

## 60V、2MHz、低IQの昇圧／SEPIC／ フライバック・コントローラ

### 特長

- 広い入力電圧範囲: 3V～60V
- 低 $I_Q$ のBurst Mode®動作: 8 $\mu$ A
- 最大効率: 95% (2MHz時)
- 精度 $\pm 1.5\%$ の1V電圧リファレンスを内蔵
- 5Vのスプリット・ゲート・ドライブによる効率とEMIの最適化
- 外部クロック同期を含む100kHz～2MHz固定スイッチング周波数
- スペクトラム拡散周波数変調によるEMI抑制
- ヒステリシスのある高精度イネーブル閾値
- プログラマブルな出力ソフトスタートとトラッキング
- 熱強化型12ピンMSOPパッケージ

### アプリケーション

- オートモーティブ用および工業用システム
- バッテリー駆動システム
- 携帯電子機器

### 説明

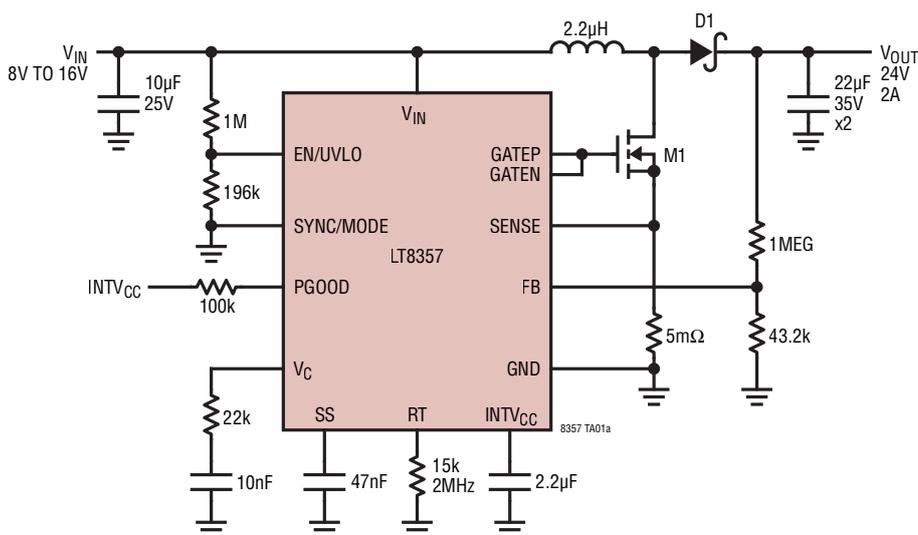
LT<sup>®</sup>8357は広い入力範囲を備えた電流モードDC/DCコントローラで、昇圧、SEPIC、またはフライバック・コンバータとして構成することができます。LT8357は、5Vのスプリット・ゲート・ドライブにより下側Nチャンネル・パワーMOSFETをドライブします。電流モード・アーキテクチャは、調整と同期が可能な100kHz～2MHzの固定周波数動作、または内蔵する19%トライアングル・スペクトラム拡散機能による低EMIの動作を実現します。低負荷時には、パルススキッピング・モードか、リップルの小さいBurst Modeの動作を選択できます。その他の機能としては、SEPIC構成やフライバック構成における出力パワー・グッドや出力短絡保護などがあります。

3V～60Vの広い入力範囲と8 $\mu$ Aの低静止電流によって、LT8357はオートモーティブ・システムや工業用システム、あるいはバッテリー駆動システム用に、シンプルでコンパクトな効率的ソリューションを実現します。

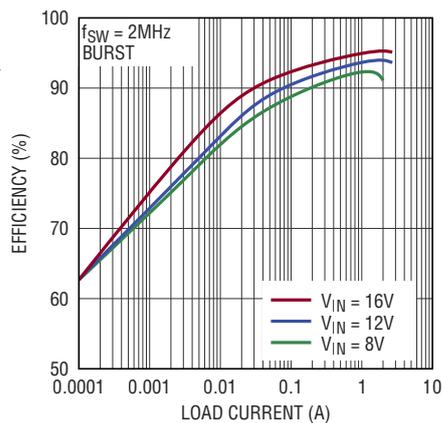
本紙記載の登録商標および商標は、すべて各社の所有に属します。

### 代表的なアプリケーション

2MHz、8V～16V入力、24V/2A出力の昇圧コンバータ



効率と負荷電流の関係



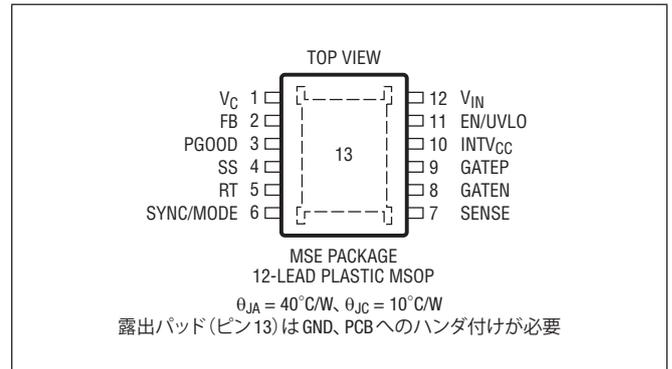
# LT8357

## 絶対最大定格

(注1)

$V_{IN}$ 、EN/UVLO.....	-0.3V~60V
SENSE.....	-0.3V~0.3V
INTV <sub>CC</sub> .....	-0.3V~6V
SYNC/MODE、RT、SS、PGOOD、FB、 $V_C$ .....	-0.3V~6V
GATEP、GATEN.....	(注2)
動作ジャンクション温度範囲(注3、4)	
LT8357E.....	-40°C~125°C
LT8357J.....	-40°C~150°C
LT8357H.....	-40°C~150°C
保存温度範囲	
MSOP.....	-65°C~150°C

## ピン配置



## オーダー情報

鉛フリー仕上げ	テープ&リール	製品マーキング*	パッケージの説明	温度範囲
LT8357EMSE#PBF	LT8357EMSE#TRPBF	8357	12ピン・プラスチックMSOP	-40°C~125°C
LT8357JMSE#PBF	LT8357JMSE#TRPBF	8357	12ピン・プラスチックMSOP	-40°C~150°C
LT8357HMSE#PBF	LT8357HMSE#TRPBF	8357	12ピン・プラスチックMSOP	-40°C~150°C

更に広い動作温度範囲で仕様規定されたデバイスについては弊社までお問い合わせください。\*温度グレードは出荷容器のラベルに表示されています。

テープ&リールの仕様はこちらをご覧ください。一部のパッケージは指定された販売チャンネルを通じて500個単位のリールで供給され、製品番号末尾に「#TRMPBF」という記号が付いています。

## 電気的特性

●は、全動作ジャンクション温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値です(注3)。特に指定のない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 1.5\text{V}$ 、 $C_{INTVCC} = 2.2\mu\text{F}$  (GNDに接続)。

パラメータ	条件		最小値	代表値	最大値	単位
<b>電源</b>						
$V_{IN}$ 動作電圧範囲		●	3		60	V
$V_{IN}$ 静止電流 シャットダウン時 スリープ・モード時(スイッチングなし) アクティブ・モード時(スイッチングなし)	$V_{EN/UVLO} = 0.3\text{V}$			1.7	3	$\mu\text{A}$
	$V_{FB} = 1.05\text{V}$ 、 $V_{SYNC/MODE} = 0\text{V}$			8	20	$\mu\text{A}$
	$V_{FB} = 1.05\text{V}$ 、 $V_{SYNC/MODE} = \text{フロート}$			830	1200	$\mu\text{A}$
<b>ロジック入力</b>						
EN/UVLOシャットダウン閾値		●	0.3	0.6	0.9	V
EN/UVLOイネーブル閾値	立上がり	●	1.183	1.220	1.257	V
EN/UVLOイネーブル・ヒステリシス				42		mV
EN/UVLO入力バイアス電流	$V_{EN/UVLO} = 60\text{V}$		-50		50	nA

## 電気的特性

●は、全動作ジャンクション温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値です (注3)。特に指定のない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 1.5\text{V}$ 、 $C_{INTVCC} = 2.2\mu\text{F}$  (GNDに接続)。

パラメータ	条件		最小値	代表値	最大値	単位
<b>リア・レギュレータ</b>						
INTV <sub>CC</sub> レギュレーション電圧	$I_{INTVCC} = 20\text{mA}$		4.70	4.95	5.20	V
INTV <sub>CC</sub> 電流制限値	$V_{INTVCC} = 4.5\text{V}$		40	60	80	mA
INTV <sub>CC</sub> 低電圧ロックアウト閾値	立下がり		2.4	2.5	2.6	V
INTV <sub>CC</sub> 低電圧ロックアウト・ヒステリシス				100		mV
<b>エラー・アンプ</b>						
FBレギュレーション電圧		●	0.985	1.000	1.015	V
FBラインレギュレーション	$3\text{V} < V_{IN} < 60\text{V}$			0.1	0.4	%
FB入力バイアス電流	$V_{FB} = 1\text{V}$		-20		20	nA
FBエラー・アンプのトランスコンダクタンス $g_m$				200		$\mu\text{S}$
$V_C$ 出力インピーダンス				2		M $\Omega$
<b>電流コンバータ</b>						
SENSE最大電流閾値	$V_{FB} = 0.85\text{V}$ 、 $V_{SYNC/MODE} = 0\text{V}$	●	45	60	75	mV
SENSEバースト電流閾値	$V_{FB} = 1.05\text{V}$ 、 $V_{SYNC/MODE} = 0\text{V}$			10		mV
SENSE過電流閾値				105		mV
SENSEピンのバイアス電流	$V_{FB} = 1.05\text{V}$ 、 $V_{SENSE} = 0\text{V}$ 、ピンからソース			27		$\mu\text{A}$
<b>フォルト</b>						
$V_{FB}$ からのPGOOD上限閾値オフセット	立下がり	●	6	8	10	%
$V_{FB}$ からのPGOOD下限閾値オフセット	立下がり	●	-10	-8	-6	%
PGOODプルダウン抵抗				110		$\Omega$
SSの強いプルダウン抵抗				55		$\Omega$
SSプルアップ電流	$V_{SS} = 0\text{V}$			15		$\mu\text{A}$
SSプルダウン電流	$V_{SS} = 2\text{V}$			1.5		$\mu\text{A}$
<b>発振器</b>						
スイッチング周波数	$R_T = 95.3\text{k}\Omega$ $R_T = 15.0\text{k}\Omega$	●	315 1900	350 2000	385 2100	kHz kHz
SYNC周波数	$f_{SYNC/MODE} = f_{RT}$		100		2000	kHz
SYNC閾値電圧			0.4		2.5	V
発振周波数を超える最大スペクトラム拡散	$V_{SYNC/MODE} = 5\text{V}$ 、 $R_T = 95.3\text{k}\Omega$ $V_{SYNC/MODE} = 5\text{V}$ 、 $R_T = 15.0\text{k}\Omega$			19	19	% %
<b>ゲート・ドライバ</b>						
GATEプルアップ抵抗				2.2		$\Omega$
GATEプルダウン抵抗				0.9		$\Omega$
GATE最小デューティ・サイクル	$R_T = 95.3\text{k}\Omega$ $R_T = 15.0\text{k}\Omega$		2 8	3.5 11	5 14	% %
GATE最大デューティ・サイクル	$R_T = 95.3\text{k}\Omega$ $R_T = 15.0\text{k}\Omega$		92.5 87	95 90	97.5 93	% %

## 電気的特性

●は、全動作ジャンクション温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値です (注3)。特に指定のない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 1.5\text{V}$ 、 $C_{INTVCC} = 2.2\mu\text{F}$  (GNDに接続)。

**注1:** 上記の絶対最大定格を超えるストレスを加えるとデバイスに恒久的な損傷を与えることがあります。デバイスを長時間絶対最大定格状態に置くと、デバイスの信頼性と寿命に影響を与えることがあります。

**注2:** これらのピンには正または負の電圧源を接続しないでください。接続すると、デバイスに恒久的な損傷を与えることがあります。

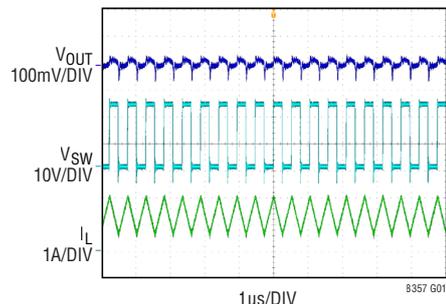
**注3:** LT8357Eは、 $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション温度で性能仕様を満たすよう設計されています。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション温度範囲における仕様は、設計、特性評価、および統計的プロセス制御との相関付けによって確保されています。LT8357JとLT8357H

は、 $-40^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション温度で性能仕様を満たすよう設計されています。ジャンクション温度が高い場合は動作寿命が低下し、 $125^\circ\text{C}$ を超えると動作寿命が定格値より短くなります。

**注4:** LT8357は、一時的な過負荷状態からデバイスを保護することを目的とした過熱保護機能を内蔵しています。この過熱保護機能が動作するときは、ジャンクション温度が $150^\circ\text{C}$ を超えています。仕様規定された絶対最大動作ジャンクション温度より上での動作は、デバイスの信頼性を損なう可能性があります。

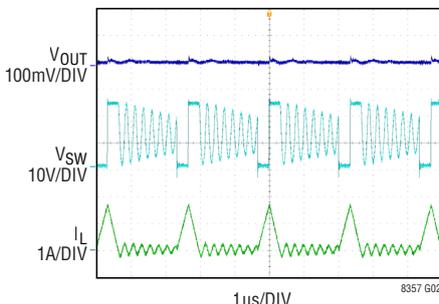
代表的な性能特性 特に指定のない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

スイッチング波形 (CCM時)



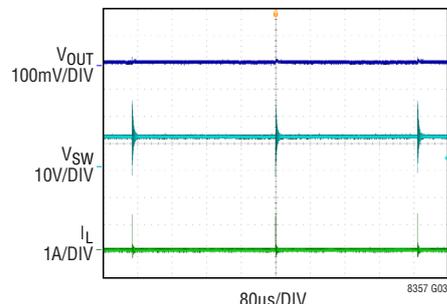
FRONT PAGE APPLICATION  
 $V_{IN} = 12\text{V}$ ,  $V_{OUT} = 24\text{V}$ ,  $I_{OUT} = 600\text{mA}$

スイッチング波形 (DCM /  
 ライト Burst Mode時)



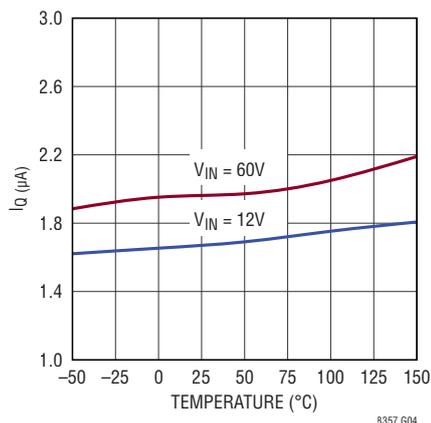
FRONT PAGE APPLICATION  
 $V_{IN} = 12\text{V}$ ,  $V_{OUT} = 24\text{V}$ ,  $I_{OUT} = 100\text{mA}$

スイッチング波形  
 (ディープ Burst Mode時)



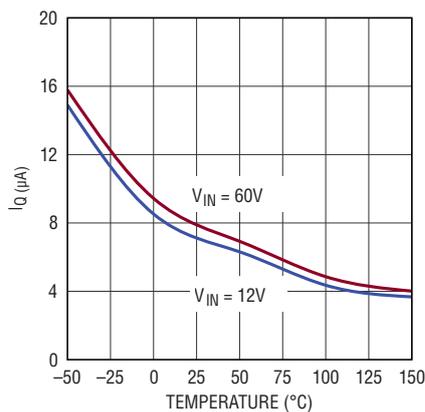
FRONT PAGE APPLICATION  
 $V_{IN} = 12\text{V}$ ,  $V_{OUT} = 24\text{V}$ ,  $I_{OUT} = 0\text{mA}$

$V_{IN}$  静止電流 (シャットダウン時)と  
 温度の関係



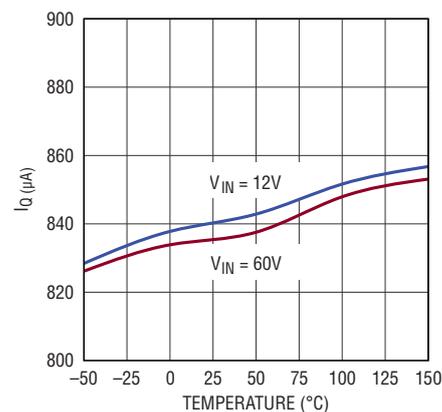
8357 G04

$V_{IN}$  静止電流 (スリープ・モード時)と  
 温度の関係



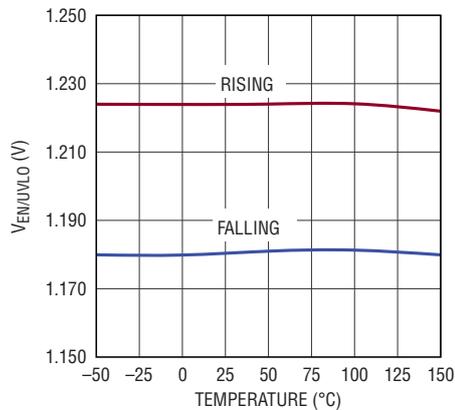
8357 G05

$V_{IN}$  静止電流 (アクティブ・モード時)と  
 温度の関係



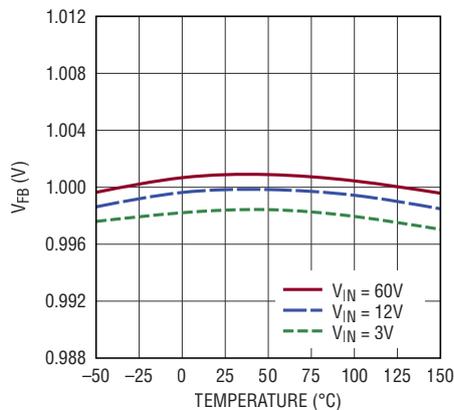
8357 G06

EN/UVLO イネーブル閾値と温度の  
 関係



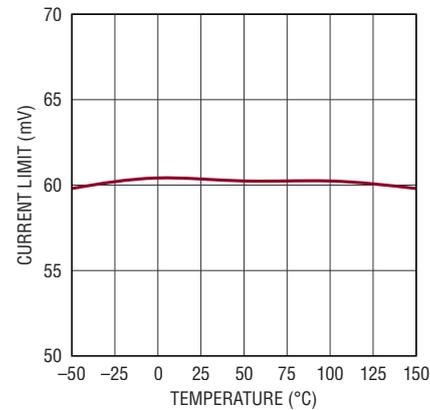
8357 G07

FB レギュレーション電圧と温度の  
 関係



8357 G08

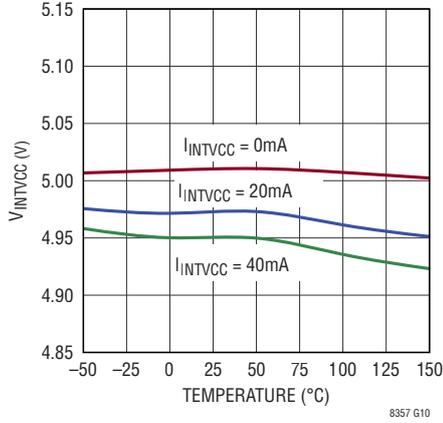
最大電流検出閾値と温度の関係



8357 G09

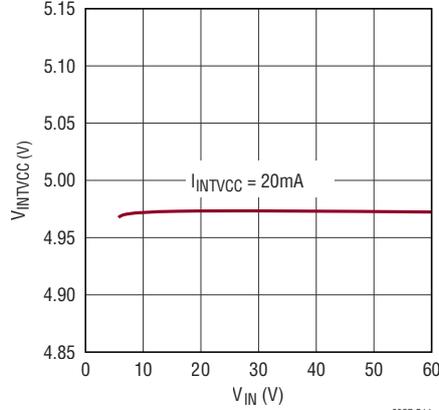
## 代表的な性能特性 特に指定のない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

INTV<sub>CC</sub> 電圧と温度の関係



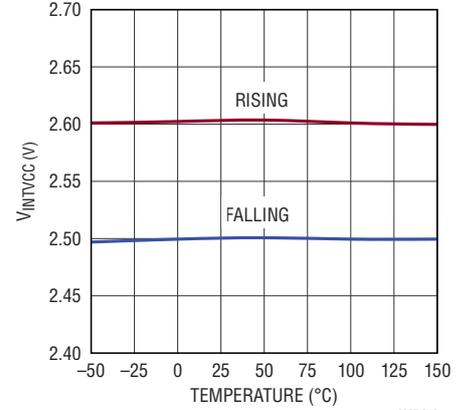
8357 G10

INTV<sub>CC</sub> 電圧と  $V_{IN}$  の関係



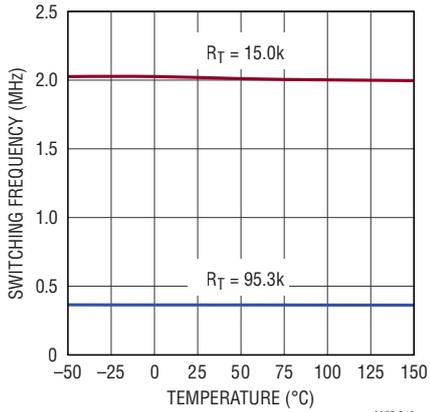
8357 G11

INTV<sub>CC</sub> UVLO 閾値と温度の関係



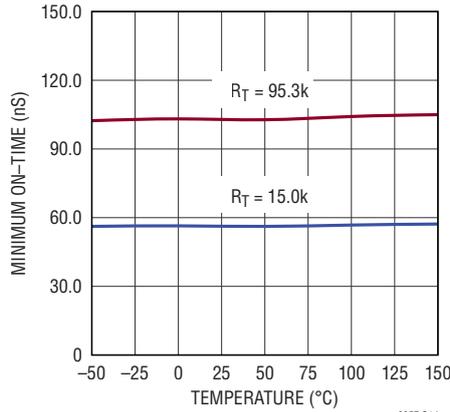
8357 G12

発振周波数と温度の関係



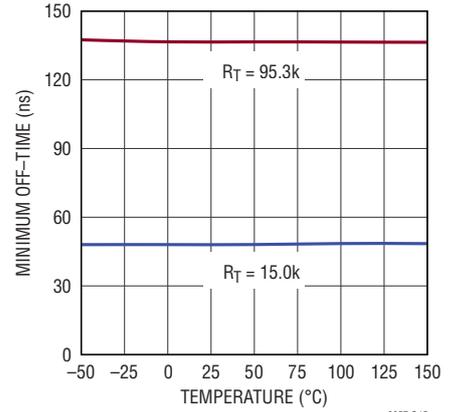
8357 G13

最小オン時間と温度の関係



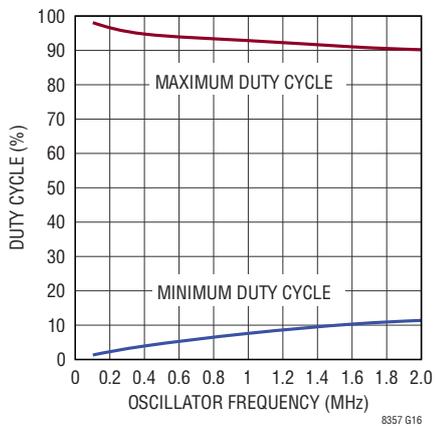
8357 G14

最小オフ時間と温度の関係



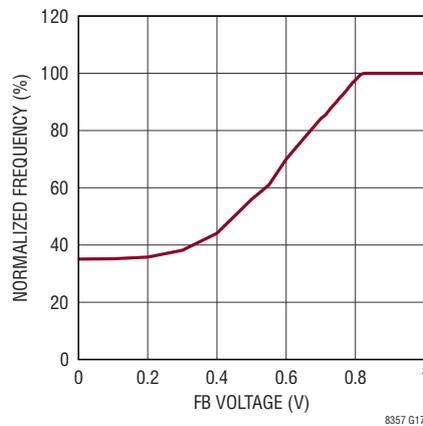
8357 G15

最小/最大デューティ・サイクルと発振周波数の関係



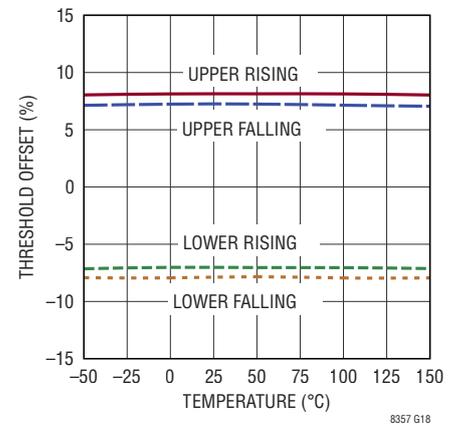
8357 G16

正規化発振周波数とFB 電圧の関係



8357 G17

PGOOD 閾値と温度の関係



8357 G18

## ピン機能

**V<sub>c</sub>**: エラー・アンプ補償。制御ループを補償するために外部RC回路を接続します。

**FB**: 出力電圧帰還入力。出力レギュレーション電圧を設定するには、出力とグラウンドの間にある抵抗分圧器にこのピンを接続します。通常動作時、FBピンは1Vにレギュレーションされます。

**PGOOD**: パワー・グッド・オープンドレイン出力。FBピンの電圧が最終的なレギュレーション電圧の±8%を超えると、PGOODピンがローになります。このピンを機能させるには、外付けのプルアップ抵抗が必要です。

**SS**: ソフトスタート・タイマー設定。出力ソフトスタート時間を設定するには、このピンとグラウンドの間にコンデンサを1個接続します。SSコンデンサを充電する15μAの内部プルアップ電流が、FBレギュレーション電圧を徐々にランプ・アップします。UVLOまたはサーマル・シャットダウンが発生すると、SSピン電圧が直ちにグラウンドに引き下げられてスイッチングが停止します。

**RT**: スwitching周波数の設定。このピンとグラウンドの間に抵抗を接続して、100kHz～2MHzの範囲で内部発振周波数を設定します。

**SYNC/MODE**: 外部周波数同期と動作モードの選択。このピンを使用すれば、5つのモードを選択して性能を最適化することができます。

1. 外部クロック: 外部周波数同期と軽負荷時パルススキッピング・モードの場合。
2. INTV<sub>CC</sub>: スペクトラム拡散周波数変調と軽負荷時パルススキッピング・モードの場合。
3. フロート: 内部発振周波数と軽負荷時パルススキッピング・モードの場合。
4. GNDとの間に100kΩ抵抗を接続: スペクトラム拡散周波数変調と軽負荷時低リップルBurst Modeの場合。
5. GND: 内部発振周波数と軽負荷時低リップルBurst Modeの場合。

**SENSE**: 電流検出コンパレータ入力。このピンは、下側MOSFETのソースにある電流検出抵抗の正端子にケルビン接続します。電流検出抵抗の負端子は、できるだけチップに近い位置でグラウンド・プレーンに接続する必要があります。

**GATEP**: MOSFETゲートのプルアップ・ドライブ。グラウンドからINTV<sub>CC</sub>までの電圧スイングでNチャンネルMOSFETのゲートをドライブします。

**GATEN**: MOSFETゲートのプルダウン・ドライブ。グラウンドからINTV<sub>CC</sub>までの電圧スイングでNチャンネルMOSFETのゲートをドライブします。

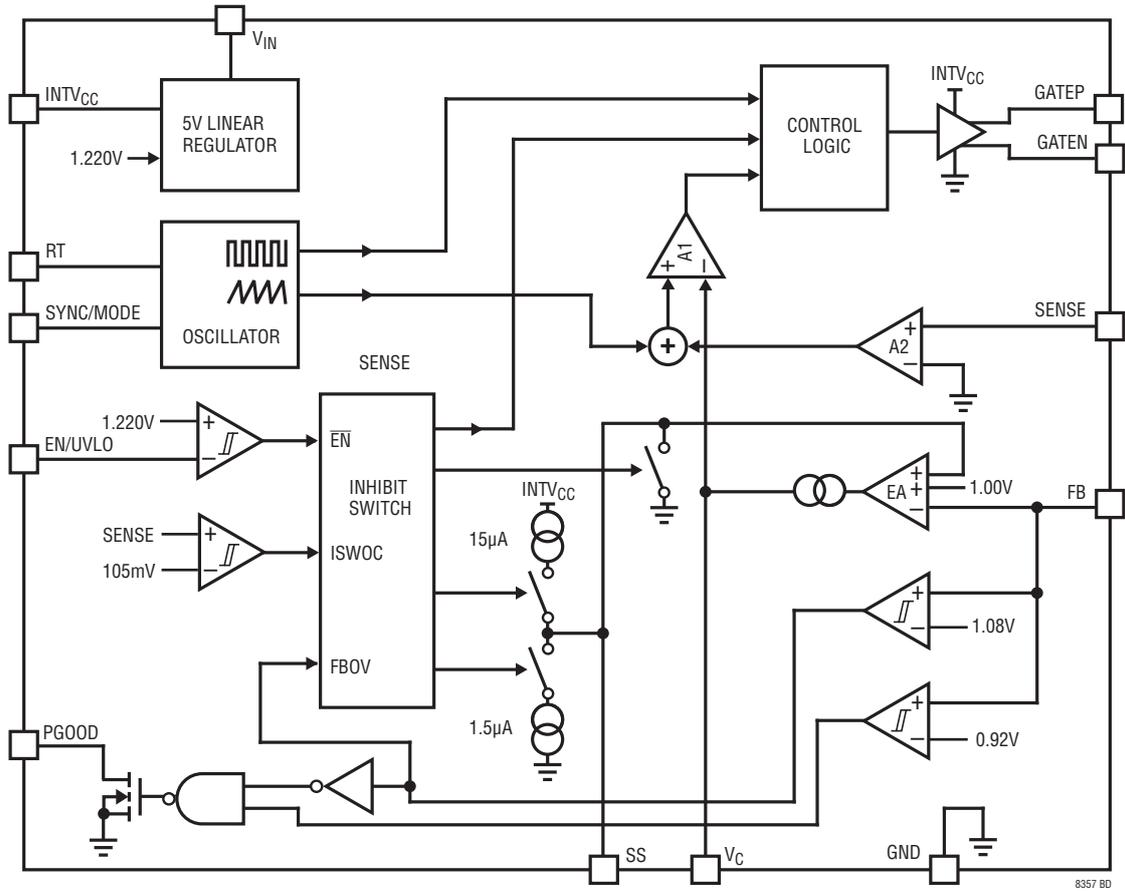
**INTV<sub>CC</sub>**: 内部5Vリニア・レギュレータ出力。V<sub>IN</sub>ピンを電源に使用するINTV<sub>CC</sub>リニア・レギュレータは、内部制御回路とゲート・ドライバに電力を供給します。INTV<sub>CC</sub>ピンには外部回路から負荷をかけないでください。このピンは、少なくとも2.2μFのセラミック・コンデンサを使って、ローカルでグラウンドへバイパスする必要があります。

**EN/UVLO**: イネーブルおよび低電圧ロックアウト。デバイスをシャットダウンしてV<sub>IN</sub>の静止電流を3μA未満に減らすには、このピンを0.3V未満に強制します。デバイスをイネーブルするには、このピンを高精度イネーブル閾値より高い値に強制します。高精度イネーブル閾値を使用すれば、V<sub>IN</sub>とグラウンドの間にある抵抗分圧器によって低電圧ロックアウト(UVLO)閾値を設定できます。どちらの機能も使わない場合は、このピンをV<sub>IN</sub>に接続してください。

**V<sub>IN</sub>**: 入力電源。通常、V<sub>IN</sub>ピンは入力電源または昇圧コンバータ出力に接続して、INTV<sub>CC</sub>リニア・レギュレータに電力を供給するために使用します。このピンは、0.1μFのセラミック・コンデンサを使い、ローカルでGNDへバイパスしてください。

**GND (露出パッド)**: グラウンド。露出パッドはグラウンド・プレーンに直接ハンダ付けします。

ブロック図



## 動作

### メイン制御ループ

LT8357は固定周波数の電流モード制御方式を使用して、優れたライン・レギュレーションと負荷レギュレーションを行います。動作はブロック図を見ればよく理解できます。インダクタ電流は、SENSEピンとグラウンドの間にある電流検出抵抗を通じて検出されます。この電流検出電圧はアンプA2によって増幅され、内部発振器からのスロープ補償ランプ信号に加えられます。更に、この加算信号が電流コンパレータA1の正端子に送られます。A1の負端子は、エラー・アンプEAの出力であるV<sub>C</sub>ピンの電圧によって制御されます。EAはFBピンの帰還電圧と1Vリファレンス電圧の差を増幅し、その値に応じてV<sub>C</sub>電圧を調整して正しいピーク・スイッチ電流レベルを設定することにより、出力電圧のレギュレーションを維持します。

### 軽負荷電流動作

軽負荷時には、SYNC/MODEピンをプログラムすることにより、パルススキッピング・モードまたは低リップルのBurst ModeでLT8357を動作させることができます。パルススキッピング・モード動作では、レギュレーションの維持と効率向上のために、数クロック・サイクルにわたってパワー・スイッチがオフに保持されます(つまりパルスをスキップする)。更に効率を向上させると同時に、入力静止電流と出力電圧リップルを最小限に抑えるために、LT8357は低リップルのBurst Modeで動作させることもできます。Burst Mode動作では、LT8357はスイッチング・サイクルごとに単一パルスの電流を出力コンデンサへ供給し、その後はしばらくスリープ期間とします。スリープ期間中の出力電力は出力コンデンサから供給されます。このスリープ期間中、LT8357はほとんどの回路をシャットダウンするので、消費する入力静止電流が非常に小さくなります(代表値で8 $\mu$ A)。

出力負荷が低下するにつれて単一電流パルスの供給頻度は減少し(図1参照)、スリープ期間のパーセンテージ

は増加します。この結果、軽負荷時の効率は標準的なコンバータよりはるかに高くなります。軽負荷時の静止電流性能を最適化するには、負荷電流として出力に現れる帰還抵抗分圧器の電流を最小限に抑える必要があります。更に、出力から生じる可能性のある漏れ電流はすべて等価出力負荷に加えられるので、これらの漏れ電流も最小限に抑える必要があります。漏れ電流に最も大きく影響する可能性があるのは、出力ダイオードの逆バイアス漏れ電流です(アプリケーション情報セクションの出力ダイオードの選択を参照)。

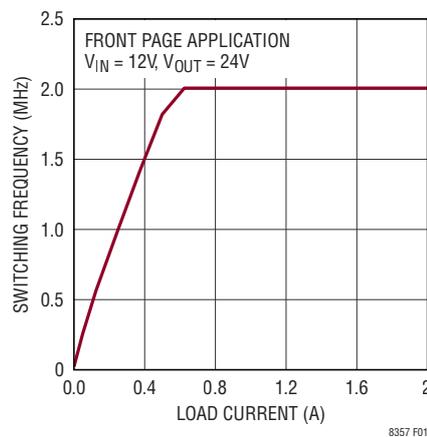


図1. バースト周波数と負荷電流の関係

Burst Mode動作時、SENSEピンのスイッチ電流制限値は約10mV(代表値)です。その結果、出力電圧リップルが小さくなります。出力容量を大きくすると、それに応じて出力電圧リップルが小さくなります。出力負荷がゼロからランプ・アップするときはスイッチング周波数も増加しますが、図1に示すように、RTピンの抵抗によって設定された固定発振周波数とその上限値になります。LT8357が固定周波数に達する出力負荷は、入力電圧、出力電圧、およびインダクタの選択に基づいて変化します。

## 動作

### シャットダウンとパワーオン・リセット

EN/UVLOピンがそのシャットダウン閾値(最小0.3V)を下回るとLT8357はシャットダウン・モードになり、消費する静止電流は3 $\mu$ A未満になります。EN/UVLOピンがそのシャットダウン閾値を超えると(最大0.9V) LT8357はスタートアップ回路を起動し、バンドギャップ・リファレンスを生成して内部INTV<sub>CC</sub> LDOをパワーアップします。INTV<sub>CC</sub> LDOは、内部制御回路とゲート・ドライバに電力を供給します。その後、LT8357は低電圧ロックアウト(UVLO)モードになります。UVLOモードでは、デバイスがパワーオン・リセット(POR)状態になって内部制御回路全体の動作を再開し、正しい初期状態にセトリングします。INTV<sub>CC</sub>ピンが立上がりUVLO閾値(代表値2.60V)以上の値まで充電されて、EN/UVLOピンがその立上がりイネーブル閾値(代表値1.220V)を超え、なおかつジャンクション温度がサーマル・シャットダウン限界値(代表値165°C)未満の場合、LT8357はイネーブル・モードになり、デバイスは動作準備を完了して、スイッチングを開始するための制御信号を待ちます。

LT8357には、デバイスをイネーブルするための高精度のイネーブル閾値(代表値で立上がり1.220V、立下がり1.178V)がEN/UVLOピンに設定されています。この高精度イネーブル閾値を使用すれば、入力電源V<sub>IN</sub>とグラウンドの間にある抵抗分圧器によって、低電圧ロックアウト(UVLO)閾値を設定できます。Burst Mode動作時は、抵抗分圧器を流れる電流がデバイスの消費する静止電流を簡単に超えてしまう可能性があります。したがって、軽負荷時の効率に与える影響を最小限に抑えるには、抵抗分圧器の値を十分に大きくする必要があります。

### スタートアップとフォルト保護

LT8357が最初にPOR状態になったときは、55 $\Omega$ の内部抵抗によってSSピンがグラウンドにハード・プルダウンされます。デバイスがイネーブル・モードになると、POR信号はリセットされますがSSピンはグラウンドにハード・プルダウンされたままで、デバイスは、スタートアップ・シーケンスの開始前に内部のすべての回路とロジックが正しい状態にセトリングするように、10 $\mu$ s待機します。この10 $\mu$ sが経過

すると15 $\mu$ Aのプルアップ電流によってSSピンが充電され、スイッチングがディスエーブルされます。SSピンが0.25Vを超える値まで充電されるとパワー・スイッチのスイッチングがイネーブルされ、SSピンの電圧によって出力電圧V<sub>OUT</sub>のスタートアップが制御されます。SSピン電圧が1V未満に低下すると、LT8357はFBピン電圧を、1VのリファレンスではなくSSピン電圧にレギュレーションします。これにより、SSピンとグラウンドの間にコンデンサを外付けすることで、SSピンを使ってソフトスタートをプログラムすることができます。15 $\mu$ Aの内部プルアップ電流がコンデンサを充電して、SSピンの電圧ランプを生成します。SSピン電圧は0.25Vから1V(以上まで)直線的に上昇するので、出力電圧V<sub>OUT</sub>は、その最終的なレギュレーション電圧までスムーズに上昇します。SSピンの電圧が1Vを過ぎた後も充電は続けられ、1.55Vを超えた時点でスタートアップ期間が終了します。制御ロジックは、SSピンが1.55Vを超えて上昇する前に外部クロックとの同期を禁止し、Burst Mode動作とスペクトラム拡散変調をディスエーブルします。SSピンが1.55Vを超えた後の外部周波数同期と動作モードの選択は、ともにSYNC/MODEピンの設定によって制御されます。

SENSEピンでスイッチ過電流フォルトが検出された場合、LT8357は直ちにスイッチングをディスエーブルして過電流フォルト・フラグをラッチし、1.5 $\mu$ Aのプルダウン電流によってSSピンを放電します。過電流フォルトが検出されてラッチされている間、デバイスはBurst Mode動作を禁止します。SSピンが0.2V未満に放電されると過電流フォルト・フラグがリセットされ、SSピンは再び15 $\mu$ Aのプルアップ電流によって充電されます。SSピンの電圧が0.25Vを上回るとスイッチングがイネーブルされて、ソフトスタートが再開されます。

FBピンの電圧が1Vのレギュレーション電圧+8%(代表値)を超えると出力過電圧フォルトがトリガされて、直ちにスイッチングがディスエーブルされます。FBピン電圧が過電圧閾値を下回ると、スイッチングが再びイネーブルされます。このフォルトの場合、ソフトスタートは再開されません。

## 動作

スタートアップ時または出力の短絡フォルト時で  $V_{OUT}$  が非常に低い場合は、パワー・スイッチの電流を電流制限範囲内に維持するために、スイッチング・レギュレータを低デューティ・サイクルで動作させる必要があります。これは、スイッチ・オフ時はインダクタ電流の減少率が非常に小さいためです。しかし、最小オン時間の制限により、プログラムされたスイッチング周波数では、スイッチャを十分低いデューティ・サイクルにできない可能性があります。その場合は各スイッチサイクルを通じてスイッチ電流が増加を続け、設定された電流制限を超えてしまいます。ピーク・スイッチ電流が設定制限値を超えないようにするため

に、LT8357には周波数フォールドバック機能が実装されており、FB電圧がレギュレーション電圧の75%未満に低下すると、スイッチング周波数のフォールドバックを開始します(代表的な性能特性セクションの正規化発振周波数とFB電圧の関係を参照)。周波数フォールドバック機能は、最小オン時間が理由でインダクタ電流が設定制限値を超えてしまうことがないようにします。周波数がフォールドバックされると、周波数フォールドバック動作との干渉を防ぐために、外部クロック同期、Burst Mode動作、およびスペクトラム拡散周波数変調はすべてディスエーブルされます。

## アプリケーション情報

LT8357の代表的なアプリケーション回路図をフロント・ページに示します。このアプリケーション情報セクションは、代表的アプリケーションに外付け部品を選択する際のガイドラインとしての役割を果たします。特に指定のない限り、このセクションに示す例と式は、連続導通モードでの動作を前提としています。

### スイッチング周波数の選択

LT8357は、範囲が100kHz~2MHzの固定周波数制御方式を採用しています。スイッチング周波数の選択は、効率と部品サイズのトレードオフです。低周波数動作ではMOSFETのスイッチング損失が減ることで効率が向上しますが、インダクタとコンデンサの値を大きくする必要があります。高消費電力アプリケーションでは、スイッチング損失によるMOSFETの発熱を最小限に抑えるために、より低い周波数での動作を考える必要があります。これに対し低消費電力アプリケーションでは、最終的なソリューション・サイズを最小限に抑えるために、より高い周波数での動作を検討します。

スイッチング周波数の選択時は、個々の具体的なアプリケーションも重要な役割を果たします。ノイズに敏感なシステムでは、通常、スイッチング・ノイズを敏感な周波数帯から外すことができるようにスイッチング周波数を選択します。

### スイッチング周波数の設定

LT8357のスイッチング周波数は内部発振器によって設定されます。スイッチング周波数は、周波数同期をディスエーブルして、RTピンとグラウンドの間に抵抗を接続することによって設定できます。一般的なスイッチング周波数に対する $R_T$ 抵抗の値を表1に示します。

表1. スwitchング周波数と $R_T$ 値の関係(1%抵抗)

$f_{osc}$ (kHz)	$R_T$ (k $\Omega$ )
100	357
200	174
350	95.3
400	82.5
600	53.6
800	40.2
1000	31.6
1200	26.1
1400	22.1
1600	19.1
1800	16.9
2000	15.0

### スペクトラム拡散周波数変調

電磁干渉(EMI)が懸念されるようなアプリケーションでは、特にスイッチング・レギュレータが問題の原因となる可能性があります。EMI性能を改善するために、LT8357にはトライアングル・スペクトラム拡散周波数変調方式が実装されています。SYNC/MODEピンがINTV<sub>CC</sub>に接続されている場合、あるいはSYNC/MODEピンとグラウンドの間に100k $\Omega$ 抵抗が接続されている場合、LT8357はそのスイッチング周波数を内部発振周波数より19%高い周波数まで広げます。フロント・ページに示すアプリケーションでスペクトラム拡散変調をイネーブルした場合とディスエーブルした場合の両方について、そのノイズ・スペクトラムを図2と図3に示します。

### スプリット・ゲート・ドライブ

スイッチング・レギュレータのEMI性能向上のために外付けのゲート抵抗を追加することによってゲート・ドライブを最適化することは極めて重要ですが、この場合、電力効率とEMIはトレードオフの関係になります。プルアップ・ゲート抵抗によってゲート・ドライブ速度を遅くするとEMIが改善されますが、効率は低下します。SWノードのスルー・レートが大きいと、パワーMOSFETのゲートがプルアップされて誤ってオンになるおそれがあるので、ゲート・ドライブは常に強いプルダウンとする必要があります。また、1つのゲート・ドライブに使用できるゲート抵抗は1つだけなので、効率とEMIを同時に最適化することはできません。LT8357にはスプリット・ゲート・ドライブが実装されており、大きいプルアップ抵抗と小さいプルダウン抵抗を使って、効率とEMI性能の両方を最適化することができます。

## アプリケーション情報

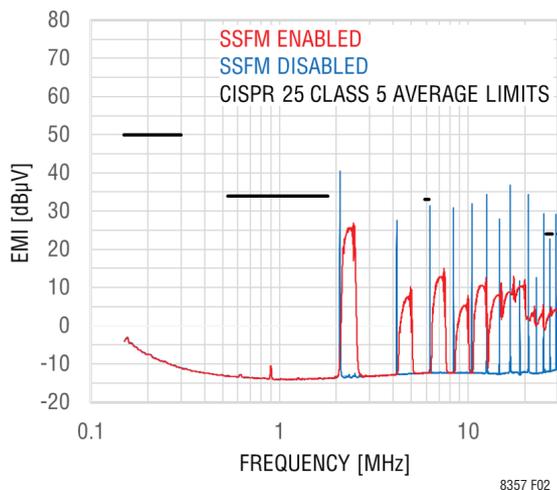


図2. 平均伝導EMI

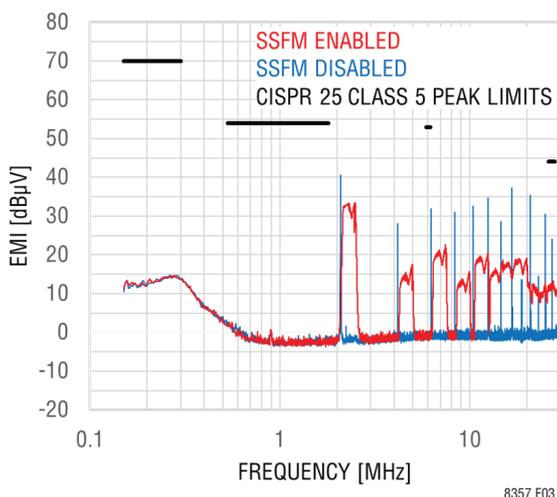


図3. ピーク伝導EMI

### 周波数同期とモードの選択

LT8357のスイッチング周波数は、SYNC/MODEピンを使って外部クロックに同期させることもできます。50% デューティ・サイクル波形でSYNC/MODEピンをドライブするのは、ほとんどの場合適切な選択と言えます。それ以外の場合は、10%~90%のデューティ・サイクルを維持してください。外部クロックのハイ・レベルは2.5Vより高くなければならず、ロー・レベルは0.4Vより低くなければなりません。また、周波数範囲は100kHz~2MHzとする必要があります。この場合もR<sub>T</sub>抵抗は必要で、その値は外部クロックの周波数に対応させる必要があります。外部クロックが停止してしまった場合、LT8357はR<sub>T</sub>抵抗を使って周波数を

設定します。外部クロックに同期する場合、LT8357は軽負荷時にBurst Mode動作に入ることを禁止しますが、代わりにパルススキッピング・モード動作でレギュレーションを維持します。

周波数同期に加えて、LT8357は、内部発振器によってスイッチング周波数が設定される4つの動作モード・オプションを備えています。これらのモードは、SYNC/MODEピンを設定することによって選択できます。軽負荷時には、パルススキッピング・モードまたはBurst Mode動作のどちらかを選ぶことができます。スペクトラム拡散周波数変調機能も、アプリケーションのEMI性能条件に応じてイネーブルまたはディスエーブルすることができます。モード選択の詳細については、ピン配置のセクションを参照してください。

### V<sub>IN</sub> UVLOのプログラム

V<sub>IN</sub>とEN/UVLOピン間の抵抗分圧器は、V<sub>IN</sub>低電圧ロックアウト機能(UVLO)を実装します。EN/UVLOイネーブルの立上がり閾値は1.220V(代表値)、立下がり閾値は1.178V(代表値)に設定されており、ヒステリシスは42mVです。プログラマブルUVLO閾値は次式で表されます。

$$V_{IN(UVLO+)} = 1.220V \cdot \frac{R1+R2}{R2}$$

$$V_{IN(UVLO-)} = 1.178V \cdot \frac{R1+R2}{R2}$$

UVLO機能をそのまま使用する外部シャットダウン制御の実装例を図4に示します。NMOSがオンになると、EN/UVLOピンがグラウンドにプルダウンされてLT8357をシャットダウン状態にします。このときの静止電流は3µA未満です。

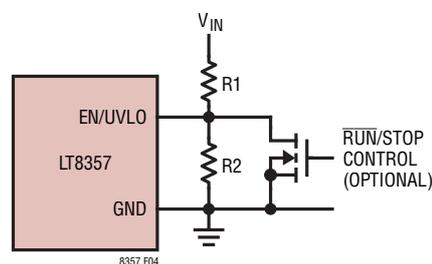


図4. V<sub>IN</sub>低電圧ロックアウト(UVLO)

## アプリケーション情報

### INTV<sub>CC</sub>レギュレータ

内部Pチャンネル低ドロップアウト・レギュレータは、V<sub>IN</sub>電源ピンを使用してINTV<sub>CC</sub>ピンに5Vの電圧を発生させます。INTV<sub>CC</sub>は、LT8357の内部回路とMOSFETゲート・ドライバに電力を供給します。INTV<sub>CC</sub>レギュレータは60mA(代表値)のピーク電流を供給できますが、少なくとも2.2μFのセラミック・コンデンサを使ってグラウンドにバイパスする必要があります。MOSFETゲート・ドライバに必要な大きい過渡電流を供給するには、良好なローカル・バイパスが必要です。

高いスイッチング周波数で大きいパワーMOSFETをドライブする高入力電圧アプリケーションでは、LT8357の最大ジャンクション温度定格を超えてしまう可能性があります。通常、システム電源電流の支配的な成分はゲート充電電流です。また、消費電力の計算時にはINTV<sub>CC</sub>に追加される外部負荷も考慮する必要があります。この場合のLT8357の合計消費電力はV<sub>IN</sub>・I<sub>INTVCC</sub>で、全体的な効率は低下します。ジャンクション温度は次式で予想できます。

$$T_J = T_A + P_D \cdot \theta_{JA}$$

ここで、 $\theta_{JA}$ (°C/W)はパッケージの熱抵抗です。

最大ジャンクション温度を超えないようにするには、最大V<sub>IN</sub>での連続モード動作時に入力電源電流をチェックする必要があります。

### デューティ・サイクルに関する検討事項

スイッチング・デューティ・サイクルは、コンバータの動作を決定する重要な変数です。したがって、その限界値を検討する必要があります。最小オン時間は、LT8357がパワーMOSFETをオンにすることができる最小時間です。同様に、各スイッチング・サイクルでは、LT8357は最小限の時間パワーMOSFETをオフ状態に維持します。これが最小オフ時間です。最小オン時間と最小オフ時間は、どちらもスイッチング周波数が低下すると増加します(代表的な性能特性セクションの最小/最大デューティ・サイクルと発振周波数の関係を参照)。

最小オン時間T<sub>MIN\_ON\_TIME</sub>、最小オフ時間T<sub>MIN\_OFF\_TIME</sub>、およびスイッチング周波数fは、コンバータが動作時に実現できる最小および最大スイッチング・デューティ・サイクルを決定します。

$$\text{最小許容デューティ・サイクル} = T_{\text{MIN\_ON\_TIME(MAX)}} \cdot f_{\text{(MAX)}}$$

$$\text{最大許容デューティ・サイクル} = 1 - T_{\text{MIN\_OFF\_TIME(MAX)}} \cdot f_{\text{(MAX)}}$$

### 出力電圧と閾値のプログラミング

LT8357には電圧帰還ピンFBがあり、出力レギュレーション電圧のプログラミングに使用できます。出力電圧は、次式に従いR3とR4(図5)の値を選択することによって決定します。

$$V_{\text{OUT}} = 1V \cdot \frac{R3 + R4}{R4}$$

更に、FBピン電圧は出力過電圧閾値と出力パワー・グッド閾値も決定します。出力コンデンサが小さいアプリケーションでは、負荷過渡イベント時に出力電圧のオーバーシュートが過大になることがあります。FBピンの値が過電圧閾値の1.08V(代表値)に達すると、LT8357はパワーMOSFETをオフにすることによって直ちにスイッチングを停止します。出力過電圧閾値は次式で設定されます。

$$V_{\text{OUT(OVP)}} = 1.08V \cdot \frac{R3 + R4}{R4}$$

LT8357がBurst Modeで動作している場合は、帰還抵抗分圧器を流れる電流がデバイスの入力静止電流を簡単に超えてしまう可能性があります。したがって、軽負荷時の効率を向上させるには、R3とR4に大きい抵抗を使用することが望まれます。

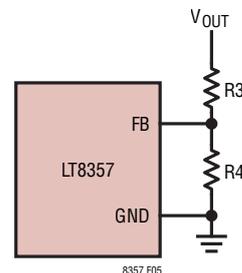


図5. 帰還抵抗の接続

## アプリケーション情報

### パワー・グッド(PGOOD)ピン

LT8357にはオープンドレイン・ステータス・ピンPGOODがあり、FBピン電圧が1Vのレギュレーション電圧の±8% (代表値) 以内のときはハイにプルアップされます。PGOODピンは、INTV<sub>CC</sub>に接続した外部抵抗または最大6Vの外部電圧源によってプルアップされます。

### SENSEピンのプログラミング

LT8357は、制御と保護のために、MOSFETのソースとGNDの間に接続した検出抵抗(R<sub>SENSE</sub>)を使用してパワーMOSFETの電流を測定します。検出抵抗に加わる検出電圧(V<sub>SENSE</sub>)の代表的な波形を図6に示します。これを正しく動作させるには、SENSEピンとR<sub>SENSE</sub>の間のケルビン・パターンを使用し、IC GNDをR<sub>SENSE</sub>のGND端子にできるだけ近づけて配置することが重要です。

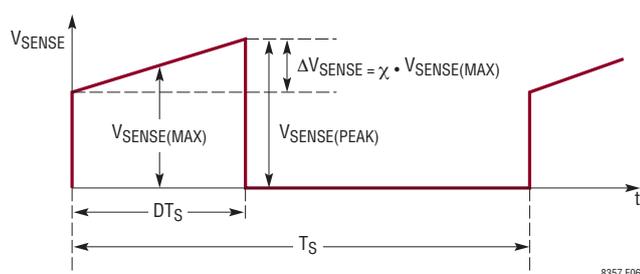


図6. 検出電圧波形

SENSEピンは電流制限機能を備えているので、R<sub>SENSE</sub>は、通常の定常動作状態におけるピーク・スイッチ電流検出電圧V<sub>SENSE(PEAK)</sub>がSENSEの最大電流閾値(代表値60mV)を超えないように選ぶ必要があります。したがって、最大スイッチ電流リップル・パーセンテージは次式を使って計算できます。

$$\chi = \frac{\Delta V_{\text{SENSE}}}{60\text{mV} - 0.5 \cdot \Delta V_{\text{SENSE}}}$$

以下に示す設計例では、インダクタ値の計算に $\chi$ を使用します。 $\Delta V_{\text{SENSE}}$ は、R<sub>SENSE</sub>に生じるリップル電圧です。最終的なR<sub>SENSE</sub>の値は、計算によるR<sub>SENSE</sub>値より小さくしなければなりません。通常は20%~30%のマージンを持たせることを推奨します。いかなる場合も、電流検出抵抗はESLの小さいものを選択してください。

LT8357は、最小オン時間に近い時間にわたり、パワーMOSFETのターンオン直後に生じるスイッチ電流検出信号のリングングを無視します。このリングングは、PCBパターン、検出抵抗、ダイオード、およびMOSFETの寄生インダクタンスと寄生容量によって生じます。このブランキング時間は、スイッチング周波数が低くなるとともに、最小オン時間に合わせて延長されます。非常に大きくて長いリングングが電流検出信号に生じるアプリケーションでは、小さいRCフィルタを追加して過度のリングングを除去することができます。

### ソフトスタート

動作セクションに述べたように、SSピンとGNDの間に外部コンデンサを接続することにより、SSピンを使って出力電圧のソフトスタートをプログラムすることができます。15 $\mu$ A (代表値)の内部プルアップ電流がコンデンサを充電して、SSピンの電圧ランプを生成します。SSピン電圧は0.25Vから1V (以上まで)直線的に上昇するので、出力電圧は、その最終的な電圧レギュレーション値までスムーズに上昇します。ソフトスタート時間は次式で計算できます。

$$T_{\text{SS}} = 1\text{V} \cdot \frac{C_{\text{SS}}}{15\mu\text{A}}$$

良好に制御された出力電圧ソフトスタートを実現するには、C<sub>SS</sub>の値を、V<sub>C</sub>ピンの補償コンデンサの少なくとも5倍~10倍にする必要があります。出発点として使用するのには、22nFのセラミック・コンデンサが妥当です。

SSピンはフォルト・タイマーとしても使用できます。スイッチ・オーバー電流フォルトが検出されると、LT8357は低デューティ・サイクルの自動リトライ・ヒカップ・モードになります。このシナリオでは、直ちにスイッチングがディスエーブルされ、1.5 $\mu$ A (代表値)のプルダウン電流がアクティブになってC<sub>SS</sub>が放電されます。SSピンが0.2V未満まで放電されると、15 $\mu$ Aのプルアップ電流が再びSSピンを充電します。スイッチ・オーバー電流フォルト状態が解消されていない場合は、新しいヒカップ・サイクルが開始されます。これはフォルト状態が解消されるまで続きます。スイッチ・オーバー電流状態が解消されると、ソフトスタートによって出力がスムーズに回復します。

## アプリケーション情報

### ループ補償

LT8357は、トランスコンダクタンス・エラー・アンプとその出力 $V_C$ を使用して制御ループを補償します。外部インダクタ、出力コンデンサ、および補償抵抗とコンデンサが、ループの安定性を決定します。

インダクタと出力コンデンサは、性能、サイズ、コストに基づいて選択します。 $V_C$ ピンの補償抵抗とコンデンサは、制御ループの応答と安定性を最適化できるように設定します。代表的なアプリケーションでは、 $V_C$ ピンの補償コンデンサの値を2.2nFとするのが妥当な選択です。また、 $V_C$ ピンのスルー・レートを大きくして高速トランジェント時も厳密な出力電圧レギュレーションを維持するために、常に直列抵抗を使用する必要があります。

### アプリケーション回路

LT8357は様々なトポロジに構成することができます。以下ではまず昇圧コンバータ・トポロジについて分析し、その後フライバック・コンバータとSEPICコンバータの分析を行います。

### 昇圧コンバータ: スイッチ・デューティ・サイクルと周波数

LT8357は、コンバータの出力電圧が入力電圧より高いアプリケーション用の昇圧コンバータとして構成できます。昇圧コンバータは短絡保護されていない点に留意してください。出力が短絡された状態では、インダクタ電流を制限するものは入力電源の能力だけです。短絡保護された昇圧コンバータを必要とするアプリケーションの場合は、アプリケーション情報セクションのSEPICコンバータに関する記述を参照してください。

変換率をデューティ・サイクルの関数として表すと、次のようになります。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{1-D}$$

これは連続導通モード(CCM)の場合です。

CCMで動作する昇圧コンバータの場合、メイン・スイッチのデューティ・サイクルは、出力電圧( $V_{OUT}$ )と入力電圧( $V_{IN}$ )に基づいて計算できます。最大デューティ・サイクル

( $D_{MAX}$ )はコンバータの入力電圧が最小となるときに発生し、次式で与えられます。

$$D_{MAX} = \frac{V_{OUT} - V_{IN(MIN)}}{V_{OUT}}$$

不連続導通モード(DCM)では特定の周波数で変換比が向上しますが、効率は低下してスイッチング電流も大きくなります。

### 昇圧コンバータ: インダクタと検出抵抗の選択

昇圧トポロジの場合、最大平均インダクタ電流は次式で与えられます。

$$I_{L(MAX)} = I_{O(MAX)} \cdot \frac{1}{1-D_{MAX}}$$

更に、リップル電流は次式で求めることができます。

$$\Delta I_L = \chi \cdot I_{L(MAX)} = \chi \cdot I_{O(MAX)} \cdot \frac{1}{1-D_{MAX}}$$

上の式の定数 $\chi$ は、インダクタを流れるピークtoピーク・リップル電流の $I_{L(MAX)}$ に対するパーセンテージを表します。

インダクタのリップル電流は、インダクタ値の選択に直接影響します。より小さい $\Delta I_L$ 値を選択すると大きいインダクタンスが必要になり、電流ループのゲインが小さくなります(コンバータは電圧モードに近付きます)。より大きい $\Delta I_L$ 値を選択すれば高速の過渡応答が得られ、インダクタンス値も小さくできますが、入力電流リップルとコア損失が大きくなります。 $\chi$ は0.2~0.6の範囲とすることを推奨します。

動作入力電圧範囲が決まって、動作周波数とインダクタのリップル電流を選択したら、次式を使って昇圧コンバータのインダクタ値を決定することができます。

$$L = \frac{V_{IN(MIN)} \cdot D_{MAX}}{\Delta I_L \cdot f}$$

## アプリケーション情報

ピーク・インダクタ電流とRMSインダクタ電流は次のようになります。

$$I_{L(\text{PEAK})} = I_{L(\text{MAX})} \cdot \left(1 + \frac{\chi}{2}\right)$$

$$I_{L(\text{RMS})} = I_{L(\text{MAX})} \cdot \sqrt{1 + \frac{\chi^2}{12}}$$

インダクタは、これらの式に基づいて、十分な飽和電流定格とRMS電流定格を持つものを選ぶ必要があります。

$I_{L(\text{PEAK})}$ における検出抵抗 $R_{\text{SENSE}}$ の検出電圧は、最大SENSE電流制限閾値の60mV(代表値)未満となるように設定してください。したがって、検出抵抗値は次式で計算できます。

$$R_{\text{SENSE}} = \frac{60\text{mV}}{I_{L(\text{PEAK})}}$$

最終的な $R_{\text{SENSE}}$ の値は、計算した $R_{\text{SENSE}}$ 値より小さくしなければなりません。通常は20%~30%のマージンを持たせることを推奨します。いかなる場合も、電流検出抵抗はESLの小さいものを選択してください。

### 昇圧コンバータ: パワー MOSFET の選択

パワー MOSFET の重要パラメータには、ドレイン/ソース間電圧定格( $V_{\text{DS}}$ )、閾値電圧( $V_{\text{GS(TH)}}$ )、オン抵抗( $R_{\text{DS(ON)}}$ )、ゲート/ソース間およびゲート/ドレイン間電荷量( $Q_{\text{GS}}$ と $Q_{\text{GD}}$ )、最大ドレイン電流( $I_{\text{D(MAX)}}$ )、およびMOSFETの熱抵抗( $R_{\theta\text{JC}}$ と $R_{\theta\text{JA}}$ )が含まれます。

パワー MOSFET には、最大出力電圧、ダイオードの順方向電圧、およびそのオフ時間中のドレイン/ソース間におけるあらゆるリングングが加わります。MOSFETは、ブレークダウン電圧 $BV_{\text{DSS}}$ が $V_{\text{OUT}}$ より安全マージン分だけ大きいものを選ぶことを推奨します(通常は10Vの安全マージンがあれば十分です)。

昇圧コンバータのMOSFETが消費する電力は次式で得られます。

$$P_{\text{FET}} = I_{L(\text{MAX})}^2 \cdot R_{\text{DS(ON)}} \cdot D_{\text{MAX}} + 2 \cdot V_{\text{OUT}}^2 \cdot I_{L(\text{MAX})} \cdot C_{\text{RSS}} \cdot f / 1A$$

この式の第1項はデバイスの導通損失を表し、第2項はスイッチング損失を表しています。 $C_{\text{RSS}}$ はMOSFETの逆伝

達容量、 $f$ はスイッチング周波数です。最大限の効率を実現するには、 $R_{\text{DS(ON)}}$ と $C_{\text{RSS}}$ を最小限に抑える必要があります。

パワー MOSFET 内での既知の消費電力から、次式を使ってそのジャンクション温度を求めることができます。

$$T_{\text{J}} = T_{\text{A}} + P_{\text{FET}} \cdot \theta_{\text{JA}} = T_{\text{A}} + P_{\text{FET}} \cdot (\theta_{\text{JC}} + \theta_{\text{CA}})$$

$T_{\text{J}}$ がMOSFETの最大ジャンクション温度定格を超えないようにしてください。定常状態におけるMOSFET温度を測定し、絶対最大定格を超えていないか確認することを推奨します。

2MHzの動作を実現するには、パワー MOSFET の $Q_{\text{G}}$ と $R_{\text{DS(ON)}}$ を慎重に選択する必要があります。 $Q_{\text{G}}$ と $R_{\text{DS(ON)}}$ の値が小さい、高性能のパワー MOSFET を使用してください。ゲート・ドライブ電圧は5Vの $\text{INTV}_{\text{CC}}$ 電源によって設定されるので、LT8357のアプリケーションにはロジックレベル閾値のMOSFETを使用する必要があります。2MHzといった高い周波数でスイッチングを行う場合は、 $\text{INTV}_{\text{CC}}$ からかなりの量のゲート充電電流が流れますが、その量は次式で予想できます。

$$I_{\text{INTVCC}} = f \cdot Q_{\text{G}}$$

必要とされる合計 $\text{INTV}_{\text{CC}}$ 電流が、データシートに定める $\text{INTV}_{\text{CC}}$ 電流制限を超えないようにしてください。通常は、 $Q_{\text{G}}$ が10nC未満のMOSFETが推奨されます。

### 昇圧コンバータ: 出力ダイオードの選択

最大限の効率を実現するには、順方向電圧降下と逆方向漏れ電流の小さい高速のスイッチング・ダイオードを使用することが望まれます。ダイオードが耐えなければならぬピーク逆方向電圧は、レギュレータ出力電圧と、オン時間にアノード/カソード間に生じるすべてのリングングとを加えた値に等しくなります。通常動作時の平均順方向電流は出力電流に等しく、ピーク電流は次式で得られます。

$$I_{\text{D(PEAK)}} = I_{L(\text{PEAK})} = I_{L(\text{MAX})} \cdot \left(1 + \frac{\chi}{2}\right)$$

ピーク繰り返し逆方向電圧定格 $V_{\text{RRM}}$ は、 $V_{\text{OUT}}$ より安全マージン分だけ大きくすることを推奨します(通常は10Vの安全マージンがあれば十分です)。

## アプリケーション情報

ダイオードが消費する電力は次式で得られます。

$$P_D = I_{O(MAX)} \cdot V_D$$

また、ダイオードのジャンクション温度は次式で得られます。

$$T_J = T_A + P_D \cdot R_{\theta JA}$$

通常、この式に使用する $R_{\theta JA}$ には、デバイスの $R_{\theta JC}$ と、ボードからエンクロージャ内周囲温度への熱抵抗が含まれます。 $T_J$ がダイオードの最大ジャンクション温度定格を超えないようにしてください。

### 昇圧コンバータ:出力コンデンサの選択

対処すべき出力リップル電圧に適した出力コンデンサを選ぶには、ESR (等価直列抵抗)、ESL (等価直列インダクタンス)、およびバルク容量がもたらす影響について検討を行う必要があります。これら3つのパラメータ(ESR、ESL、バルク容量)が、代表的な昇圧コンバータの出力電圧リップル波形に及ぼす影響を図7に示します。

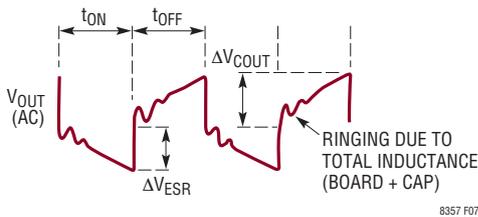


図7. 昇圧コンバータの出力電圧リップル波形

部品の選択は、最大許容リップル電圧(出力電圧のパーセンテージで表す)を確認し、そのリップルをESRステップ $\Delta V_{ESR}$ と充電/放電 $\Delta V_{COUT}$ の間でどのように分割すべきかということから始めます。問題を単純化するために、ここでは最大出力リップルを2%とし、それを $\Delta V_{ESR}$ と $\Delta V_{COUT}$ の間で等しく分割することとします。このパーセンテージ・リップルはアプリケーションの条件に応じて変化しますが、下に示す式は簡単に修正することができます。合計リップル電圧への関与が1%の場合、出力コンデンサのESRは次式で求めることができます。

$$ESR_{COUT} \leq \frac{0.01 \cdot V_{OUT}}{I_D(PEAK)}$$

同じく合計リップルへの関与が1%のバルクC部品の場合は、次のようになります。

$$C_{OUT} \geq \frac{I_{O(MAX)}}{0.01 \cdot V_{OUT} \cdot f}$$

昇圧レギュレータの出力コンデンサには、図7に示すように大きいRMSリップル電流が流れます。出力コンデンサのRMS電流定格は次式により決定できます。

$$I_{RMS(COUT)} \geq I_{O(MAX)} \cdot \sqrt{\frac{D_{MAX}}{1-D_{MAX}}}$$

多くの場合、ESR条件を満たすために複数のコンデンサを並列にして使用します。通常は、ESR条件が満たされれば、その容量はフィルタリングにも妥当なものであり、必要なRMS電流定格も備えています。出力コンデンサによる寄生インダクタンスの影響を緩和するために、セラミック・コンデンサを並列に追加する方法が広く使われています。セラミック・コンデンサは、コンバータ出力の高周波スイッチング・ノイズを抑制するために $V_{OUT}$ とGNDの間に配置し、LT8357のピンにできるだけ近付けて接続してください。X5RまたはX7R誘電体は広い電圧範囲と温度範囲にわたって容量を維持できるので、できるだけこれらの材料を使ったコンデンサを使用してください。多くのセラミック・コンデンサ、特に0805または0603のケース・サイズのコデンサは、目的とする動作電圧での容量が非常に小さく抑えられています。

### 昇圧コンバータ:入力コンデンサの選択

昇圧コンバータの入力コンデンサは、出力コンデンサほど重要度は高くありません。これは、インダクタが入力と直列で、入力電流波形が連続しているからです。入力コンデンサのサイズは入力電圧源のインピーダンスによって決まりますが、通常は $10\mu F \sim 100\mu F$ の範囲です。出力コンデンサの場合ほど重要度は高くありませんが、この場合も低ESRのセラミック・コンデンサが推奨されます。セラミック・コンデンサは、入力電圧リップルを小さくするために、 $V_{IN}$ ピンとGNDの間のLT8357にできるだけ近い位置に配置してください。出力コンデンサの場合と同様、入力コンデンサの選択肢としては、X5RまたはX7R誘電体と、0805または0603ケース・サイズの組み合わせが適しています。

## アプリケーション情報

昇圧コンバータの入力コンデンサのRMSリップル電流は次式で表されます。

$$I_{RMS(CIN)} = 0.3 \cdot \Delta I_L$$

### フライバック・コンバータ・アプリケーション

LT8357は、コンバータが複数出力、高出力電圧、または絶縁出力持つアプリケーション用に、フライバック・コンバータとして構成することができます。図8に、LT8357を使用したフライバック・コンバータの簡略図を示します。

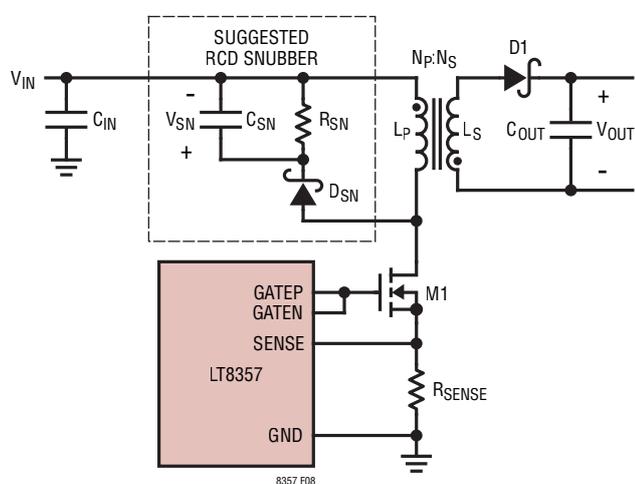


図8. フライバック・コンバータの簡略回路図

フライバック・コンバータは非常に少ない部品数で複数の出力が得られるほか、巻線比を慎重に選ぶことにより、希望のデューティ・サイクルで高い出力／入力電圧変換比を実現できます。しかし、高いピーク電流とピーク電圧、およびそれらによる電力損失のために効率は低下します。フライバック・コンバータは、一般に出力電力が50W以下の場合に使われます。

フライバック・コンバータは、連続モードまたは不連続モードで動作するように設計できます。連続モードと比較して、不連続モードではトランスのインダクタンスが小さくループ補償も容易になるのが利点ですが、ピークto平均電流値が大きく、効率が低いという欠点があります。出力電圧の高いアプリケーションでは、不連続モードで動作して大きいトランスを使用せずに済むように、フライバック・コンバータを設計できます。

### フライバック・コンバータ:スイッチ・デューティ・サイクルと巻線比

連続モード動作時のフライバック・コンバータの変換比は次式で得られます。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{N_S}{N_P} \cdot \frac{D}{1-D}$$

ここで、 $N_S/N_P$ は2次巻線と1次巻線の比です。

図9は不連続モード動作時のフライバック・コンバータの波形で、 $V_{SW}$ は1次側スイッチ・ノード電圧、 $I_{SW}$ はパワーMOSFET電流、 $I_D$ は出力ダイオード電流を表します。各スイッチング時間 $T_S$ の間には、 $D1T_S$ 、 $D2T_S$ 、 $D3T_S$ という3つの部分区間があります。 $D1T_S$ の間はパワーMOSFET M1がオンになり、出力ダイオードD1に逆バイアスがかかります。 $D2T_S$ の間はM1がオフになり、 $L_S$ に電流が流れます。 $D3T_S$ の間は、 $L_P$ と $L_S$ の電流が両方ともゼロになります。

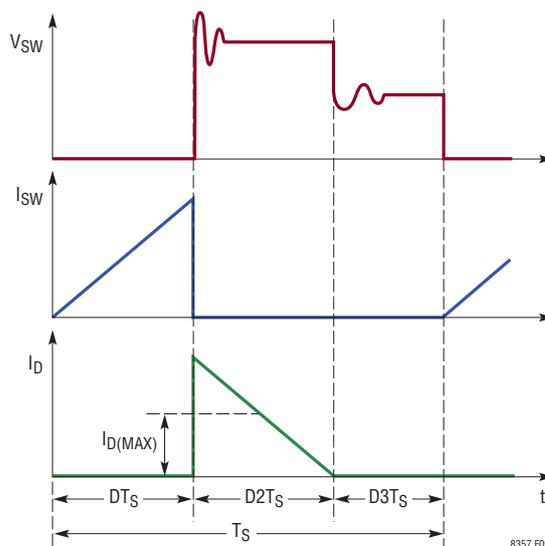


図9. 不連続モード動作時のフライバック・コンバータの波形

## アプリケーション情報

不連続モード動作時のフライバック・コンバータの変換比は次式で得られます。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{D}{D2}$$

以上に挙げた式に従い、スイッチ・デューティ・サイクルや巻線比は、それぞれのアプリケーションに合わせて比較的自由に選ぶことができます。デューティ・サイクルと巻線比の選択にはいくつもの変数が関係しているので、そのプロセスはある程度繰り返す必要があります。また、このプロセスはデューティ・サイクルまたは巻線比のどちらからでも開始することができます。コンバータの性能を最適化するには、スイッチ・デューティ・サイクルや巻線比を選ぶ際に、以下のトレードオフを考慮する必要があります。デューティ・サイクルが大きい場合、フライバック・コンバータには以下のような影響があります。

- MOSFETのRMS電流 $I_{SW(RMS)}$ が小さくなりますが、MOSFETの $V_{DS}$ ピーク電圧が大きくなります。
- ダイオードのピーク逆電圧が小さくなりますが、ダイオードのRMS電流 $I_{D(RMS)}$ が大きくなります。
- トランスの巻線比( $N_p/N_s$ )が大きくなります。

下に示す値を選択した場合、

$$\frac{D}{D+D2} = \frac{1}{3}$$

(所定の $D3$ での不連続モード動作では)パワーMOSFETに加わる電力ストレス(RMS電流とピーク電圧の積)が最小になります。ただし、高出力電圧アプリケーションでは、ダイオードの大きいピーク逆電圧を制限するためにデューティ・サイクルを大きくすることができます。下に示す値を選択した場合、

$$\frac{D}{D+D2} = \frac{2}{3}$$

(所定の $D3$ での不連続モード動作では)ダイオードに加わる電力ストレス(RMS電流とピーク電圧の積)が最小になります。デューティ・サイクルが大き過ぎたり小さ過ぎたりすると、MOSFETやダイオードに加わる電力ストレスが大きくなって効率が低下します。デューティ・サイクル $D$ は、20%~80%とすることを推奨します。

## フライバック・コンバータ:不連続モード動作のトランス設計

不連続モード動作のトランス設計は、以下に示す要領で選択します。図9によると、最小 $D3$  ( $D3_{MIN}$ )は、コンバータの $V_{IN}$ が最小で出力電力( $P_{OUT}$ )が最大のときに生じます。コンバータが常に不連続モード動作となるようにするには、 $D3_{MIN}$ を10%以上の値にしてください( $D3$ の値を大きくすると使用するインダクタンスの値を小さくできますが、スイッチのピーク電流が大きくなります)。

この選択時には、 $D_{MAX}$ を検討の開始点とすることができます。これから、次式を使って最大平均1次電流を計算できます。

$$I_{LP(MAX)} = I_{SW(MAX)} = \frac{P_{OUT(MAX)}}{D_{MAX} \cdot V_{IN(MIN)} \cdot \eta}$$

ここで、 $\eta$ はコンバータの効率です。フライバック・コンバータに複数の出力がある場合は、 $P_{OUT(MAX)}$ がすべての出力電力の合計です。

最大平均2次電流は次式で得られます。

$$I_{LS(MAX)} = I_{D(MAX)} = \frac{I_{OUT(MAX)}}{D2}$$

ここで、

$$D2 = 1 - D_{MAX} - D3$$

1次および2次RMS電流は次のようになります。

$$I_{LP(RMS)} = 2 \cdot I_{LP(MAX)} \cdot \sqrt{\frac{D_{MAX}}{3}}$$

$$I_{LS(RMS)} = 2 \cdot I_{LS(MAX)} \cdot \sqrt{\frac{D2}{3}}$$

図9によると、1次ピーク電流と2次ピーク電流は次のようになります。

$$I_{LP(PEAK)} = I_{SW(PEAK)} = 2 \cdot I_{LP(MAX)}$$

$$I_{LS(PEAK)} = I_{D(PEAK)} = 2 \cdot I_{LS(MAX)}$$

## アプリケーション情報

フライバック・コンバータ・トランスの1次および2次インダクタの値は、次式を使って求めることができます。

$$L_P = \frac{D_{MAX}^2 \cdot V_{IN(MIN)}^2 \cdot \eta}{2 \cdot P_{OUT(MAX)} \cdot f}$$

$$L_S = \frac{D^2 \cdot (V_{OUT} + V_D)}{2 \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot f}$$

1次巻線と2次巻線の比は次の通りです。

$$\frac{N_P}{N_S} = \sqrt{\frac{L_P}{L_S}}$$

### フライバック・コンバータ: スナバ設計

トランスの漏れインダクタンス(1次側または2次側)は、MOSFETのターンオフ後に電圧スパイクを発生させます。これは、負荷電流が大きくなって保存電力量の消費が増えるに従って顕著になります。場合によっては、MOSFETのドレイン・ノードで過電圧ブレイクダウンが生じるのを避けるために、スナバ回路が必要になります。スナバ回路には様々なものがありますが(RCスナバやRCDスナバなど)、[アプリケーション・ノート19](#)がスナバ設計の良い参考になります。RCDスナバの例を図8に示します。

スナバ抵抗の値( $R_{SN}$ )は次式で計算できます。

$$R_{SN} = 2 \cdot \frac{V_{SN}^2 - V_{SN} \cdot V_{OUT} \cdot \frac{N_P}{N_S}}{I_{SW(PEAK)}^2 \cdot L_{LK} \cdot f}$$

ここで、 $V_{SN}$ はスナバ・コンデンサの電圧です。 $V_{SN}$ が小さいとスナバ損失が大きくなります。 $V_{SN}$ は、次式で表される値の2~2.5倍とするのが妥当な選択です。

$$\frac{V_{OUT} \cdot N_P}{N_S}$$

$L_{LK}$ は1次巻線の漏れインダクタンスで、通常はトランス特性に規定されています。 $L_{LK}$ は、2次巻線を短絡した状態で1次インダクタンスを測定することにより求めることができます。

スナバ・コンデンサの値( $C_{SN}$ )は次式で決定できます。

$$C_{SN} = \frac{V_{SN}}{\Delta V_{SN} \cdot R_{SN} \cdot f}$$

ここで、 $\Delta V_{SN}$ は $C_{SN}$ に生じる電圧リップルです。妥当な $\Delta V_{SN}$ 値は $V_{SN}$ の5%~10%です。 $D_{SN}$ の逆方向電圧定格は、 $V_{SN}$ と $V_{IN(MAX)}$ の合計より大きくする必要があります。

### フライバック・コンバータ: 検出抵抗の選択

フライバック・コンバータでパワー MOSFET をターンオンしたときに検出抵抗を流れる電流( $I_{SENSE}$ )は、次のようになります。

$$I_{SENSE} = I_{LP}$$

$I_{LP(PEAK)}$ における検出電圧は、最大SENSE電流制限閾値の60mV(代表値)未満となるようにしてください。検出抵抗値は次式で計算できます。

$$R_{SENSE} = \frac{60mV}{I_{LP(PEAK)}}$$

最終的な $R_{SENSE}$ の値は、計算による $R_{SENSE}$ 値より小さくなければなりません。通常は20%~30%のマージンを持たせることを推奨します。いかなる場合も、電流検出抵抗はESLの小さいものを選択してください。

### フライバック・コンバータ: パワー MOSFET の選択

フライバック構成におけるMOSFETは、最大 $V_{IN}$ 、反射2次電圧、および漏れインダクタンスによる電圧スパイクに対処できるよう、 $V_{DC}$ 定格が十分に大きいものを選択してください。下に示す関係に従って、必要なMOSFET  $V_{DC}$  定格を見積もります。

$$BV_{DSS} > V_{DS(PEAK)}$$

ここで、

$$V_{DS(PEAK)} = V_{IN(MAX)} + V_{SN}$$

フライバック・コンバータのMOSFETが消費する電力は次式で得られます。

$$P_{FET} = I_{M(RMS)}^2 \cdot R_{DS(ON)} + 2 \cdot V_{DS(PEAK)}^2 \cdot I_{L(MAX)} \cdot C_{RSS} \cdot f / 1A$$

## アプリケーション情報

この式の第1項はデバイスの導通損失を表し、第2項はスイッチング損失を表しています。C<sub>RSS</sub>はMOSFETの逆伝達容量、fはスイッチング周波数です。最大限の効率を実現するには、R<sub>DS(ON)</sub>とC<sub>RSS</sub>を最小限に抑える必要があります。

パワーMOSFET内での既知の消費電力から、次式を使ってそのジャンクション温度を求めることができます。

$$T_J = T_A + P_{FET} \cdot \theta_{JA} = T_A + P_{FET} \cdot (\theta_{JC} + \theta_{CA})$$

T<sub>J</sub>がMOSFETの最大ジャンクション温度定格を超えないようにしてください。定常状態におけるMOSFET温度を測定し、絶対最大定格を超えていないか確認することを推奨します。

高いスイッチング周波数(例えば2MHz)の動作を実現するには、パワーMOSFETのQ<sub>G</sub>とR<sub>DS(ON)</sub>を慎重に選ぶ必要があります。Q<sub>G</sub>とR<sub>DS(ON)</sub>の値が小さい、高性能のパワーMOSFETを使用してください。ゲート・ドライブ電圧は5VのINTV<sub>CC</sub>電源によって設定されるので、LT8357のアプリケーションにはロジックレベル閾値のMOSFETを使用する必要があります。2MHzといった高い周波数でスイッチングを行う場合は、INTV<sub>CC</sub>からかなりの量のゲート充電電流が流れますが、その量は次式で予想できます。

$$I_{INTVCC} = f \cdot Q_G$$

必要とされる合計INTV<sub>CC</sub>電流が、データシートに定めるINTV<sub>CC</sub>電流制限を超えないことを確認してください。通常は、Q<sub>G</sub>が10nC未満のMOSFETを推奨します。

### フライバック・コンバータ: 出力ダイオードの選択

フライバック・コンバータの出力ダイオードは、大きいRMS電流とピーク逆方向電圧によるストレスにさらされる可能性があります。順方向電圧降下と逆方向漏れ電流の小さい、高速のスイッチング・ダイオードを使用してください。出力電圧が100Vに満たない場合は、ショットキー・ダイオードが推奨されます。

必要なピーク繰り返し逆電圧定格V<sub>RRM</sub>は、次式を使って見積もってください。

$$V_{RRM} > \frac{N_s}{N_p} \cdot V_{IN(MAX)} + V_{OUT}$$

ダイオードが消費する電力は次式で得られます。

$$P_D = I_{O(MAX)} \cdot V_D$$

また、ダイオードのジャンクション温度は次式で得られます。

$$T_J = T_A + P_D \cdot R_{\theta JA}$$

通常、この式に使用するR<sub>θJA</sub>には、デバイスのR<sub>θJC</sub>と、ボードからエンクロージャ内周囲温度への熱抵抗が含まれます。T<sub>J</sub>がダイオードの最大ジャンクション温度定格を超えないようにしてください。

### フライバック・コンバータ: 出力コンデンサの選択

フライバック・コンバータの出力コンデンサの動作条件は、昇圧コンバータの動作条件に似ています。C<sub>OUT</sub>およびESR<sub>COUT</sub>の計算については、昇圧コンバータ: 出力コンデンサの選択のセクションを参照してください。

不連続動作時の出力コンデンサのRMSリップル電流定格は、次式を使って決定できます。

$$I_{RMS(COUT),DISCONTINUOUS} \geq I_{O(MAX)} \cdot \sqrt{\frac{4 - (3 \cdot D^2)}{3 \cdot D^2}}$$

### フライバック・コンバータ: 入力コンデンサの選択

フライバック・コンバータの入力コンデンサには、不連続1次電流によって大きいRMS電流が流れる可能性があります。大きい電圧トランジェントを防ぐために、最大RMS電流に合わせてサイズを選択した、低ESRの入力コンデンサを使用してください。不連続動作時における入力コンデンサのRMSリップル電流定格は次式を使って決定できます。

$$I_{RMS(CIN),DISCONTINUOUS} \geq \frac{P_{OUT(MAX)}}{V_{IN(MIN)} \cdot \eta} \cdot \sqrt{\frac{4 - (3 \cdot D_{MAX}^2)}{3 \cdot D_{MAX}^2}}$$

### SEPICコンバータ・アプリケーション

LT8357は、図10に示すようにSEPIC (Single-Ended Primary Inductance Converter)として構成することもできます。このトポロジでは、必要出力電圧より高い入力、必要出力電圧と等しい入力、または必要出力電圧より低い入力を得ることができます。変換率をデューティ・サイクルの関数として表すと、次のようになります。

$$\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN}} = \frac{D}{1-D}$$

これは連続導通モード(CCM)の場合です。

アプリケーション情報

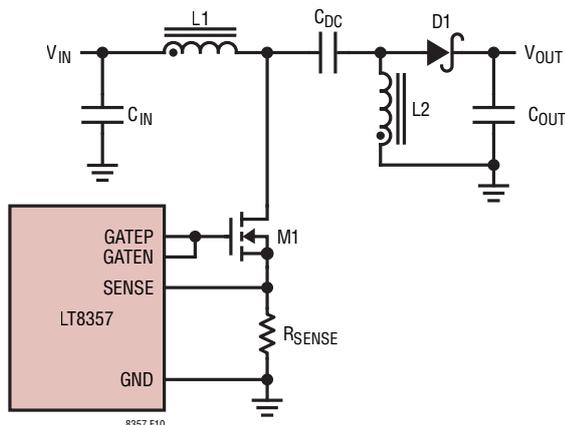


図 10. SEPIC コンバータの簡略回路図

SEPIC コンバータでは、入力と出力の間に DC パスが存在しません。これは、回路のシャットダウン時に出力と入力電源の接続を遮断する必要のあるアプリケーションの場合は、昇圧コンバータより有利な点となります。

フライバック・コンバータと比較すると、SEPIC コンバータには、パワー MOSFET 電圧と出力ダイオード電圧の両方がコンデンサ (CIN、CDC、および COUT) によってクランプされるという利点があります。したがって、パワー MOSFET と出力ダイオードに生じる電圧リングが少なくなります。SEPIC コンバータは、フライバック・コンバータと比較して、はるかに小さい入力コンデンサしか必要としません。これは、SEPIC コンバータではインダクタ L1 が入力に直列で、入力コンデンサに流れるリップル電流が連続しているからです。

SEPIC コンバータ: スイッチ・デューティ・サイクルと周波数

CCM で動作している SEPIC コンバータの場合、メイン・スイッチのデューティ・サイクルは、出力電圧 (VOUT)、入力電圧 (VIN)、およびダイオードの順方向電圧 (VD) に基づいて計算できます。

デューティ・サイクルが最大 (D<sub>MAX</sub>) になるのは、コンバータが最小入力電圧で動作しているときです。

$$D_{MAX} = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(MIN)} + V_{OUT} + V_D}$$

逆に、デューティ・サイクルが最小 (D<sub>MIN</sub>) になるのは、コンバータが最大入力電圧で動作しているときです。

$$D_{MIN} = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(MAX)} + V_{OUT} + V_D}$$

D<sub>MAX</sub> と D<sub>MIN</sub> は、次の条件を満たすようにしてください。

$$D_{MAX} < 1 - T_{MIN\_OFF\_TIME(MAX)} \cdot f(MAX)$$

および、

$$D_{MIN} > T_{MIN\_ON\_TIME(MAX)} \cdot f(MAX)$$

ここで、最小オフ時間 T<sub>MIN\_OFF\_TIME</sub>、最小オン時間 T<sub>MIN\_ON\_TIME</sub>、およびスイッチング周波数 f は、電気的特性の表に規定されています。

SEPIC コンバータ: インダクタと検出抵抗の選択

図 10 に示すように、SEPIC コンバータには 2 つのインダクタ、L1 と L2 が含まれています。L1 と L2 は独立したものになりますが、L1 と L2 にはスイッチング・サイクル全体を通じて同じ電圧が加えられるので、同じコアに巻き付けることも可能です。

SEPIC トポロジでは、L1 に流れる電流がコンバータの入力電流です。理論的には出力電力と入力電力が等しいという事実に基づき、L1 と L2 の最大平均インダクタ電流は次のようになります。

$$I_{L1(MAX)} = I_{IN(MAX)} = I_{O(MAX)} \cdot \frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}}$$

$$I_{L2(MAX)} = I_{O(MAX)}$$

SEPIC コンバータでは、パワー・スイッチがオンの際のスイッチ電流が I<sub>L1</sub> + I<sub>L2</sub> に等しくなるので、最大平均スイッチ電流は次のように定義されます。

$$I_{SW(MAX)} = I_{L1(MAX)} + I_{L2(MAX)} = I_{O(MAX)} \cdot \frac{1}{1 - D_{MAX}}$$

また、ピーク・スイッチ電流は次のようになります。

$$I_{SW(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot I_{O(MAX)} \cdot \frac{1}{1 - D_{MAX}}$$

上の式の定数 χ は、図 11 に示すように、スイッチを流れるピーク to ピーク・リップル電流 I<sub>SW(MAX)</sub> に対するパーセ

アプリケーション情報

ンテージを表します。したがって、スイッチ・リップル電流  $\Delta I_{SW}$  は次式で計算できます。

$$\Delta I_{SW} = \chi \cdot I_{SW(MAX)}$$

インダクタ・リップル電流  $\Delta I_{L1}$  と  $\Delta I_{L2}$  は同じです。

$$\Delta I_{L1} = \Delta I_{L2} = 0.5 \cdot \Delta I_{SW}$$

インダクタのリップル電流は、インダクタ値の選択に直接影響します。より小さい  $\Delta I_L$  値を選択すると大きいインダクタンスが必要になり、電流ループのゲインが小さくなります (コンバータは電圧モードに近付きます)。より大きい  $\Delta I_L$  値を選択すればインダクタンス値を小さくできますが、入力電流リップルとコア損失が大きくなります。  $\chi$  は 0.2~0.4 の範囲とすることを推奨します。

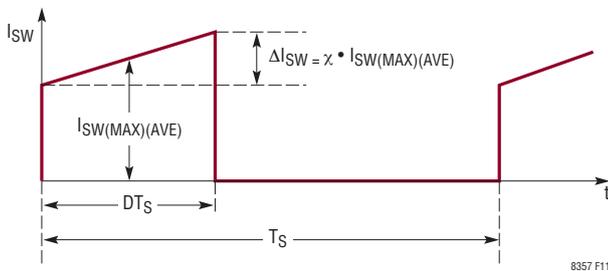


図 11. SEPIC コンバータのスイッチ電流波形

動作入力電圧範囲が決まって、動作周波数とインダクタのリップル電流を選択したら、次式を使って SEPIC コンバータのインダクタ値 ( $L1$  と  $L2$  を独立とした場合) を決定することができます。

$$L1=L2 = \frac{V_{IN(MIN)}}{0.5 \cdot \Delta I_{SW} \cdot f} \cdot D_{MAX}$$

ほとんどの SEPIC アプリケーションではこれらのインダクタ値は同じで、 $1 \mu H \sim 100 \mu H$  の範囲です。  $L1 = L2$  として 2 つを同じコアに巻き付けることで、相互インダクタンスにより、前述の式のインダクタンス値を  $2L$  に置き換えることができます。

$$L = \frac{V_{IN(MIN)}}{\Delta I_{SW} \cdot f} \cdot D_{MAX}$$

この場合、インダクタのリップル電流と保存電力量は同じ値に保たれます。ピーク・インダクタ電流は次のようになります。

$$I_{L1(PEAK)} = I_{L1(MAX)} + 0.5 \cdot \Delta I_{L1}$$

$$I_{L2(PEAK)} = I_{L2(MAX)} + 0.5 \cdot \Delta I_{L2}$$

RMS インダクタ電流は次のようになります。

$$I_{L1(RMS)} = I_{L1(MAX)} \cdot \sqrt{1 + \frac{\chi^2 L1}{12}}$$

ここで、

$$\chi_{L1} = \frac{\Delta I_{L1}}{I_{L1(MAX)}}$$

$$I_{L2(RMS)} = I_{L2(MAX)} \cdot \sqrt{1 + \frac{\chi^2 L2}{12}}$$

ここで、

$$\chi_{L2} = \frac{\Delta I_{L2}}{I_{L2(MAX)}}$$

以上の式に基づいて、十分な飽和電流定格と RMS 電流定格を持つインダクタを選ぶ必要があります。

SEPIC コンバータでパワー MOSFET をターンオンしたときに検出抵抗を流れる電流 ( $I_{SENSE}$ ) は、スイッチ電流  $I_{SW}$  です。  $I_{SW(PEAK)}$  における検出電圧は、最大 SENSE 電流制限閾値の 60mV (代表値) 未満となるようにしてください。検出抵抗値は次式で計算できます。

$$R_{SENSE} = \frac{60mV}{I_{SW(PEAK)}}$$

## アプリケーション情報

最終的な  $R_{SENSE}$  の値は、計算による  $R_{SENSE}$  値より小さくなければなりません。通常は20%~30%のマージンを持たせることを推奨します。いかなる場合も、電流検出抵抗は ESL の小さいものを選択してください。

### SEPIC コンバータ: パワー MOSFET の選択

SEPIC 構成では、 $V_{DC}$  定格が出力電圧と入力電圧の合計より安全マージン分だけ高い MOSFET を選択してください (通常は 10V の安全マージンがあれば十分です)。

SEPIC コンバータの MOSFET が消費する電力は次式で得られます。

$$P_{FET} = I_{SW(MAX)}^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot D_{MAX} + 2 \cdot (V_{IN(MIN)} + V_{OUT})^2 \cdot I_L(MAX) \cdot C_{RSS} \cdot f / 1A$$

この式の第1項はデバイスの導通損失を表し、第2項はスイッチング損失を表しています。 $C_{RSS}$  は MOSFET の逆伝達容量、 $f$  はスイッチング周波数です。最大限の効率を実現するには、 $R_{DS(ON)}$  と  $C_{RSS}$  を最小限に抑える必要があります。

パワー MOSFET 内での既知の消費電力から、次式を使ってそのジャンクション温度を求めることができます。

$$T_J = T_A + P_{FET} \cdot \theta_{JA} = T_A + P_{FET} \cdot (\theta_{JC} + \theta_{CA})$$

$T_J$  が MOSFET の最大ジャンクション温度定格を超えないようにしてください。定常状態における MOSFET 温度を測定し、絶対最大定格を超えていないか確認することを推奨します。

高いスイッチング周波数 (例えば 2MHz) の動作を実現するには、パワー MOSFET の  $Q_G$  と  $R_{DS(ON)}$  を慎重に選ぶ必要があります。 $Q_G$  と  $R_{DS(ON)}$  の値が小さい、高性能のパワー MOSFET を使用してください。ゲート・ドライブ電圧は 5V の  $INTV_{CC}$  電源によって設定されるので、LT8357 のアプリケーションにはロジックレベル閾値の MOSFET を使用する必要があります。2MHz といった高い周波数でスイッチングを行う場合は、 $INTV_{CC}$  からかなりの量のゲート充電電流が流れますが、その量は次式で予想できます。

$$I_{INTVCC} = f \cdot Q_G$$

必要とされる合計  $INTV_{CC}$  電流が、データシートに定める  $INTV_{CC}$  電流制限を超えないようにしてください。通常は、 $Q_G$  が 10nC 未満の MOSFET が推奨されます。

### SEPIC コンバータ: 出力ダイオードの選択

最大限の効率を実現するには、順方向電圧降下と逆方向漏れ電流の小さい、高速のスイッチング・ダイオードを使用することが望まれます。通常動作時の平均順方向電流は出力電流に等しく、ピーク電流は次式で得られます。

$$I_D(PEAK) = (1 + \frac{\chi}{2}) \cdot I_O(MAX) \cdot \frac{1}{1 - D_{MAX}}$$

ピーク繰り返し逆方向電圧定格  $V_{RRM}$  は、 $V_{OUT} + V_{IN(MAX)}$  より安全マージン分だけ大きくすることを推奨します (通常は 10V の安全マージンがあれば十分です)。

ダイオードが消費する電力は次式で得られます。

$$P_D = I_O(MAX) \cdot V_D$$

また、ダイオードのジャンクション温度は次式で得られます。

$$T_J = T_A + P_D \cdot R_{\theta JA}$$

通常、この式に使用する  $R_{\theta JA}$  には、デバイスの  $R_{\theta JC}$  と、ボードからエンクロージャ内周囲温度への熱抵抗が含まれます。 $T_J$  がダイオードの最大ジャンクション温度定格を超えないようにしてください。

### SEPIC コンバータ: 出力コンデンサと入力コンデンサの選択

SEPIC コンバータの出力コンデンサと入力コンデンサの選択は、昇圧コンバータの場合と同様です。昇圧コンバータ: 出力コンデンサの選択のセクションと、昇圧コンバータ: 入力コンデンサの選択のセクションを参照してください。

### SEPIC コンバータ: DC カップリング・コンデンサの選択

DC カップリング・コンデンサ ( $C_{DC}$ 、図 10 を参照) の DC 電圧定格は、最大入力電圧より大きくする必要があります。

$$V_{CDC} > V_{IN(MAX)}$$

## アプリケーション情報

$C_{DC}$ の電流波形はほぼ矩形です。スイッチのオフ時間に $C_{DC}$ を流れる電流は $I_{IN}$ で、オン時間にはおよそ $-I_O$ の電流が流れます。カップリング・コンデンサのRMS定格は次式により決定されます。

$$I_{RMS(CDC)} > I_{O(MAX)} \cdot \sqrt{\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(MIN)}}}$$

$C_{DC}$ には、低ESR、低ESLのX5RまたはX7Rセラミック・コンデンサが適しています。

### 効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータの電力効率は、出力電力を入力電力で除した値に100%を乗じた値に等しくなります。多くの場合は、個々の損失を分析して何が効率を制限しているのかを判断し、どこを変更すれば最も改善できるかを決定する、という方法が有効です。損失はすべての電力消費要素で生じますが、LT8357の回路では5つの主要損失源がその損失のほとんどを占めます。

1. DCの $I \cdot V_D$ 損失。最大の電力損失は出力ダイオードの順方向電圧降下によって生じ、これは出力電流が大きい場合の効率を低下させます。
2. DCの $I^2 \cdot R$ 損失。これらは、パワーMOSFET、検出抵抗、インダクタ、およびPCボード・パターンの抵抗によって生じ、出力電流が大きい場合の効率を低下させます。
3. 遷移損失。この損失は、スイッチ・ノードの遷移時にパワーMOSFETが飽和領域で費やすわずかな時間によって生じます。これには多くの要素が関係しますが、特に入力電圧、負荷電流、ドライブ強度、およびMOSFETの容量に依存します。
4.  $I_{INTVCC}$ 電流。これは、パワーMOSFETのゲート・ドライブ電流と制御回路電流の合計です。
5.  $C_{IN}$ および $C_{OUT}$ 損失。入力コンデンサには、フライバック・コンバータの大きいRMS入力電流をフィルタリングするという難しい役割があります。出力コンデンサにも、昇圧コンバータ、フライバック・コンバータ、SEPICコンバータの大きいRMS出力電流をフィルタリングするという難しい役割があります。 $C_{IN}$ にも $C_{OUT}$ にも、ACの $I^2 \cdot R$ 損失を最小限に抑えるために低ESRであること

が求められます。同時に、RMS電流によってヒューズやバッテリーといった上流側に新たな損失が生じるのを防ぐために、十分な容量を備えている必要もあります。

効率を向上させるために調整を加えるときは、入力電流が、効率の変化を表す最も良い指標となります。何らかの変更を加えて入力電流が減少した場合は、効率が向上したことを示しています。入力電流に変化がなければ、効率も変化していません。

### PCボード・レイアウトのチェックリスト

基本的なPCボード・レイアウトには、専用のグラウンド・プレーン層が必要です。また、電流値が大きい場合は、多層ボードを使用すれば電源部品が発する熱を放出することができます。

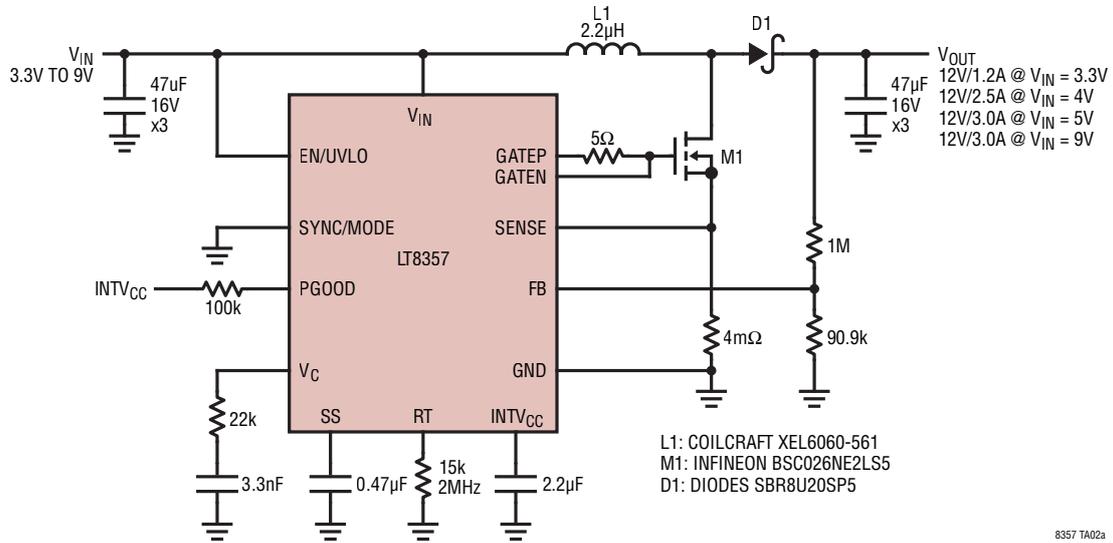
- グラウンド・プレーン層にはパターンを配置しないでください。また、この層は、パワーMOSFETと出力ダイオードが置かれた層にできるだけ近付ける必要があります。
- 近傍にあるビアを使って各種部品をグラウンド・プレーンに接続します。各電源部品には複数の大きいビアを使ってください。
- 十分な電圧フィルタリングを維持して電力損失を抑えるために、 $V_{IN}$ と $V_{OUT}$ にはプレーンを使用します。
- すべての層のすべての未使用領域を銅で覆います。これにより、電源部品の温度上昇を抑えることができます。これらの銅領域は、いずれかのDCネット( $V_{IN}$ またはGND)に接続してください。
- 信号グラウンドと電源グラウンドを分離します。すべての小信号部品は底面から露出GNDパッドに戻し、その後電源部品に近い電源GNDへ接続します。
- パワーMOSFETと出力ダイオードはできるだけコントロールに近付けて配置し、電源GND、パワーMOSFETゲート・ドライブ信号、およびスイッチ・ノードのパターンを短くします。
- 高 $dV/dT$ のスイッチ・ノードとパワーMOSFETゲート・ドライブの信号は、敏感な小信号ノードから離します。

## アプリケーション情報

- トポロジの異なる以下の高  $dI/dT$  ループは互いにできるだけ近付けてリードとPCBパターンを短くし、誘導性リングを抑制します。
  - 昇圧構成では、高  $dI/dT$  ループには出力コンデンサ、検出抵抗、パワー MOSFET、出力ダイオードが含まれます。
  - フライバック構成では、1次側の高  $dI/dT$  ループには入力コンデンサ、1次巻線、パワー MOSFET、検出抵抗が含まれます。2次側の高  $dI/dT$  ループには出力コンデンサ、2次巻線、出力ダイオードが含まれます。
  - SEPIC構成では、高  $dI/dT$  ループにはパワー MOSFET、検出抵抗、出力コンデンサ、出力ダイオード、カップリング・コンデンサが含まれます。
- 検出抵抗  $R_{SENSE}$  はデバイスの SENSE ピンの近くに配置し、SENSE パターンと電源 GND パターンを並べて配線します。検出ラインは、スイッチ・ノードなどのノイズの多い領域を避けて通してください。SENSE ピンと GND ピンの間にフィルタリング・コンデンサを置く場合は、できるだけデバイスに近付けて配置します。 $R_{SENSE}$  抵抗にはケルビン接続を使い、正確な電流検出ができるようにしてください。低 ESL の検出抵抗の使用を推奨します。
- $V_C$  ピン補償回路は、 $V_C$  と信号グラウンド間のデバイスに近い位置に接続します。このコンデンサは、補償ループから PCB ノイズの影響と出力電圧のリップルを除去する助けとなります。
- $INTV_{CC}$  バイパス・コンデンサ  $C_{INTVCC}$  は、 $INTV_{CC}$  と電源 GND 間のデバイスに近い位置で接続してください。このコンデンサは MOSFET ゲート・ドライバのピーク電流を供給します。

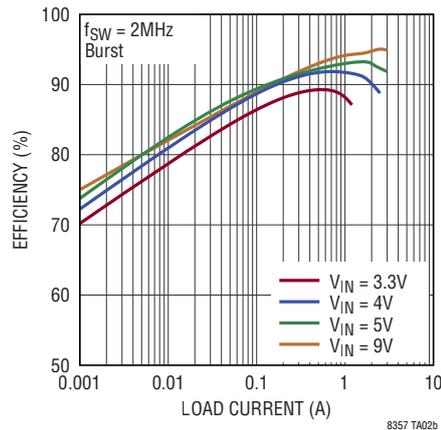
## 代表的なアプリケーション

2MHz、3.3V~9V入力、12V出力の昇圧コンバータ



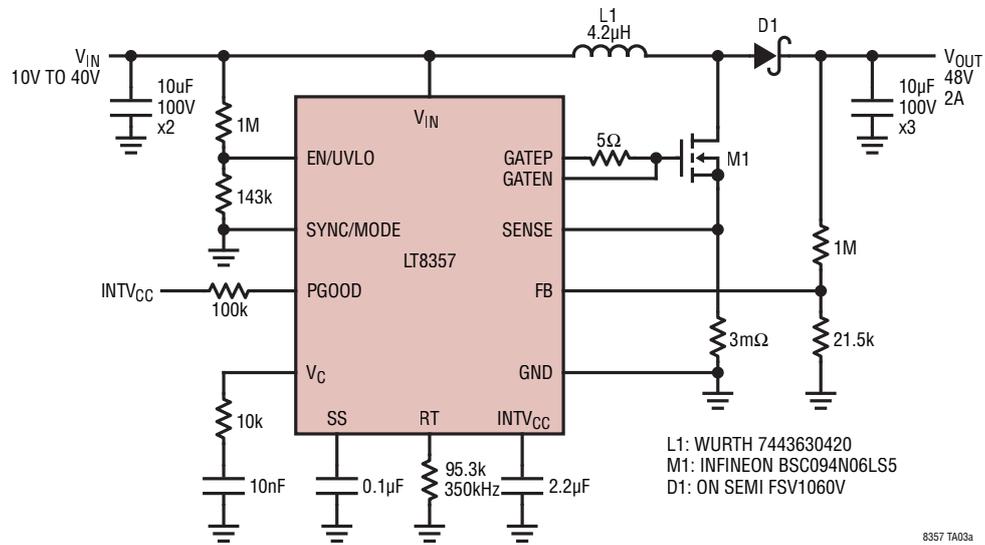
8357 TA02a

効率と負荷電流の関係



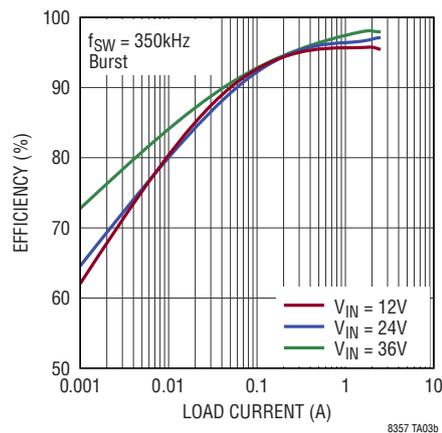
代表的なアプリケーション

10V~40V 入力、48V/2A 出力の昇圧コンバータ



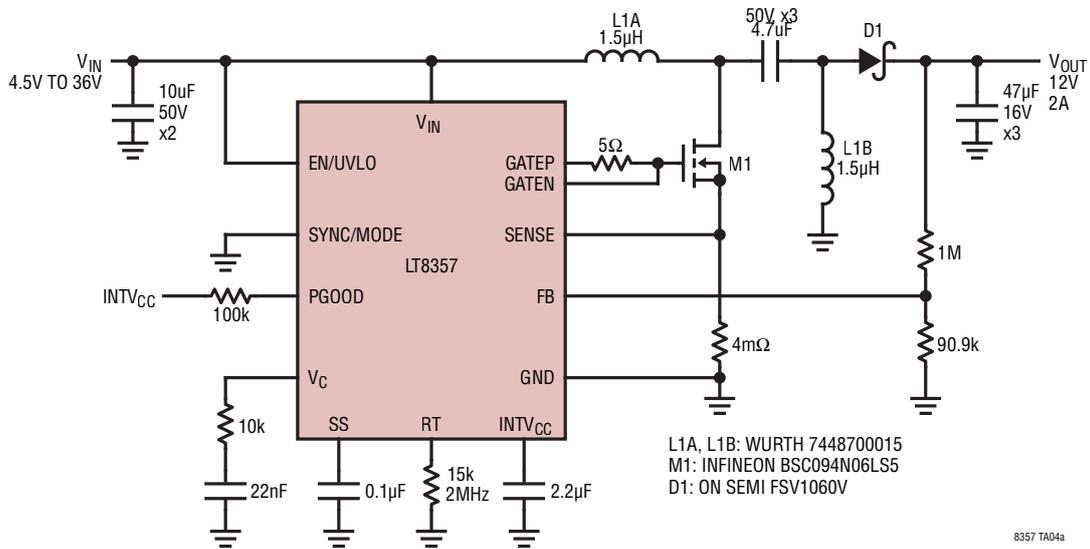
8357 TA03a

効率と負荷電流の関係



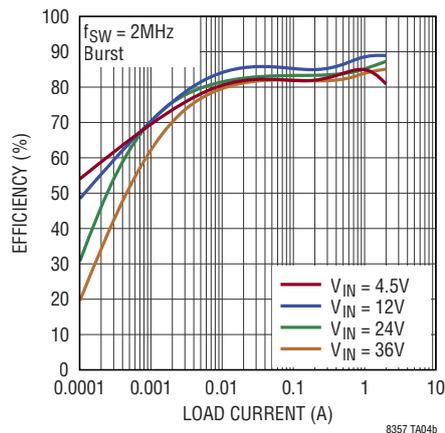
## 代表的なアプリケーション

2MHz、4.5V~36V 入力、12V/2A 出力の SEPIC コンバータ



8357 TA04a

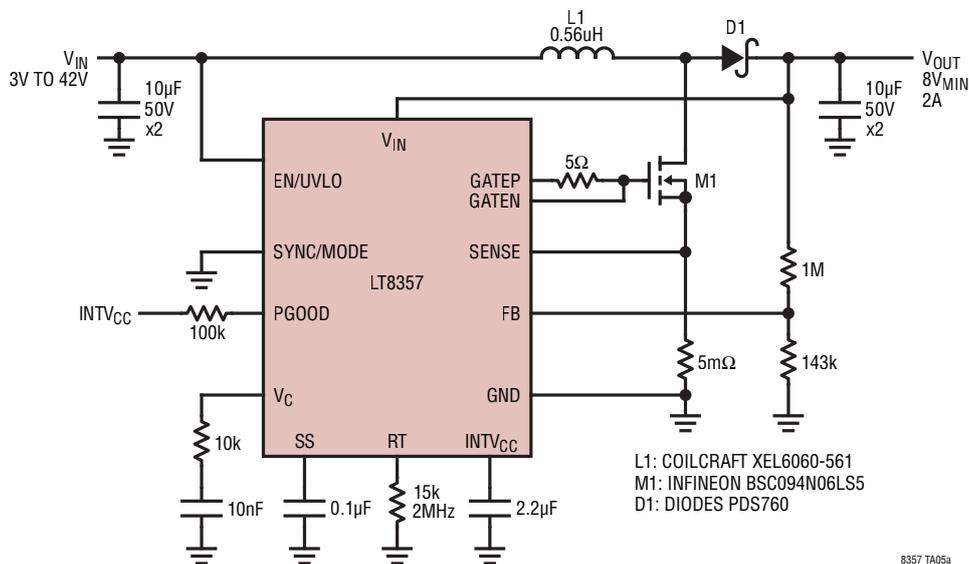
効率と負荷電流の関係



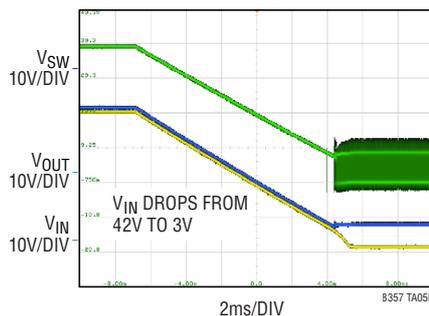
8357 TA04b

代表的なアプリケーション

2MHz、低I<sub>q</sub>のオートモーティブ用事前昇圧アプリケーション

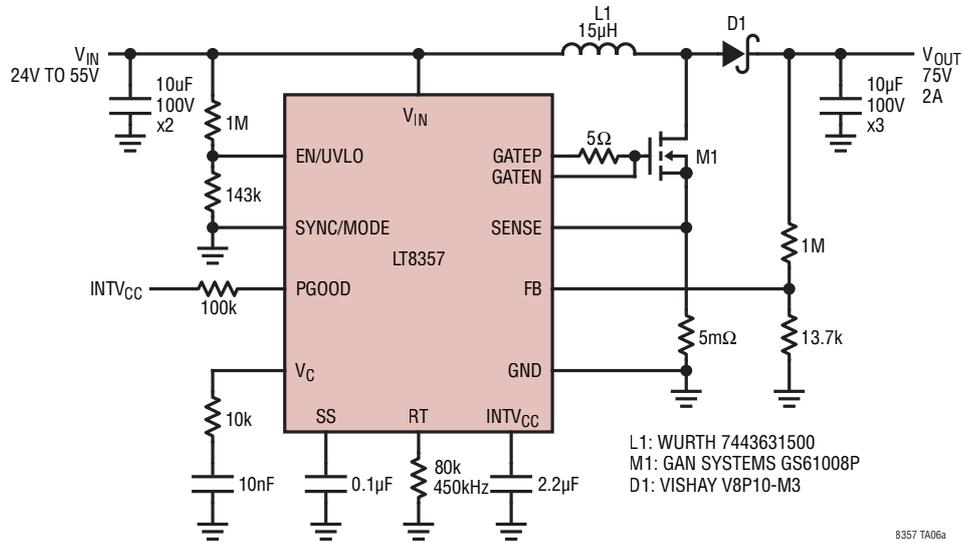


ライン過渡応答  
(パススルーから昇圧)

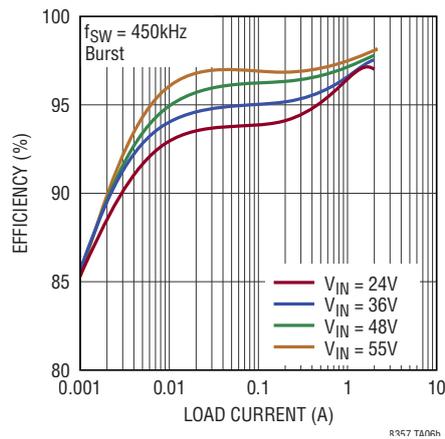


## 代表的なアプリケーション

GaN FETを使用した24V~55V入力、75V/2A出力の昇圧コンバータ

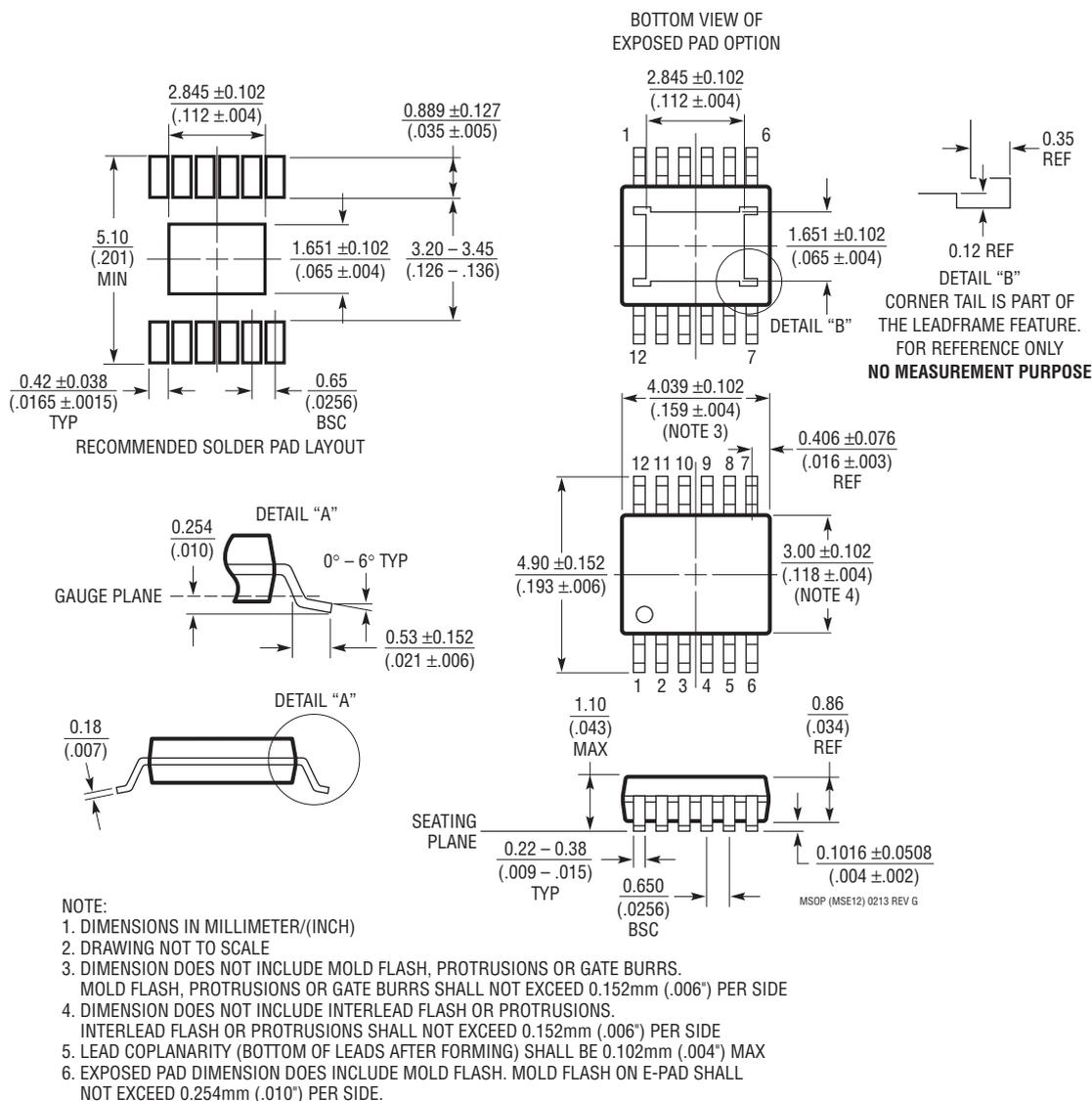


効率と負荷電流の関係



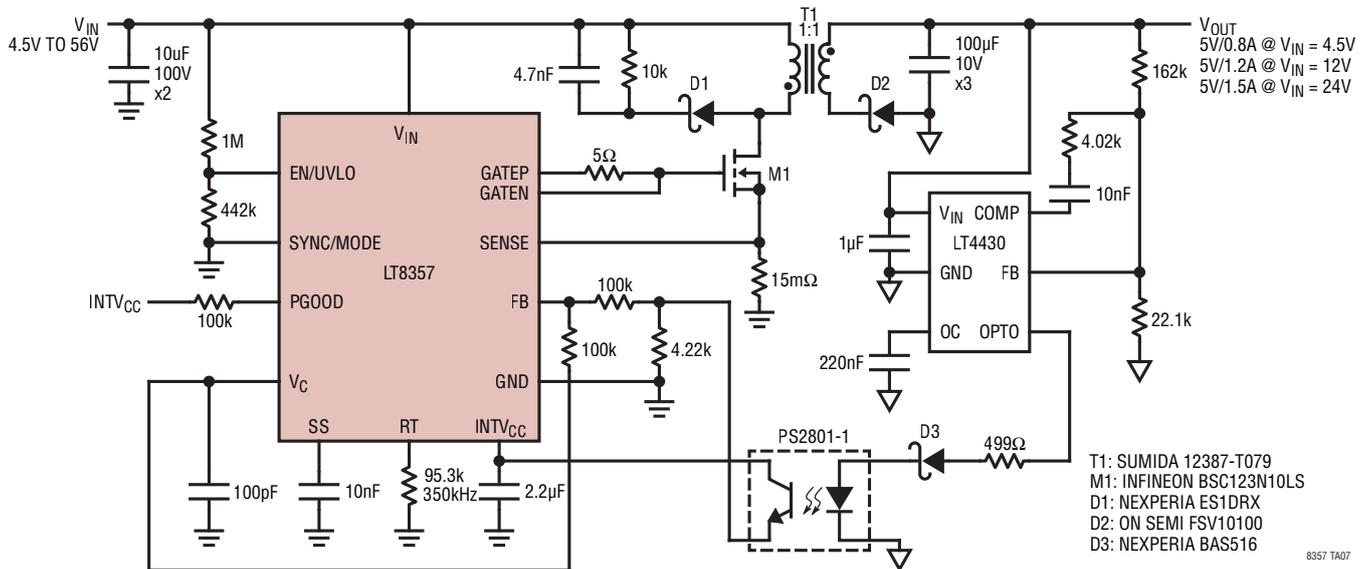
パッケージの説明

**MSE Package**  
**12-Lead Plastic MSOP, Exposed Die Pad**  
 (Reference LTC DWG # 05-08-1666 Rev G)



## 代表的なアプリケーション

### 4.5V~56V 入力、5V 出力の絶縁型フライバック・コンバータ



## 関連製品

製品番号	説明	コメント
LT3757/LT3757A	昇圧、フライバック、SEPIC、および反転コントローラ	$V_{IN}$ : 2.9V~40V、正または負の $V_{OUT}$ 、3mm × 3mm DFN-10、MSOP-10E
LT3758/LT3758A	高入力電圧の昇圧、フライバック、SEPIC、および反転コントローラ	$V_{IN}$ : 5.5V~100V、正または負の $V_{OUT}$ 、3mm × 3mm DFN-10、MSOP-10E
LT3759	昇圧、フライバック、SEPIC、および反転コントローラ	$V_{IN}$ : 1.6V~42V、正または負の $V_{OUT}$ 、MSOP-12E
LT8710	出力電流制御機能を備えた同期整流式SEPIC/反転/昇圧コントローラ	$V_{IN}$ : 4.5V~80V、レールtoレール出力電流モニタおよび制御、TSSOP-28
LT8330/LT8331/ LT8335	25V/60V/100V、低 $I_Q$ の昇圧/SEPIC/フライバック/反転コンバータ	28V/2A、60V/1A、および140V/0.5Aスイッチを内蔵した低 $I_Q$ モノリシック、3mm × 2mm DFN-8、MSOP-16(12)E
LT8362/LT8364	60V、低 $I_Q$ の昇圧/SEPIC/反転コンバータ	60V/2A/4Aスイッチを内蔵した低 $I_Q$ モノリシック、3mm × 3mm DFN-10、4mm × 3mm DFN-12、MSOP-16(12)E