値の範囲の最小値はLTYPとLMINの大きい方</li> <li>Lの値の範囲の最大値はLMAX</li> <li>結合されたインダクタの場合、L = L1 = L2とする。</li> <li>結合されていないインダクタの場合、L = L1  L2とする。</li> </ul>
ステップ4: IRIPPLE	$I_{RIPPLE(MIN)} = \frac{(V_{IN(MIN)} - 0.4V) \cdot DC_{MAX}}{f_{OSC} \cdot L}$ $I_{RIPPLE(MAX)} = \frac{(V_{IN(MAX)} - 0.4V) \cdot DC_{MIN}}{f_{OSC} \cdot L}$
ステップ5: IOUT	$I_{OUT(MIN)} = \left(1A - \frac{I_{RIPPLE(MIN)}}{2}\right) \cdot (1 - DC_{MAX})$ $I_{OUT(MAX)} = \left(1A - \frac{I_{RIPPLE(MAX)}}{2}\right) \cdot (1 - DC_{MIN})$
ステップ6: D1	VR > VIN + VOUT; IAVG > IOUT
ステップ7: C1	C1 ≥ 1µF; VRATING ≥ VIN
ステップ8: COUT	$C_{OUT} \geq \frac{I_{OUT(MIN)} \cdot DC_{MAX}}{f_{OSC} \cdot 0.005 \cdot V_{OUT}}$
ステップ9: CIN	$C_{IN} \geq C_{VIN} + C_{PWR} \geq \frac{1A \cdot DC_{MAX}}{40 \cdot f_{OSC} \cdot 0.005 \cdot V_{IN(MIN)}} + \frac{I_{RIPPLE(MAX)}}{8 \cdot f_{OSC} \cdot 0.005 \cdot V_{IN(MAX)}}$ <ul style="list-style-type: none"> <li>CVINとCPWRの定義については、「コンデンサの選択」セクションを参照。</li> </ul>
ステップ10: RFBX	$R_{FBX} = \frac{V_{OUT} - 1.204V}{83.3\mu A}$
ステップ11: RT	$R_T = \frac{85.5}{f_{OSC}} - 1; f_{OSC} \text{ in MHz and } R_T \text{ in } k\Omega$

Note 1: この表では、1Aをピーク・スイッチ電流に使用している。動作デューティ・サイクルにおけるピーク・スイッチ電流については、「電気的特性」の表と「標準的性能特性」のプロットを参照。

Note 2: 望みの負荷過渡性能を得るため、COUT、CIN、およびC1の最終値は前の式から外れてもかまわない。

## アプリケーション情報

### デュアル・インダクタ反転コンバータの部品の選択 (結合された、または結合されていないインダクタ)

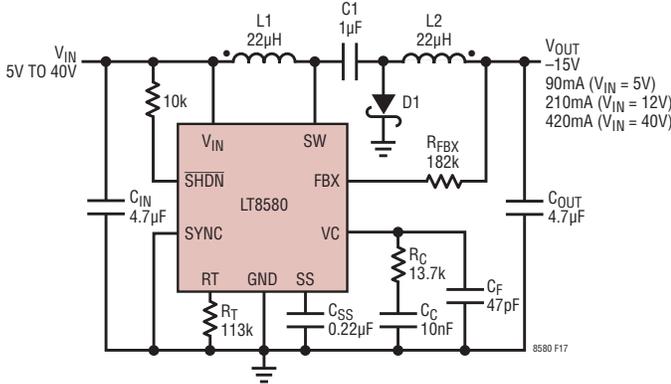


図17. デュアル・インダクタ反転コンバータ:与えられている部品の値と電圧は、結合されたインダクタを使った、750kHz、広い入力範囲(5V~40V)から-15V出力の反転トポロジの場合の標準値

LT8580は、独自のFBXピンにより、図17に示すようにデュアル・インダクタ反転構成で動作することができます。SEPICトポロジのL2とショットキ・ダイオードの接続を変更すると、負の出力電圧が発生します。この解決策により、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小さくなります。コンデンサC1により、このトポロジには出力切断機能がもともと組み込まれています。

デュアル・インダクタ反転コンバータとして動作するLT8580の部品の値を計算する式の手順を表6に示します。入力するパラメータは、入力電圧、出力電圧、スイッチング周波数(それぞれ $V_{IN}$ 、 $V_{OUT}$ 、 $f_{OSC}$ )です。表6に示す設計式の詳細については、「アプリケーション情報」セクションを参照してください。

#### 変数の定義:

$V_{IN}$  = 入力電圧

$V_{OUT}$  = 出力電圧

DC = パワー・スイッチのデューティ・サイクル

$f_{OSC}$  = スwitching周波数

$I_{OUT}$  = 最大平均出力電流

$I_{RIPPLE}$  = インダクタ・リップル電流

表6. デュアル・インダクタ反転の設計式

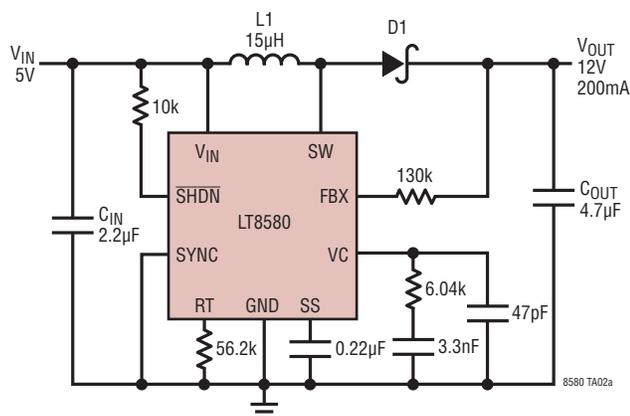
	パラメータ/式
ステップ1: 入力	$V_{IN}$ 、 $V_{OUT}$ 、および $f_{OSC}$ を選択して以下の式を計算する。
ステップ2: DC	$DC_{MAX} = \frac{ V_{OUT}  + 0.5V}{V_{IN(MIN)} +  V_{OUT}  + 0.5V - 0.4V}$ $DC_{MIN} = \frac{ V_{OUT}  + 0.5V}{V_{IN(MAX)} +  V_{OUT}  + 0.5V - 0.4V}$
ステップ3: L	$L_{TYP} = \frac{(V_{IN(MIN)} - 0.4V) \cdot DC_{MAX}}{f_{OSC} \cdot 0.3A} \quad (1)$ $L_{MIN} = \frac{(V_{IN(MIN)} - 0.4V) \cdot (2 \cdot DC_{MAX} - 1)}{1.25 \cdot (DC_{MAX} - 300nS \cdot f_{OSC}) \cdot f_{OSC} \cdot (1 - DC_{MAX})} \quad (2)$ $L_{MAX} = \frac{(V_{IN(MIN)} - 0.4V) \cdot DC_{MAX}}{f_{OSC} \cdot 0.08A} \quad (3)$
	<ul style="list-style-type: none"> <li>式1~式3を解いてLの値の範囲を求める</li> <li>Lの値の範囲の最小値は<math>L_{TYP}</math>と<math>L_{MIN}</math>の大きい方</li> <li>Lの値の範囲の最大値は<math>L_{MAX}</math></li> <li>結合されたインダクタの場合、<math>L = L1 = L2</math>とする。</li> <li>結合されていないインダクタの場合、<math>L = L1    L2</math>とする。</li> </ul>
ステップ4: $I_{RIPPLE}$	$I_{RIPPLE(MIN)} = \frac{(V_{IN(MIN)} - 0.4V) \cdot DC_{MAX}}{f_{OSC} \cdot L}$ $I_{RIPPLE(MAX)} = \frac{(V_{IN(MAX)} - 0.4V) \cdot DC_{MIN}}{f_{OSC} \cdot L}$
ステップ5: $I_{OUT}$	$I_{OUT(MIN)} = \left(1A - \frac{I_{RIPPLE(MIN)}}{2}\right) \cdot (1 - DC_{MAX})$ $I_{OUT(MAX)} = \left(1A - \frac{I_{RIPPLE(MAX)}}{2}\right) \cdot (1 - DC_{MIN})$
ステップ6: D1	$V_R > V_{IN} +  V_{OUT} $ ; $I_{AVG} > I_{OUT}$
ステップ7: C1	$C1 \geq 1\mu F$ ; $V_{RATING} \geq V_{IN(MAX)} +  V_{OUT} $
ステップ8: C <sub>OUT</sub>	$C_{OUT} \geq \frac{I_{RIPPLE(MAX)}}{8 \cdot f_{OSC} \cdot (0.005 \cdot  V_{OUT} )}$
ステップ9: C <sub>IN</sub>	$C_{IN} \geq C_{VIN} + C_{PWR} \geq \frac{1A \cdot DC_{MAX}}{40 \cdot f_{OSC} \cdot 0.005 \cdot V_{IN(MIN)}} + \frac{I_{RIPPLE(MAX)}}{8 \cdot f_{OSC} \cdot 0.005 \cdot V_{IN(MAX)}}$ <ul style="list-style-type: none"> <li><math>C_{VIN}</math>と<math>C_{PWR}</math>の定義については、「コンデンサの選択」セクションを参照。</li> </ul>
ステップ10: R <sub>FBX</sub>	$R_{FBX} = \frac{ V_{OUT}  + 3mV}{83.3\mu A}$
ステップ11: R <sub>T</sub>	$R_T = \frac{85.5}{f_{OSC}} - 1$ ; $f_{OSC}$ in MHz and $R_T$ in k $\Omega$

Note 1: この表では、1Aをピーク・スイッチ電流に使用している。動作デューティ・サイクルにおけるピーク・スイッチ電流については、「電気的特性」の表と「標準的性能特性」のプロットを参照。

Note 2: 望みの負荷過渡性能を得るため、 $C_{OUT}$ 、 $C_{IN}$ 、およびC1の最終値は前の式から外れてもかまわない。

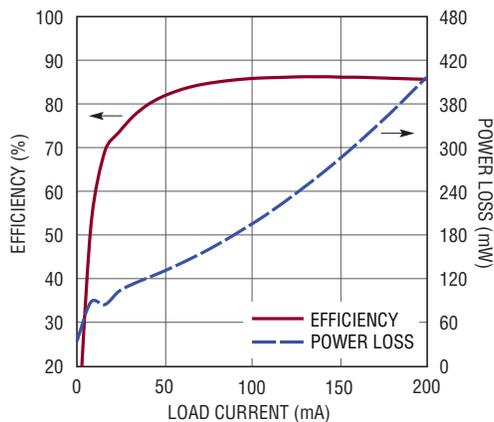
標準的応用例

1.5MHz、5V入力から12V出力の昇圧コンバータ

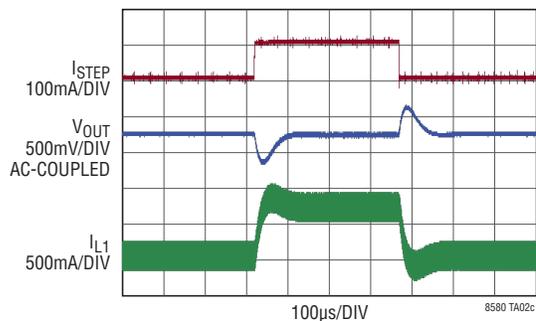


L1: WÜRTH 15µH WE-LQS 74404054150  
 D1: DIODES INC. SBR1U40LP  
 CIN: 2.2µF, 35V, 0805, X7R  
 COUT: 4.7µF, 16V, 0805, X7R

効率および電力損失

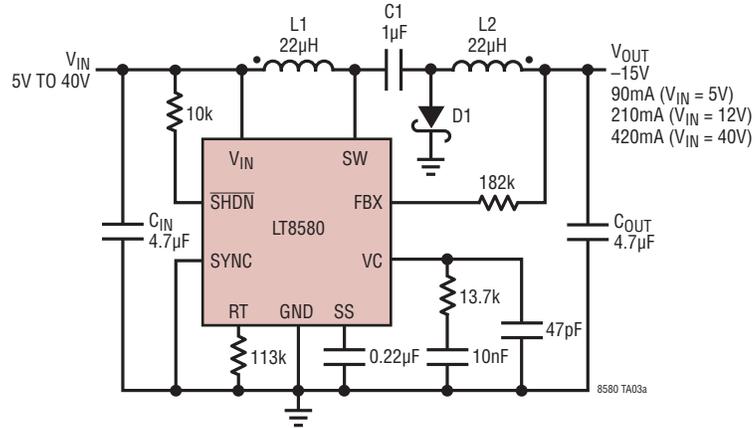


50mAから150mA、さらに50mAへの出力負荷ステップ



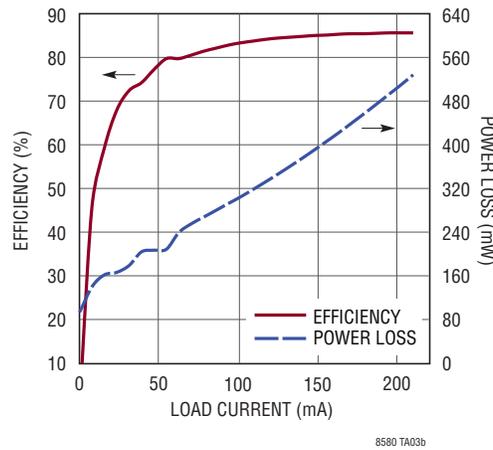
## 標準的応用例

750kHz、-15V出力の反転コンバータは、5V～40V入力に対応

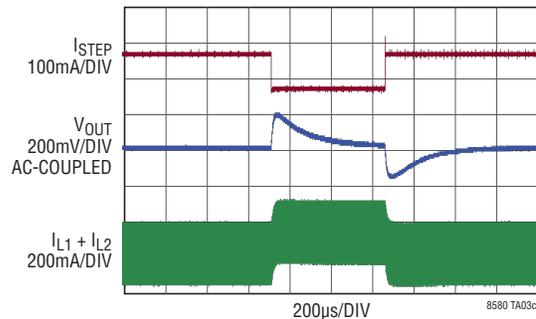


L1, L2: COILCRAFT 22µH MSD7342-223  
 D1: CENTRAL SEMI CMMSH1-60  
 CIN: 4.7µF, 50V, 1206, X5R  
 COUT: 4.7µF, 25V, 1206, X7R  
 C1: 1µF, 100V, 0805, X7S

効率および電力損失 (VIN = 12V)

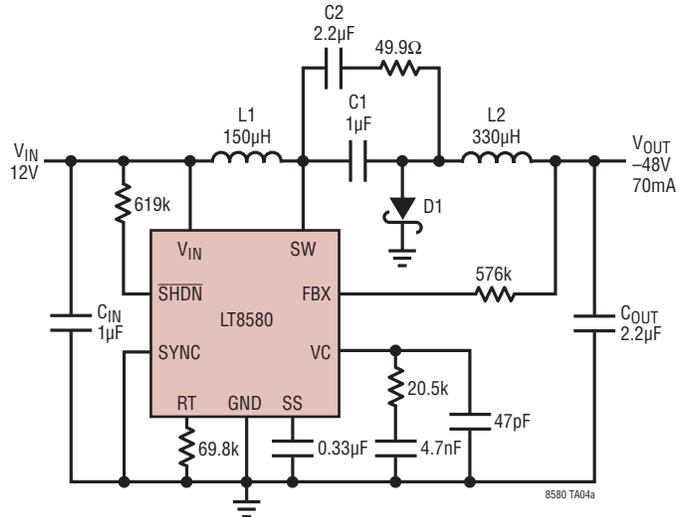


60mAから160mA、さらに60mAへの出力負荷ステップ (VIN = 12V)



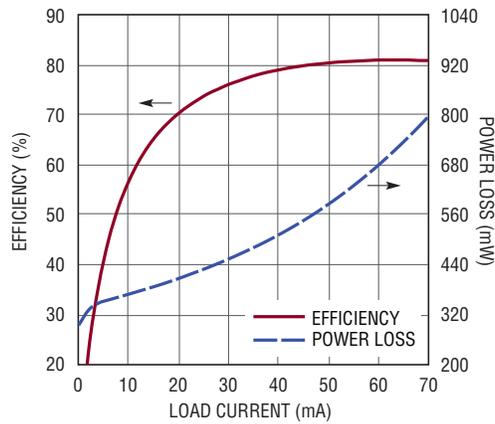
標準的応用例

1.2MHz 反転コンバータは、12V 入力から -48V 出力を生成

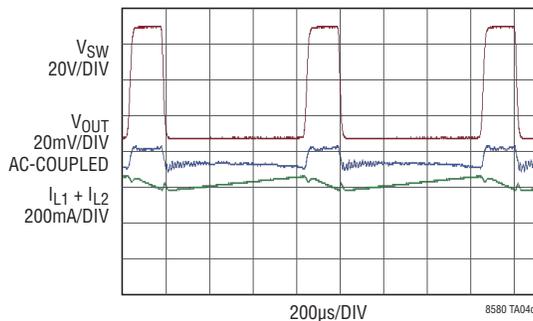


- L1: COOPER 150μH DR74-151
- L2: COOPER 330μH DR74-331
- D1: DIODES, INC. DFSL1100
- CIN: 1μF, 50V, 0805, X7R
- COUT: 2.2μF, 100V, 1206, X7R
- C1: 1μF, 100V, 0805, X7S
- C2: 2.2μF, 100V, 1206, X7S

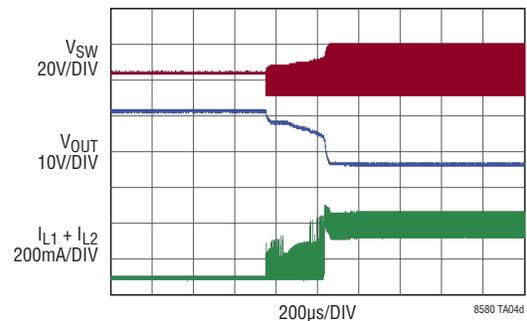
効率および電力損失



スイッチング波形



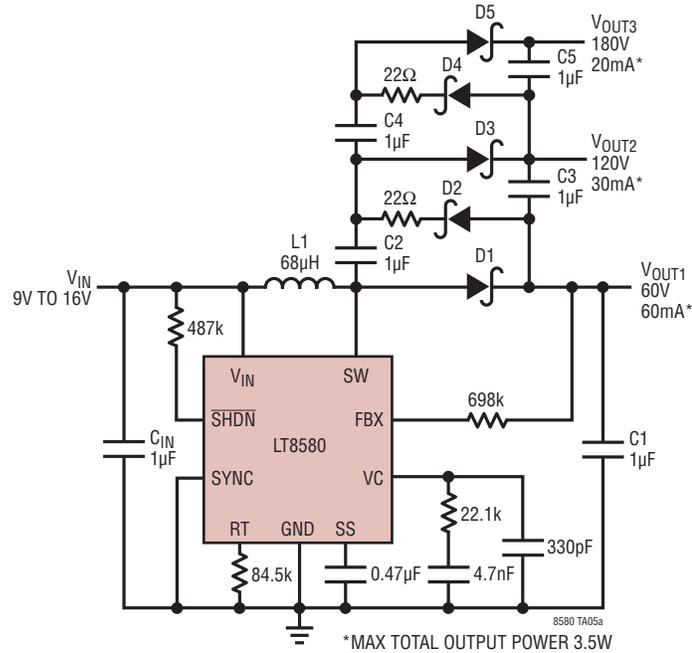
起動波形



## 標準的応用例

1MHzでスイッチングするVFD(真空蛍光ディスプレイ)用電源

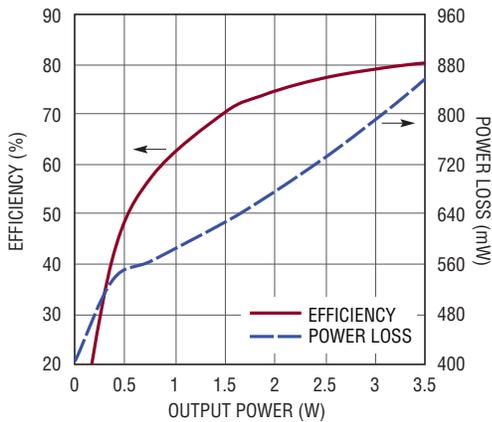
危険、高電圧! 高電圧技術者のみ操作可



\* MAX TOTAL OUTPUT POWER 3.5W

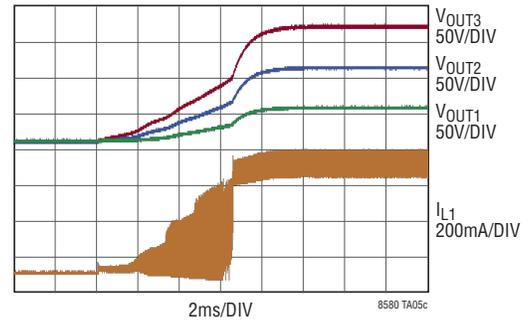
- L1: WÜRTH 68µH WE-LQS 74404084680
- D1-D5: DIODES, INC. DFLS1100
- CIN: 1µF, 100V, 1206, X7R
- C1-C5: 1µF, 100V, 1206, X7S

効率と電力損失  
(VIN = 12V、VOUT3の負荷)



8580 TA05b

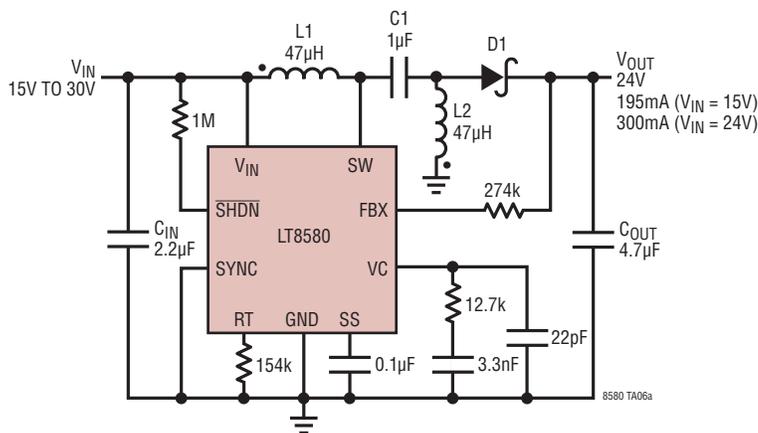
起動波形



8580 TA05c

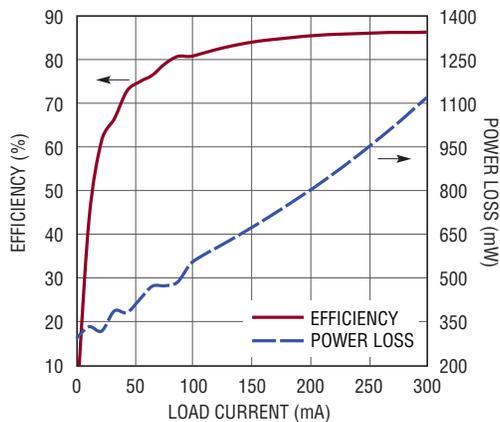
標準的応用例

15V ~ 30V 入力から 24V 出力を発生する 550kHz の SEPIC コンバータ

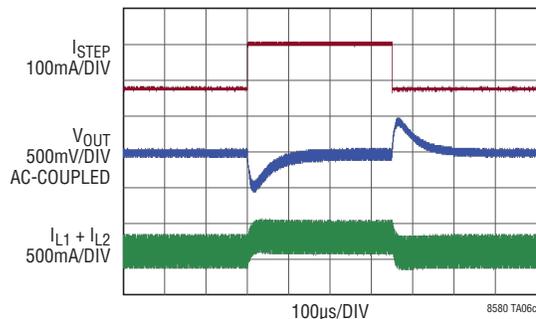


L1, L2: COILCRAFT 47µH MSD7342-473  
 D1: DIODES INC. DFLS1100  
 C<sub>IN</sub>: 2.2µF, 35V, 0805, X7R  
 C<sub>OUT</sub>: 4.7µF, 35V, 1206, X7R  
 C1: 1µF, 100V, 0805, X7S

効率および電力損失  
 (V<sub>IN</sub> = 24V)



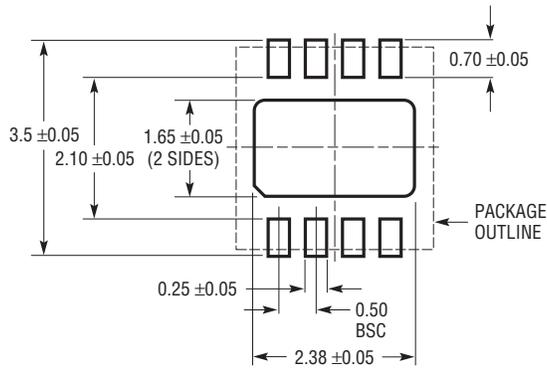
100mA から 225mA、さらに 100mA への出力負荷  
 ステップ (V<sub>IN</sub> = 24V) のトランジェント応答



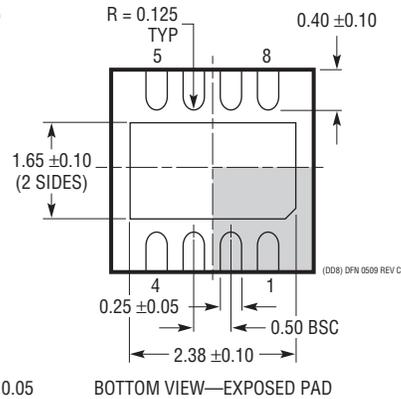
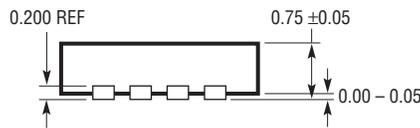
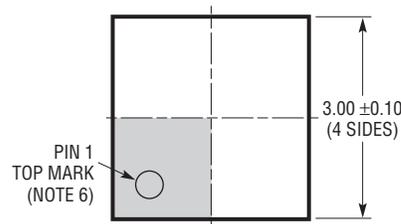
## パッケージ

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

### DD Package 8-Lead Plastic DFN (3mm × 3mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1698 Rev C)



RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS  
APPLY SOLDER MASK TO AREAS THAT ARE NOT SOLDERED



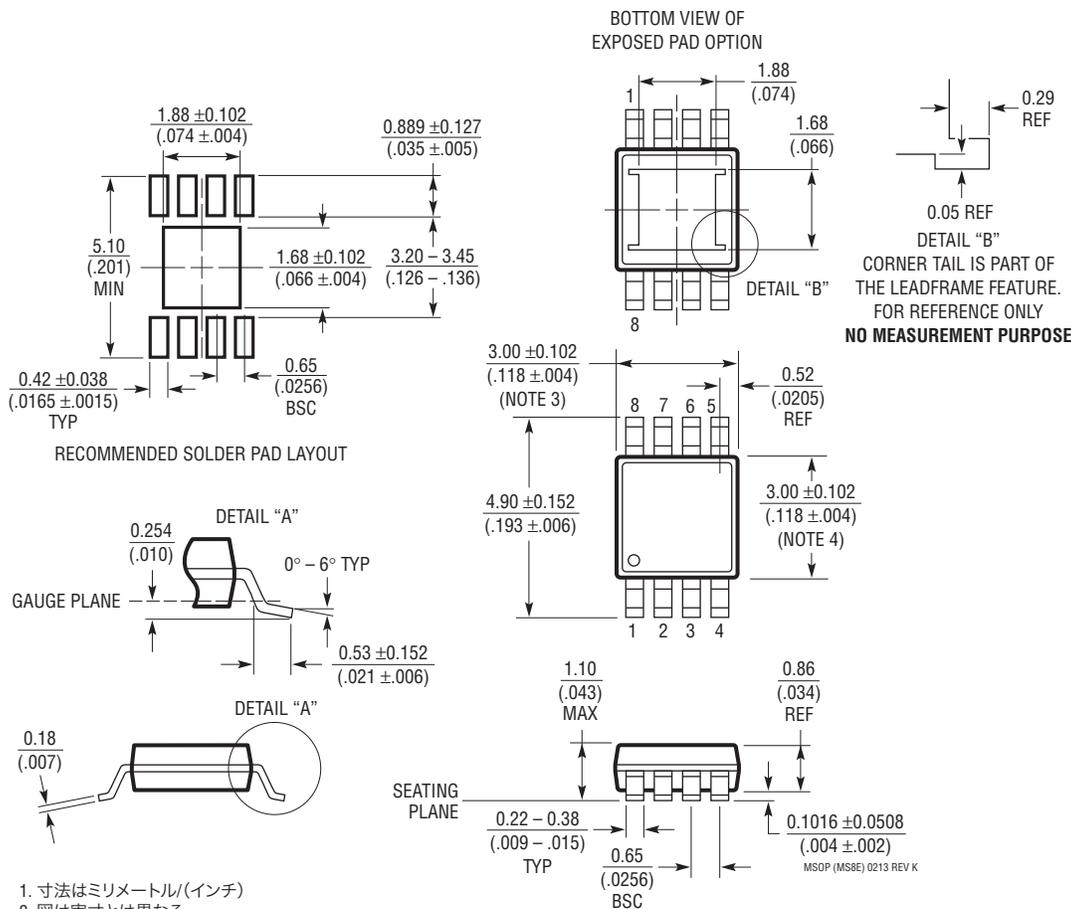
注記:

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. 灰色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

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

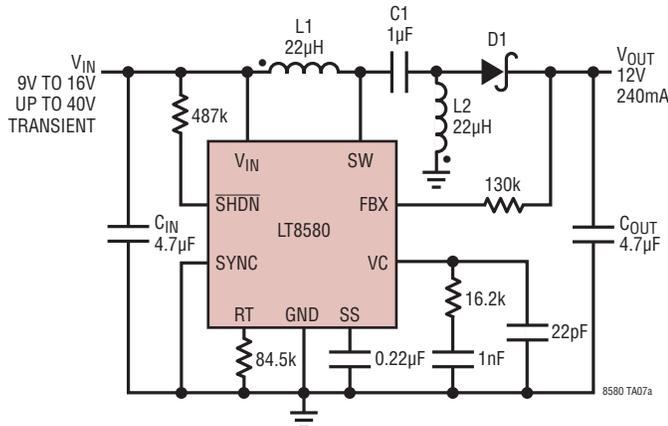
**MS8E Package**  
**8-Lead Plastic MSOP, Exposed Die Pad**  
 (Reference LTC DWG # 05-08-1662 Rev K)



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(整形後のリードの底面)は最大0.102mm(0.004")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む  
E-PAD上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

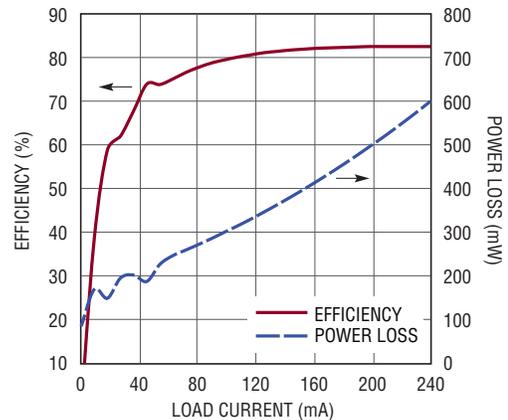
## 標準的応用例

40Vのトランジェントに耐える12Vバッテリー・スタビライザ



L1, L2: WÜRTH 22µH WE-DD 744877220  
 D1: DIODES INC. DFSL1100  
 CIN: 4.7µF 50V, 1206, X7R  
 COUT: 4.7µF 25V, 1206, X7R  
 C1: 1µF 100V, 0805, X7S

効率および電力損失  
(VIN = 12V)



8580 TA07b

## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1310	2A (ISW)、40V、1.2MHz、 高効率昇圧DC/DCコンバータ	VIN: 2.3V ~ 16V、VOUT(MAX) = 40V、IQ = 3mA、 ISD < 1µA、ThinSOT™パッケージ
LT1613	550mA (ISW)、 1.4MHz高効率昇圧DC/DCコンバータ	VIN: 0.9V ~ 10V、VOUT(MAX) = 34V、IQ = 3mA、 ISD < 1µA、ThinSOTパッケージ
LT1618	1.5A (ISW)、 1.25MHz高効率昇圧DC/DCコンバータ	VIN: 1.6V ~ 18V、VOUT(MAX) = 35V、IQ = 1.8mA、ISD < 1µA、 MS10パッケージ
LT1930/LT1930A	1A (ISW)、1.2MHz/2.2MHz高効率昇圧 DC/DCコンバータ	VIN: 2.6V ~ 16V、VOUT(MAX) = 34V、IQ = 4.2mA/5.5mA、 ISD < 1µA、ThinSOTパッケージ
LT1935	2A (ISW)、40V、1.2MHz、 高効率昇圧DC/DCコンバータ	VIN: 2.3V ~ 16V、VOUT(MAX) = 40V、IQ = 3mA、ISD < 1µA、 ThinSOTパッケージ
LT1944/LT1944-1	デュアル出力、350mA (ISW)、固定オフタイム、 高効率昇圧DC/DCコンバータ	VIN: 1.2V ~ 15V、VOUT(MAX) = 34V、IQ = 20µA、ISD < 1µA、 MS10パッケージ
LT1946/LT1946A	1.5A (ISW)、 1.2MHz/2.7MHz高効率昇圧DC/DCコンバータ	VIN: 2.6V ~ 16V、VOUT(MAX) = 34V、IQ = 3.2mA、ISD < 1µA、 MS8Eパッケージ
LT3467	1.1A (ISW)、1.3MHz高効率昇圧DC/DCコンバータ	VIN: 2.6V ~ 16V、VOUT(MAX) = 40V、IQ = 1.2mA、ISD < 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	VIN: 2.5V ~ 25V、VOUT(MAX) = 40V、アナログ/PWM、ISD < 1µA、 QFN、TSSOP-20Eパッケージ
LT3479	ソフトスタートと突入電流保護を備えた3A、 多機能DC/DCコンバータ	VIN: 2.5V ~ 24V、VOUT(MAX) = 40V、アナログ/PWM、ISD < 1µA、 DFN、TSSOPパッケージ
LT3580	2A (ISW)、42V、2.5MHz、 高効率昇圧DC/DCコンバータ	VIN: 2.5V ~ 32V、VOUT(MAX) = 42V、IQ = 1mA、ISD = < 1µA、 3mm×3mm DFN-14、MSOP-16E
LT3581	3.3A (ISW)、42V、2.5MHz、 高効率昇圧DC/DCコンバータ	VIN: 2.5V ~ 22V、VOUT(MAX) = 42V、IQ = 1.9mA、ISD = < 1µA、 4mm×3mm DFN-14、MSOP-16E
LT3579	6A (ISW)、42V、2.5MHz、 高効率昇圧DC/DCコンバータ	VIN: 2.5V ~ 16V、VOUT(MAX) = 42V、IQ = 1.9mA、ISD = < 1µA、 4mm×5mm DFN-20、TSSOP-20
LT8582	デュアル・チャネル、3A (ISW)、42V、2.5MHz、 高効率昇圧DC/DCコンバータ	VIN: 2.5V ~ 22V、VOUT(MAX) = 42V、IQ = 2.1mA、ISD = < 1µA、 4mm×7mm DFN-24