

PassThru機能を備えた28V、5A 低I_Q 同期整流式昇圧 Silent Switcher

特長

- Silent Switcher® (サイレント・スイッチャ) アーキテクチャ
 - 超低 EMI 放射
 - オプションのスペクトラム拡散周波数変調
- 28V、5A のパワー・スイッチを内蔵
- 広い入力電圧範囲: 2.7V~28V
- 最大 26V のプログラマブルな出力電圧
- 低 V_{IN} ピン静止電流
 - シャットダウン時 0.3μA
 - Burst Mode® 動作時 4μA (LT8337)
 - PassThru™ 時 15μA (LT8337)
- 同期 MOSFET の 100% デューティ・サイクル能力
- 外部補償: 高速過渡応答 (LT8337-1)
- パワーグッド・モニタ (LT8337)
- 調整と同期が可能: 300kHz~3MHz
- 軽負荷時はパルススキッピング・モードまたは Burst Mode
- 小型の 16 ピン (3mm × 3mm) LQFN パッケージ

アプリケーション

- バッテリ駆動システム
- 汎用昇圧

概要

LT®8337/LT8337-1 は、低 I_Q の同期整流式昇圧 DC/DC コンバータです。このデバイスは、高スイッチング周波数で高い効率を実現しながら EMI の放射を最小限に抑える、Silent Switcher アーキテクチャとオプションのスペクトラム拡散周波数変調 (SSFM) 機能を備えています。

広い入出力電圧範囲、Burst Mode 動作時の低 V_{IN} ピン静止電流、および PassThru 動作 (V_{IN} > V_{OUT}) 時における同期 MOSFET の 100% デューティ・サイクル能力により、LT8337/LT8337-1 は バッテリ駆動システムや汎用昇圧アプリケーションに最適なデバイスとなっています。

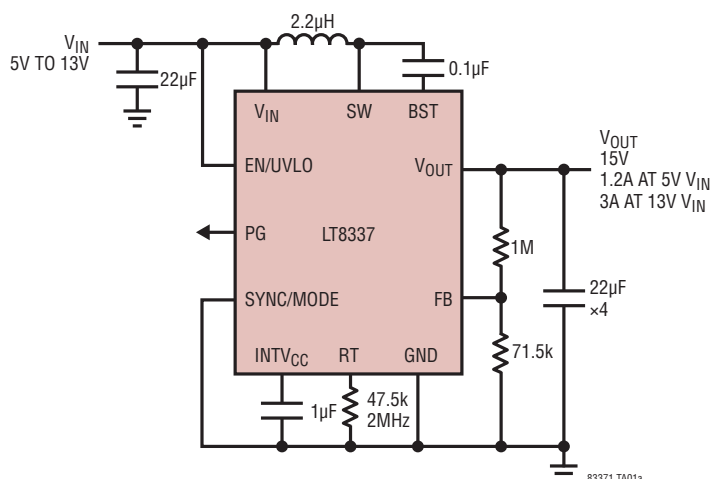
LT8337/LT8337-1 は 28V、5A のパワー・スイッチを内蔵しており、300kHz~3MHz の範囲にプログラム可能な固定スイッチング周波数で動作します。外部クロックに同期することも可能です。また、出力ソフトスタート機能および出力過電圧ロックアウト機能を備えています。

LT8337-1 は V_C ピンからの外部補償により、高速の過渡応答が可能です。LT8337 は PG ピンを介して出力パワーグッド・フラグを発行します。

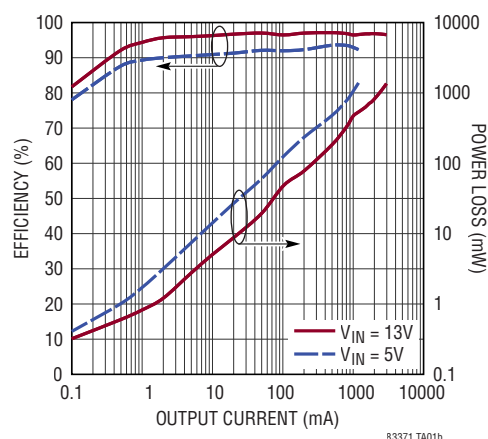
全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。10686381 を含む米国特許により保護されています。

標準的応用例

高効率、5V~13V 入力、2MHz、15V 出力の昇圧コンバータ



効率



LT8337/8337-1

絶対最大定格 (Note 1)

V_{IN} 、 V_{OUT} 、 $EN/UVLO$	28V	動作ジャンクション温度 (Note 2, 3)	
SYNC/MODE、FB.....	6V	LT8337EV/LT8337EV-1.....	-40°C~125°C
PG (LT8337).....	10V	LT8337JV/LT8337JV-1.....	-40°C~150°C
V_C (LT8337-1).....	2.5V	保存温度範囲.....	-65°C~150°C
		最大リフロー (パッケージ・ボディ) 温度.....	260°C

ピン配置

LT8337 LQFN PACKAGE 16-LEAD (3mm × 3mm) LQFN $\theta_{JA} = 42.8^{\circ}\text{C/W}$, $\theta_{JCTop} = 45.2^{\circ}\text{C/W}$, $\theta_{JCbottm} = 8.2^{\circ}\text{C/W}$ (NOTE 4) EXPOSED PAD (PIN 17) IS GND, MUST BE SOLDERED TO PCB	LT8337-1 LQFN PACKAGE 16-LEAD (3mm × 3mm) LQFN $\theta_{JA} = 42.8^{\circ}\text{C/W}$, $\theta_{JCTop} = 45.2^{\circ}\text{C/W}$, $\theta_{JCbottm} = 8.2^{\circ}\text{C/W}$ (NOTE 4) EXPOSED PAD (PIN 17) IS GND, MUST BE SOLDERED TO PCB
---	---

発注情報

部品番号	部品マーキング		パッドまたは ボール仕上げ	パッケージ タイプ*	MSL レーティング	温度範囲 (Note 2)
	デバイス	仕上げコード				
LT8337EV#PBF	LHKR	e4	Au (RoHS)	LQFN (QFN フット プリントの積層 パッケージ)	3	-40°C～125°C
LT8337JV#PBF						-40°C～150°C
LT8337EV-1#PBF	LHNW					-40°C～125°C
LT8337JV-1#PBF						-40°C～150°C

• 拡張動作温度範囲仕様の部品についてはアナログ・デバイズまでお問い合わせください。
パッドまたはボールの仕上げコードはIPC/JEDEC J-STD-609によります。

* LT8337/LT8337-1パッケージの寸法は標準の3mm × 3mm QFNと同じです。

• 推奨されるLGAおよびBGA PCBのアセンブリおよび製造手順

• [LGAおよびBGAのパッケージ図面とトレイ図面](#)

電氣的特性

●は、全動作温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外は、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での仕様です。
また、特に指定のない限り、 $V_{IN} = 5\text{V}$ 、 $\text{EN/UVLO} = 2\text{V}$ です。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{IN} Operation Voltage		●	2.7		28	V
V_{IN} Quiescent Current in Shutdown	EN/UVLO = 0.15V EN/UVLO = 0.15V	●		0.3 0.3	1 10	μA μA
LT8337 V_{IN} Quiescent Current	SYNC/MODE = 0V, Not Switching			4	8	μA
	SYNC/MODE = Open, Not Switching			0.9	1.5	mA
	$V_{IN} = 10.1\text{V}$, $V_{OUT} = 10\text{V}$, $\text{FB} = 1.05\text{V}$ (In PassThru Mode)			15	25	μA
LT8337-1 V_{IN} Quiescent Current	SYNC/MODE = 0V, Not Switching			23	35	μA
	SYNC/MODE = Open, Not Switching			0.9	1.5	mA
	$V_{IN} = 10.1\text{V}$, $V_{OUT} = 10\text{V}$, $\text{FB} = 1.05\text{V}$ (In PassThru Mode)			30	60	μA
FB Regulation Voltage			0.994	1.000	1.006	V
	E-Grade	●	0.983	1.000	1.010	V
	J-Grade	●	0.980	1.000	1.012	V
FB Line Regulation	$2.7\text{V} < V_{IN} < 28\text{V}$	●		0.005	0.03	%/V
FB Pin Input Current	$\text{FB} = 1.0\text{V}$		-20		20	nA
Switching Frequency	$R_T = 357\text{k}\Omega$		270	300	330	kHz
	$R_T = 102\text{k}\Omega$		0.93	1	1.07	MHz
	$R_T = 47.5\text{k}\Omega$	●	1.85	2	2.15	MHz
	$R_T = 30.1\text{k}\Omega$		2.7	3	3.3	MHz
Spread Spectrum Modulation Frequency as Percentage of f_{SW}				0.45		%
Spread Spectrum Modulation Frequency Range as Percentage of f_{SW}				20		%
Synchronizable Frequency	SYNC/MODE = External Clock	●	0.3		3	MHz
SYNC/MODE Pin Input Logic Level for Frequency Synchronization	SYNC Logic Low	●			0.4	V
	SYNC Logic High	●	1.7			V
Soft-Start Time	$R_T = 47.5\text{k}\Omega$			1.4		ms
EN/UVLO Threshold Voltage	Falling	●	0.94	1.0	1.06	V
	Hysteresis			90		mV
EN/UVLO Input Bias Current	EN/UVLO = 2V		-40		40	nA
LT8337 PG Upper Threshold Offset from Regulated FB	FB Falling	●	5	8	12	%
	Hysteresis			1		%
LT8337 PG Lower Threshold Offset from Regulated FB	FB Rising	●	-12	-8	-5	%
	Hysteresis			1		%
LT8337 PG Leakage Current	$\text{PG} = 3.5\text{V}$		-40		40	nA
LT8337 PG Pull-Down Resistance	$\text{PG} = 0.1\text{V}$			700	2000	Ω
LT8337-1 Error Amp Transconductance	$V_C = 1.25\text{V}$			0.4		mS
LT8337-1 Error Amp Gain				400		V/V
LT8337-1 V_C Source Current	$\text{FB} = 0.8\text{V}$, $V_C = 1.25\text{V}$			-75		μA
LT8337-1 V_C Sink Current	$\text{FB} = 1.2\text{V}$, $V_C = 1.25\text{V}$			70		μA
LT8337-1 V_C Pin to Switch Current Gain				6.0		A/V

電気的特性

●は、全動作温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外は、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での仕様です。
また、特に指定のない限り、 $V_{IN} = 5\text{V}$ 、 $\text{EN/UVLO} = 2\text{V}$ です。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Bottom Switch On-Resistance	$I_{SW} = 1\text{A}$		32		m Ω
Bottom Switch Current Limit		● 5	6	6.6	A
Bottom Switch Minimum Off-time		20		50	ns
Bottom Switch Minimum On-time	$V_{IN} = 9.5\text{V}$, $V_{OUT} = 10\text{V}$	20		80	ns
Top Switch On-Resistance	$I_{SW} = 1\text{A}$		35		m Ω
SW Leakage Current	$V_{OUT} = 28\text{V}$, $\text{SW} = 0\text{V}$, 28V	-1.5		1.5	μA
V_{OUT} Pin Current	$\text{SYNC/MODE} = 0\text{V}$, $V_{OUT} = 10\text{V}$, Not Switching		1		μA
	$V_{IN} = 10.1\text{V}$, $V_{OUT} = 10\text{V}$, $\text{FB} = 1.05\text{V}$ (In PassThru Mode)		30		μA
PassThru Mode V_{IN} to V_{OUT} Threshold ($V_{IN} - V_{OUT}$)	V_{IN} Rising		0		V
	V_{IN} Falling		-0.6		V
PassThru Mode Top Switch Reverse Current Limit	$V_{IN} = 9.9\text{V}$, $V_{OUT} = 10\text{V}$, $\text{FB} = 1.05\text{V}$ (Top Switch Turns Off)		1.5		A

Note 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。

Note 2: LT8337EV/LT8337EV-1は、 $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の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認されています。LT8337JV/LT8337JV-1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°C を超えると動作寿命が定格値より短くなります。

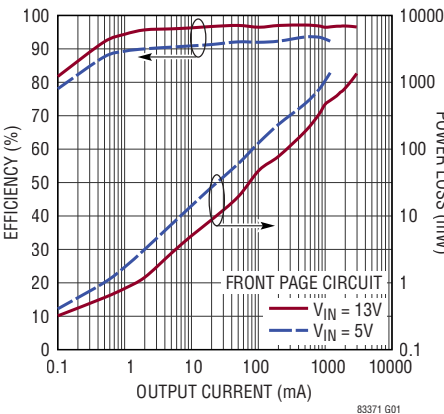
Note 3: これらのICは、一時的な過負荷状態からデバイスを保護することを目的とした過熱保護機能を備えています。この保護機能が動作するときは、ジャンクション温度が最大定格を超えています。仕様に規定された絶対最大動作ジャンクション温度を超える温度での連続動作は、デバイスの信頼性を損なったり、デバイスに恒久的な損傷を生じさせたりする可能性があります。

Note 4: θ の値はJESD51の条件に従ったシミュレーションにより決定されます。

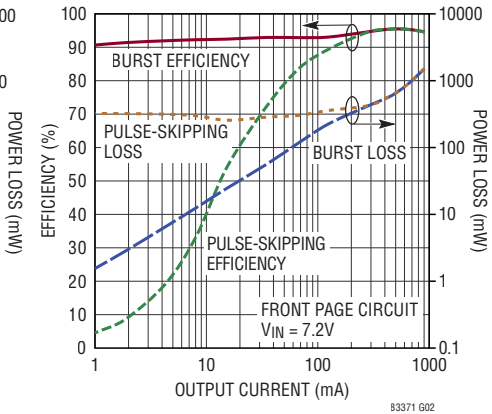
代表的な性能特性

特に指定のない限り、 $T_A \approx T_J = 25^\circ\text{C}$ 。

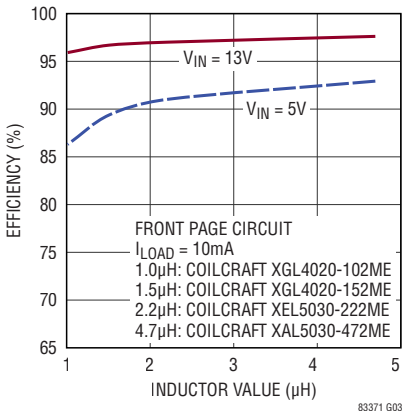
効率および電力損失と出力電流の関係



効率および電力損失と出力電流の関係



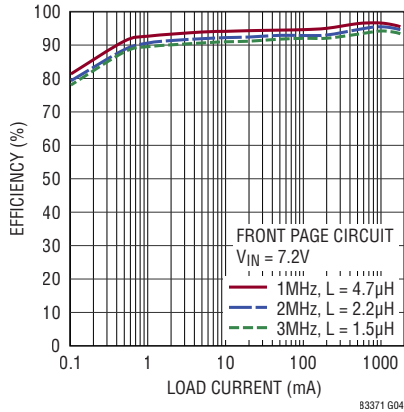
Burst Modeの効率とインダクタ値の関係



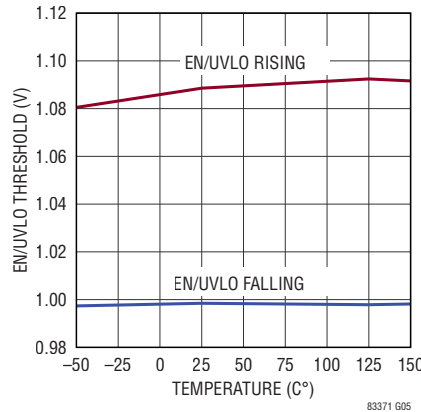
代表的な性能特性

特に指定のない限り、 $T_A \approx T_J = 25^\circ\text{C}$ 。

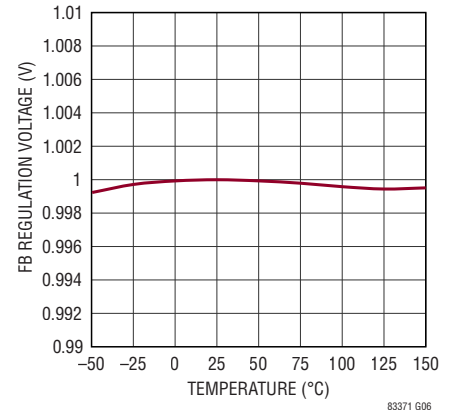
様々なスイッチング周波数における
効率と出力電流の関係



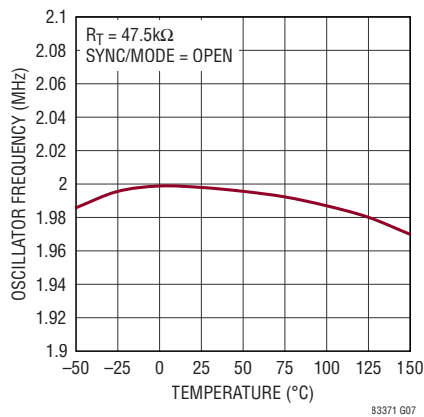
EN/UVLO 閾値と温度の関係



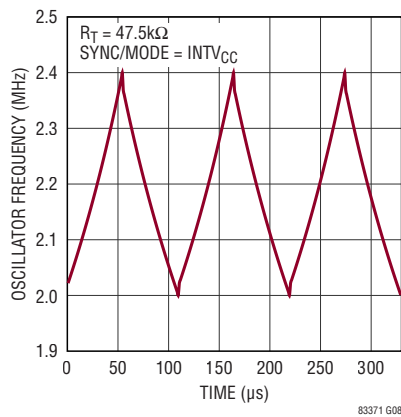
FB レギュレーション電圧と温度の
関係



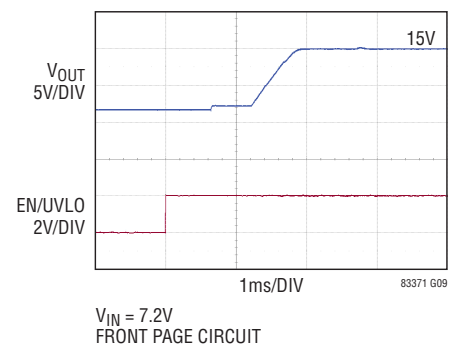
発振周波数と温度の関係



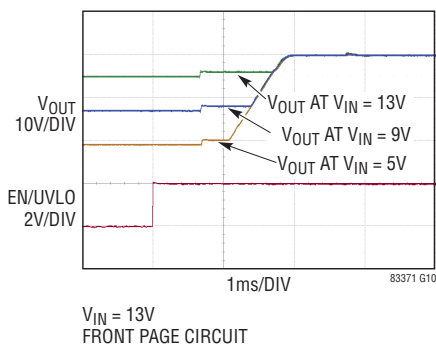
スペクトラム拡散変調時の
発振周波数



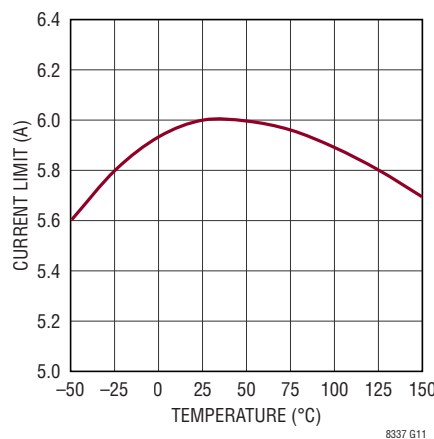
ソフトスタート時の
スイッチング波形



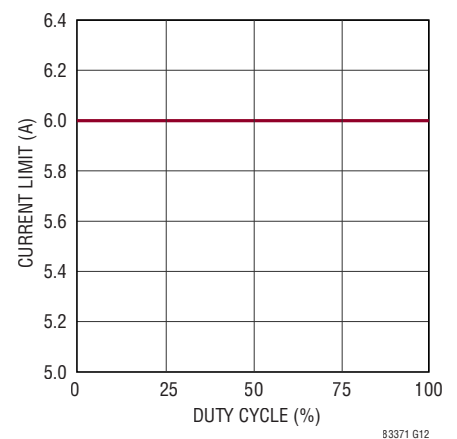
様々な V_{IN} 電圧におけるソフト
スタート時のスイッチング波形



ボトム・スイッチ電流制限と温度の
関係



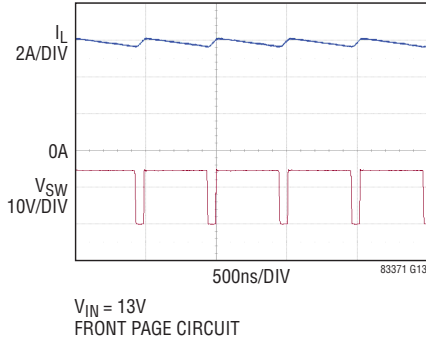
ボトム・スイッチ電流制限と
デューティ・サイクルの関係



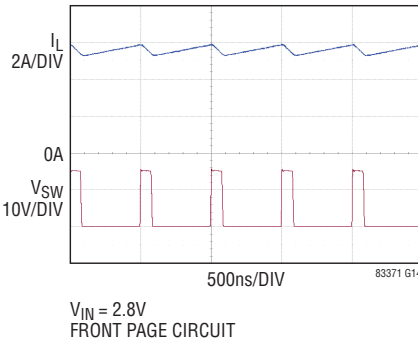
代表的な性能特性

特に指定のない限り、 $T_A \approx T_J = 25^\circ\text{C}$ 。

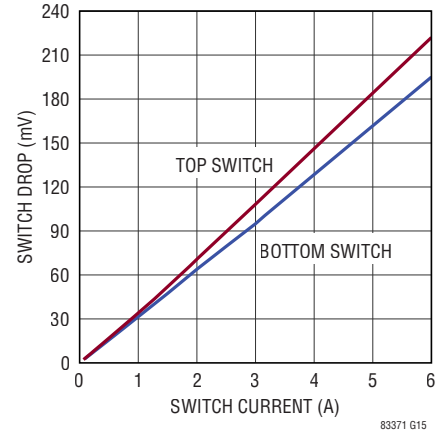
電流制限を15%デューティ・サイクルとした場合のスイッチング波形



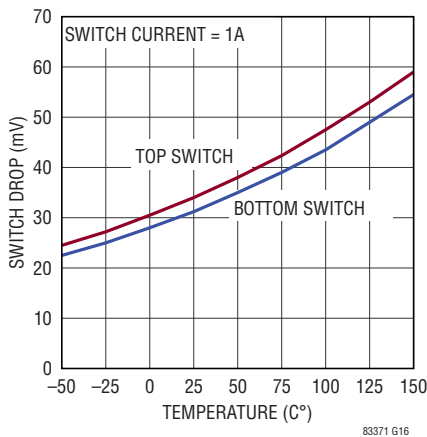
電流制限を82%デューティ・サイクルとした場合のスイッチング波形



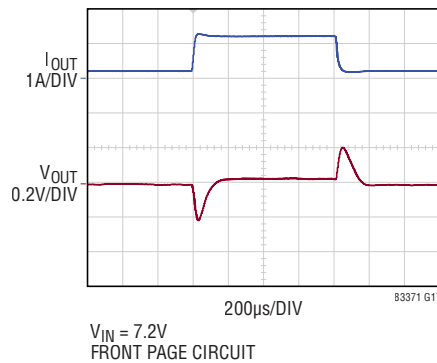
パワー・スイッチの電圧低下とスイッチ電流の関係



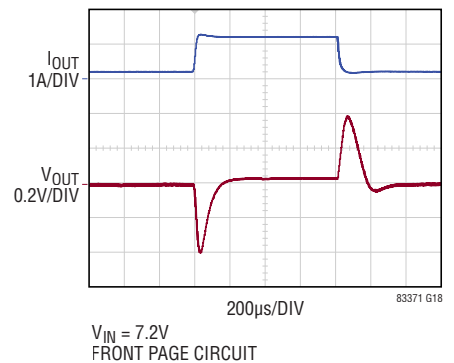
パワー・スイッチの電圧低下と温度の関係



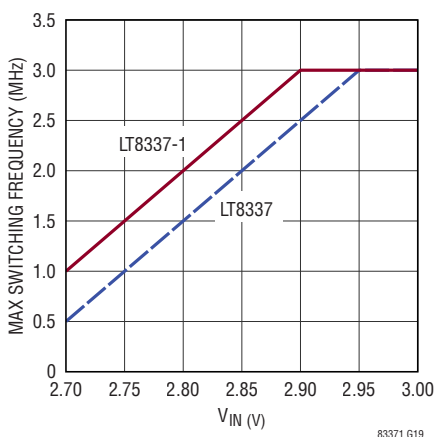
LT8337の過渡応答、パルススキッピング・モード動作



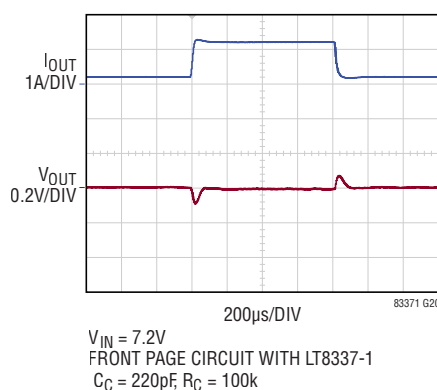
LT8337の過渡応答、Burst Mode動作



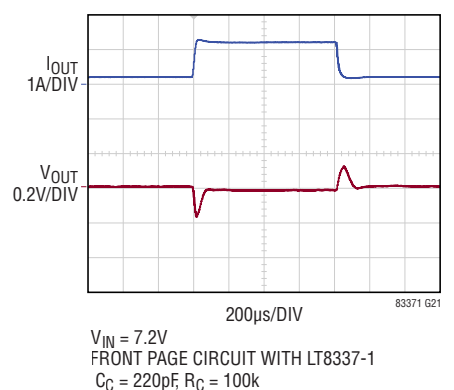
最大プログラマブル・スイッチング周波数と入力電圧の関係



LT8337-1の過渡応答、パルススキッピング・モード動作



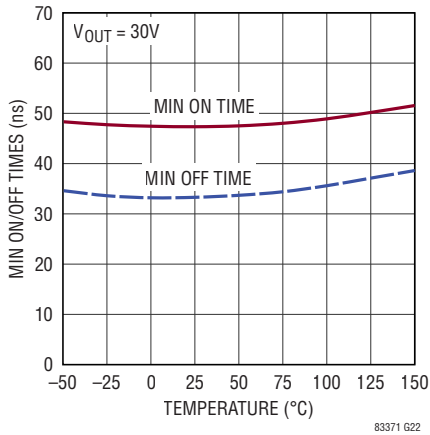
LT8337-1の過渡応答、Burst Mode動作



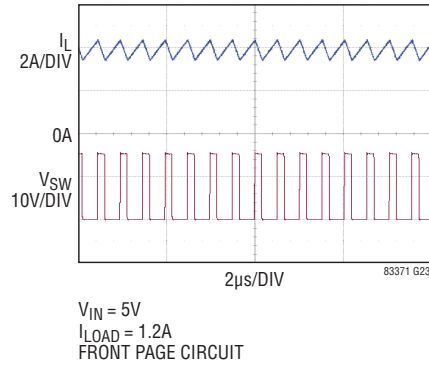
代表的な性能特性

特に指定のない限り、 $T_A \approx T_J = 25^\circ\text{C}$ 。

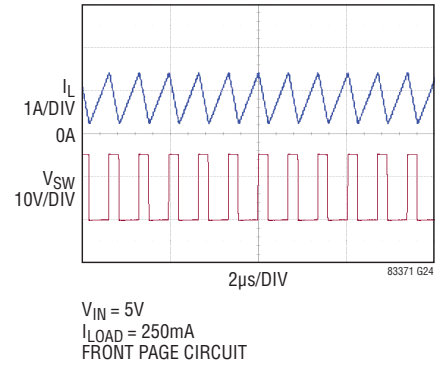
最小オン/オフ時間と
温度の関係



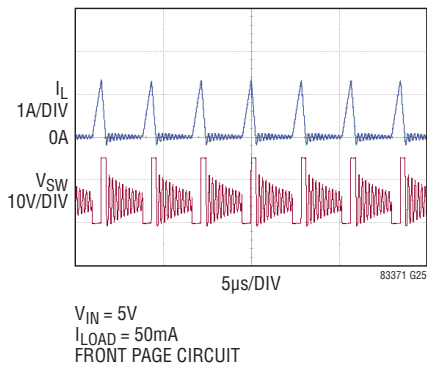
全周波数PWM動作時の
スイッチング波形



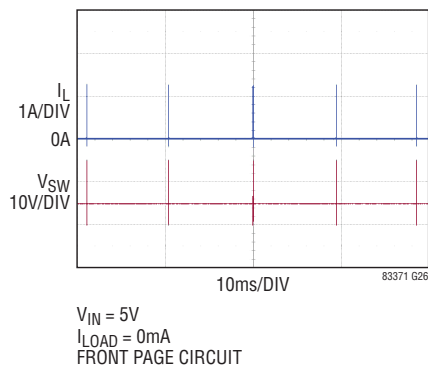
連続 Burst Mode 動作時の
スイッチング波形



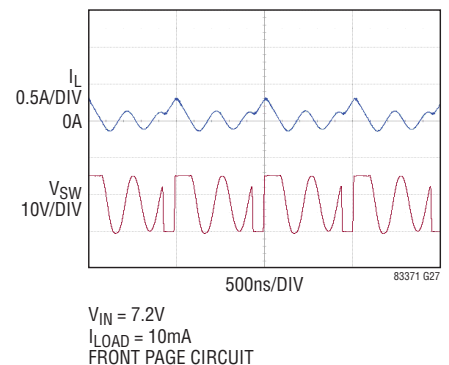
不連続 Burst Mode 動作時のス
イッチング波形



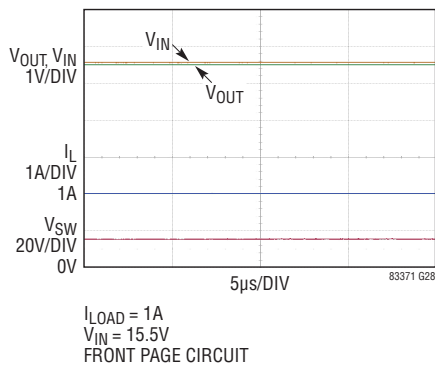
軽負荷・低IQ Burst Mode 動作時の
スイッチング波形



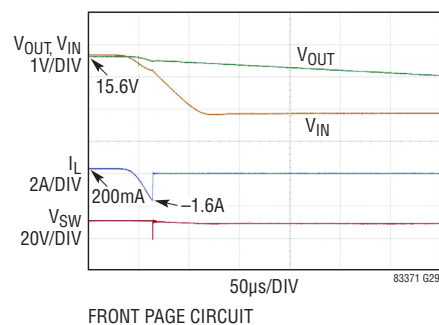
不連続パルススキッピング・
モード時のスイッチング波形



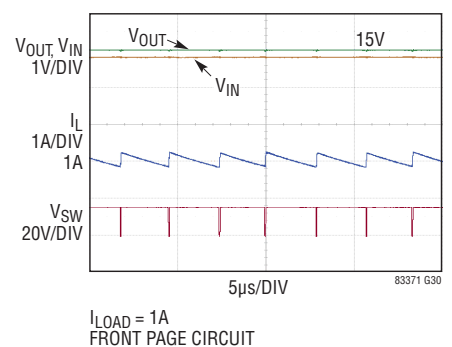
PassThru モード動作時の
波形



PassThru モードでの
逆電流保護時の波形



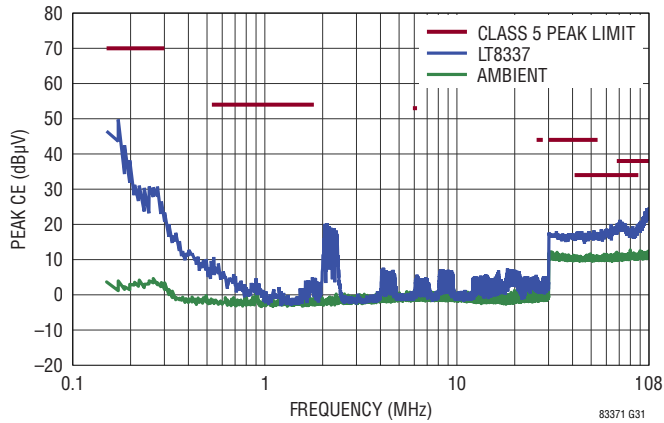
VIN が VOUT に近い場合の
周波数フォールドバック時の
スイッチング波形



代表的な性能特性

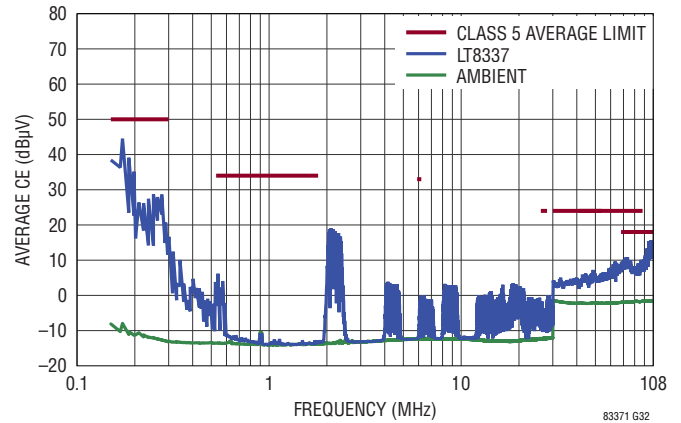
特に指定のない限り、 $T_A \approx T_J = 25^\circ\text{C}$ 。

伝導EMI性能
(CISPR25クラス5ピーク値)



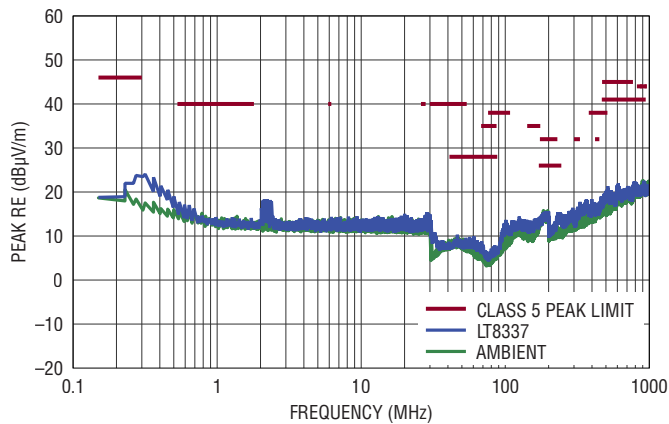
PAGE 20 CIRCUIT,
5V INPUT TO 12V OUTPUT AT 1.5A,
SSFM = ON, $f_{\text{SW}} = 2\text{MHz TO } 2.4\text{MHz}$

伝導EMI性能
(CISPR25クラス5平均値)



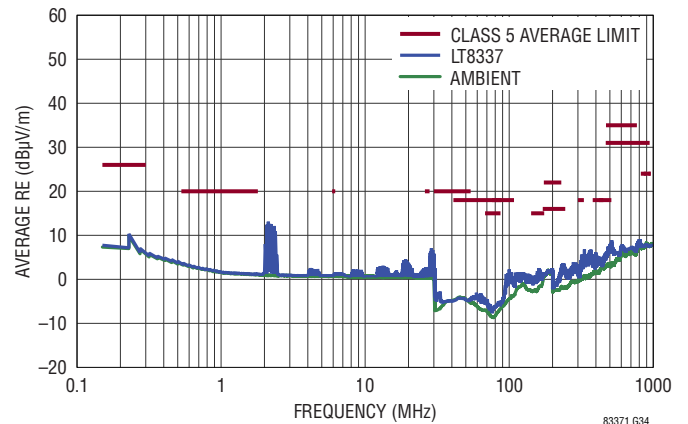
PAGE 20 CIRCUIT,
5V INPUT TO 12V OUTPUT AT 1.5A,
SSFM = ON, $f_{\text{SW}} = 2\text{MHz TO } 2.4\text{MHz}$

放射EMI性能
(CISPR25クラス5ピーク値)



PAGE 20 CIRCUIT,
5V INPUT TO 12V OUTPUT AT 1.5A,
SSFM = ON, $f_{\text{SW}} = 2\text{MHz TO } 2.4\text{MHz}$

放射EMI性能
(CISPR25クラス5平均値)



PAGE 20 CIRCUIT,
5V INPUT TO 12V OUTPUT AT 1.5A,
SSFM = ON, $f_{\text{SW}} = 2\text{MHz TO } 2.4\text{MHz}$

ピン機能

SYNC/MODE (ピン1) : 外部同期入力およびモード選択ピン。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。

SYNC/MODE ピン入力	使用可能な動作モード
(1) GND または 0.1V 未満	Burst
(2) GND への 50kΩ 抵抗	Burst/SSFM
(3) フロート (ピン・オープン)	パルススキッピング
(4) INTV _{CC} または > (INTV _{CC} - 0.2V)	パルススキッピング / SSFM
(5) 外部クロック	パルススキッピング / 同期

ここで、選択可能な動作モードは以下の通りです：

Burst = 低 I_Q (軽負荷時の低出力リップル動作)
 パルススキッピング = 軽負荷時のスキップ・パルス (アラインされたクロック)

SSFM = 低 EMI を実現するスペクトラム拡散周波数変調
 同期 = 外部クロックに同期したスイッチング周波数。

LT8337/LT8337-1 は、起動時にはスペクトラム拡散周波数変調なしのパルススキッピング・モードを自動的に選択し、(1) から (4) までの SYNC/MODE ピン入力構成は無視されます。

LT8337/LT8337-1 は PassThru スルー・モードでは低 I_Q 動作を自動的に選択し、SYNC/MODE ピン入力構成はすべて無視されます。

RT (ピン2) : スwitchング周波数調整ピン。LT8337/LT8337-1 のスイッチング周波数は、RT ピンとピン3のグラウンドの間に適切な値の抵抗を接続することによってプログラムされます。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。RT ピンはオープンのままにしないでください。

GND (ピン3、5、8、露出パッド・ピン17) : グラウンド。良好な熱的性能と電気的性能を実現するには、露出パッドをPCB グラウンド・プレーンにハンダ付けする必要があります。レイアウト例については[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。

FB (ピン4) : 帰還入力ピン。このピンには、V_{OUT} とピン3の GND の間にある外部抵抗分圧器からの帰還電圧を入力できます。FB ピンは、出力電圧制御ループのエラー・アンプへの入力の1つです。レイアウト例については[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。

V_{OUT} (ピン6、7) : 出力ピン。1μF のコンデンサ1個をピン6の V_{OUT} とピン5の GND の間にのみ接続し、1μF のマッチング・コンデンサをピン7の V_{OUT} とピン8の GND の間にのみ接続してください。これら2個のコンデンサで Silent Switcher 構成

は完成しますが、EMI を最小限に抑えるために、できるだけ IC の近くに配置する必要があります。更に、2.2μF 以上のバルク・コンデンサを IC の近くに追加します。正端子を V_{OUT} に、負端子をグラウンド・プレーンに接続してください。レイアウト例については[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。

SW (ピン9、10、11) : SW ピンは内蔵パワー・スイッチの出力です。これらのピンは、互いにまとめてインダクタと昇圧コンデンサ C_{BST} の片側に接続します。

BST (ピン12) : トップ・スイッチ・ゲート・ドライバの電源ピン。BST ピンと SW ピンの間のできるだけ IC に近い位置に、0.1μF のコンデンサ (C_{BST}) を配置します。

V_{IN} (ピン13) : 入力電源ピン。このピンは、電力段の入力 (インダクタの入力端子) に接続する必要があります。

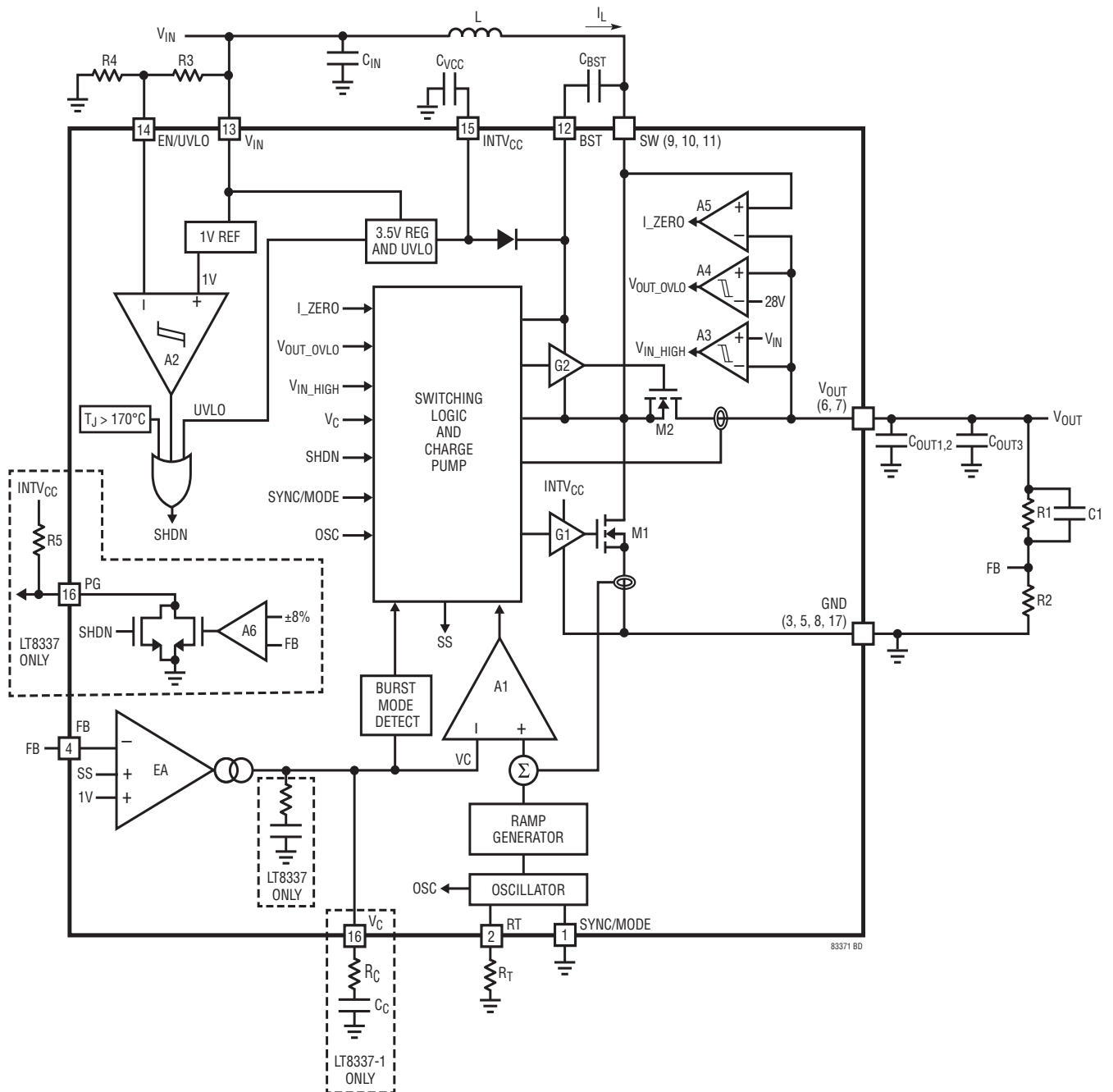
EN/UVLO (ピン14) : イネーブルおよび入力低電圧ロックアウト・ピン。このピンが 1V (代表値) 未満になると、IC はシャットダウンします。このピンが 0.15V 未満になると、IC に流れる V_{IN} 電流が 0.3μA (代表値) に減少します。このピンが 1.0V (代表値) を超えると IC がイネーブルされます。V_{IN} と GND の間に置いた抵抗分圧器を使用すれば、V_{IN} の閾値をプログラムし、その閾値未満になると IC がシャットダウンすることができます。詳細については、[アプリケーション情報](#)のセクションを参照してください。このシャットダウン機能を使わない場合は、EN/UVLO を V_{IN} に接続します。

INTV_{CC} (ピン15) : 内部 3.5V レギュレータのバイパス・ピン。このピンは、内部ドライバ回路と制御回路に電源を供給します。INTV_{CC} のバイパス・コンデンサは、グラウンド・プレーンに接続してください。INTV_{CC} 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、1μF 以上の低 ESR セラミック・コンデンサをピンの近くに接続してバイパスする必要があります。

PG (ピン16、LT8337 のみ) : パワーグッド・インジケータ。このピンはオープンドレイン・ロジック出力で、出力電圧がレギュレーション電圧から ±8% の範囲を外れると、グラウンドにプルダウンされます。EN/UVLO が 1V 未満になった場合、INTV_{CC} が低くなりすぎた場合、あるいは IC がサーマル・シャットダウンした場合も、PG はグラウンドにプルダウンされます。

V_C (ピン16、LT8337-1 のみ) : エラー・アンプ出力およびスイッチ・レギュレータ補償ピン。このピンを適切な外部 RC ネットワークに接続して、レギュレータのループ周波数応答を補償してください。

ブロック図



動作

LT8337/LT8337-1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。[ブロック図](#)に示すように、スイッチング・ロジックおよびチャージ・ポンプ・ブロックは、各発振器サイクルの開始時にドライバG1を通じてパワー・スイッチM1をオンにします。M1のスイッチがオンになっている間はM1にインダクタ電流 I_L が流れます。M1スイッチ電流に比例した電流が安定化スロープ補償ランプに加えられて、その合計値がPWMコンパレータA1の正端子に供給されます。「 V_C 」で示されるA1の負入力電圧はエラー・アンプEAによって設定されますが、これは帰還電圧FBとリファレンス電圧の差を増幅したものです。M1がオンになっている間は I_L が増加します。A1の正入力の信号が V_C を超えると、A1はスイッチング・ロジックおよびチャージ・ポンプ・ブロックに信号を送信してM1をオフにします。M1がオフになると、次のクロック・サイクルが始まるまで、あるいはインダクタ電流 I_L が0になるまで、同期電源スイッチM2がオンになります。M1がオフになっている間は I_L が減少します。この繰り返し動作を通じ、EAは正しい I_L ピーク電流レベルを設定して出力のレギュレーションを維持します。ICは、常に V_{IN} と V_{OUT} をモニタしています。 V_{IN} が V_{OUT} より大きくなって(A3の出力が大きくなる)、同時に V_{OUT} がFB抵抗ネットワークによりプログラムされたレギュレーション電圧を超えると、ICはPassThruスルー動作に入ります。このモードではM2が常時オン、M1が常時オフに維持されて、基本的に V_{OUT} はインダクタとM2によって V_{IN} に短絡されます。詳細については、[アプリケーション情報](#)のセクション参照してください。

このICは、高い効率を実現しながらEMIの放出を最小限に抑える Silent Switcher アーキテクチャを採用しています。Silent Switcher EMI 相殺ループは、ピン6の V_{OUT} とピン5

のGNDの間に1 μ Fのコンデンサを1個、ピン7の V_{OUT} とピン8のGNDの間に1 μ Fのマッチング・コンデンサを1個配置することによって完成します(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)。

EN/UVLOピンは、ICをイネーブルするかシャットダウン状態にするかを制御します。1.0Vのリファレンスと、90mVのヒステリシスを持つコンパレータA2([ブロック図](#))を使用すれば、ICがオン／オフする電源電圧を正確にプログラムすることができます。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。

LT8337/LT8337-1は様々な動作モードを備えており、SYNC/MODEピンによってこれらのモードを選択し、アプリケーションの条件に基づいてコンバータ性能を最適化することができます。低リップルのBurst Mode動作は、軽負荷時の効率を最適化するために選択できます。スペクトラム拡散周波数変調機能は、EMI放射を最小限に抑えるために選択できます。

SYNC/MODEピンをグラウンドにプルダウンすると、Burst Mode動作が選択されます。このSYNC/MODEを50kの抵抗を介してグラウンドに接続すると、スペクトラム拡散周波数変調を使用するBurst Mode動作が選択されます。SYNC/MODEピンをフローティング状態にすると、パルススキッピング動作が選択されます。SYNC/MODEピンをINTV_{CC}に接続すると、スペクトラム拡散周波数変調を使用するパルススキッピング動作が選択されます。SYNC/MODEピンにクロックを入力すると、ICは外部クロック周波数に同期してパルススキッピング・モードで動作します。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。

アプリケーション情報

EN/UVLOピンによるV_{IN} オン/オフ閾値のプログラミング

EN/UVLOピンの立下がりスレッショルド電圧と立上がりヒステリシス電圧は、[式1](#)によって計算できます。

$$V_{VIN,FALLING} = 1.0V \cdot \frac{(R3 + R4)}{R4}$$

$$V_{VIN,RISING} = 90mV \cdot \frac{(R3 + R4)}{R4} + V_{VIN,FALLING} \quad (1)$$

軽負荷電流でのBurst Mode動作時は、抵抗ネットワークR3とR4に流れる電流が、ICの消費する電源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ために、R3とR4には大きい抵抗を使用することができます。

シャットダウン機能を使わない場合は、EN/UVLOピンをV_{IN}に接続できます。また、シャットダウン制御が必要な場合は、このピンをロジック・レベルに接続することもできます。EN/UVLOピンが0.15V未満になると、ICに流れる電流は0.3μA(代表値)の低V_{IN}静止電流になります。

INTV_{CC}レギュレータ

内部低ドロップアウト(LDO)レギュレータは、V_{IN}からドライバ回路と内部バイアス回路に電力を供給する3.5Vの電源を生成します。INTV_{CC}ピンは、最小1μF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。パワーMOSFETゲート・ドライバに必要とされる高過渡電流を供給するには、良好なバイパスが必要です。高いV_{IN}電圧と高スイッチング周波数を使用するアプリケーションでは、LDOで消費される電力が大きいので、ダイ温度が上昇します。V_{IN}が2.95V(LT8337)または2.90V(LT8337-1)未満になると、LDOでの電圧降下のために、最大プログラマブル・スイッチング周波数は低くなります。詳細については、[代表的な性能特性](#)のセクションにある最大プログラマブル・スイッチング周波数と入力電圧の関係を示すグラフを参照してください。INTV_{CC}ピンには外部負荷を接続しないでください。

軽負荷電流動作 – Burst Mode 動作またはパルススキッピング

軽負荷時の効率を向上させるために、LT8337/LT8337-1は低リップルのBurst Modeで動作させることができます。ICでBurst Mode動作を有効にすると、V_Cノード([ブロック図](#))が低い値を示していても、最小ピーク・インダクタ電流は約1.2Aに設定されます。この状態で、ICはインダクタのピーク電流を減らすのではなく、スイッチング周波数を下げることによって出力レギュレーション電圧を維持します。軽負荷のBurst Mode動作では、ICは単一パルスの電流を複数回出力コンデンサに送ってその後はスリープ期間とします。その間の電力は出力コンデンサから供給されます。この低リップルのBurst Mode動作は、入力静止電流と出力電圧リップルを最小限に抑えます。

出力負荷が低下するにつれて単一電流パルスの繰り返し頻度は減少し、ICがスリープ・モードになっている時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もはるかに高くなります。パルスとパルスの間の時間を最大限まで延ばすことにより、出力負荷のない場合、代表的アプリケーションではコンバータV_{IN}ピンの静止電流が4μA(LT8337)または23μA(LT8337-1)に近付きます。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。

より高い軽負荷時効率を実現するには、Burst Mode動作時の単一の小さいパルスでより多くのエネルギーを出力に供給し、各パルス間でICがより長くスリープ・モードに止まるようにする必要があります。これは、より大きい値のインダクタを使用することによって実現できます。例えば、スイッチング周波数の高いアプリケーションでは、普通、より小さい値のインダクタを使用しますが、軽負荷時の効率を上げたい場合は、より大きい値のインダクタを選ぶ必要があります。詳細については、[代表的な性能特性](#)のセクションにあるBurst Modeの効率とインダクタ値の関係を示すグラフを参照してください。

アプリケーション情報

代表的な性能特性のセクションにあるBurst Mode動作時のスイッチング波形のグラフに示すように、Burst Mode動作時のボトム・スイッチのピーク電流は約1.2Aです。この動作では、ボトム・スイッチのピーク電流が小さいパルススキッピング・モード動作の場合と比較して、出力電圧リップルが大きくなります。しかし、出力電圧リップルは、出力容量を大きくすることによって比例して減らすことができます。出力容量を調整するときは、十分な設計マージンを確保するためにシステムの安定性を慎重に評価する必要があります。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、RTピンの抵抗によってプログラムされた値になるまで増加を続けます。LT8337/LT8337-1 がプログラムされた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。

パルススキッピング・モード動作には、バースト・モード動作と大きく異なる点が2つあります。1つめは、内部クロックが常時作動していて、すべてのスイッチング・サイクルがこのクロックにアラインされる点です。このモードでは内部回路が常時作動しているので静止電流が数100μAまで増加しますが、Burst Mode動作時のVINピンの静止電流は5μAです。もう1つは、負荷がゼロからランプ・アップする際、RTピンの抵抗によってプログラムされたスイッチング周波数に達するときの出力負荷がBurst Mode動作の場合より小さいので、パルススキッピング・モード動作では出力リップルが小さくなるのに加えて、オーディオ・ノイズやRF干渉も少なくなるという点です。

スイッチング周波数と同期

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、パワー・スイッチのスイッチング損失とゲート駆動電流を減らすことができるため効率が向上します。しかし、低周波数動作には物理的サイズの大きいインダクタが必要です。LT8337/LT8337-1は固定周波数アーキテクチャを使用しています。このアーキテクチャでは、ブロック図に示すように、RTピンとグラウンドの間に抵抗を1個外付けすることによって、周波数を300kHz～3MHzの範囲でプログラムすることができます。所定のスイッチング周波数に対応するRTの値を選択するための表を表1に示します。また、RTの値とスイッチング周波数の関係を示すグラフを図1に示します。

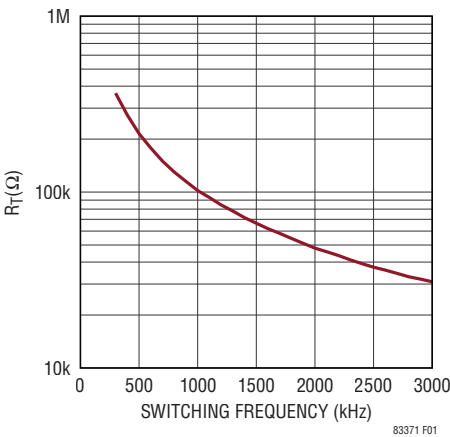


図1. RT値とスイッチング周波数の関係

表1. SW周波数 (fsw) とRT値の関係

fsw (MHz)	RT (kΩ)	fsw (MHz)	RT (kΩ)
0.3	357	1.7	57.6
0.4	267	1.8	53.6
0.5	210	1.9	51.1
0.6	174	2.0*	47.5
0.7	147	2.1	45.2
0.8	127	2.2	43.2
0.9	113	2.3	40.2
1.0	102	2.4	39.2
1.1	90.9	2.5	37.4
1.2	84.5	2.6	35.7
1.3	76.8	2.7	34.0
1.4	71.5	2.8	32.4
1.5	64.9	2.9	30.9
1.6	61.9	3.0	30.1

*2MHzにプログラムすると、fswを1.85MHzより高い周波数(このAM帯域外)に保つことができます。

T8337/LT8337-1の動作周波数は、最小パルス幅100nsの外部クロック・ソースに同期させることができます。SYNC/MODEピンにデジタル・クロック信号を入力することによって、ICはSYNCパルス周波数で動作し、軽負荷時には自動的にパルススキッピング・モード動作に入ります。この機能を使用するときは、できるだけSYNCパルス周波数に近いスイッチング周波数をプログラムできるRT抵抗を選ぶ必要があります。

アプリケーション情報

スペクトラム拡散周波数変調

LT8337/LT8337-1は、EMI放射を更に減らすためにスペクトラム拡散周波数変調機能を備えています。50k Ω の抵抗を介してSYNC/MODEピンをグラウンドに接続すれば、Burst Mode動作でスペクトラム拡散周波数変調を選択できます。あるいは、SYNC/MODEピンをINTV_{CC}に接続すれば、パルススキッピング・モード動作でスペクトラム拡散周波数変調を選択できます。スペクトラム周波数変調選択時は、ステップ三角波周波数変調を使用して、RT抵抗によってプログラムされた値とその値より約20%高い値の間で、内部発振器周波数を変化させます。変調周波数はスイッチング周波数の約0.45%です。例えば、ICを2MHzにプログラムしてスペクトラム拡散周波数変調を選択した場合、発振器周波数は9kHzの変調周波数で2MHzから2.4MHzまで変化します(代表的な性能特性のセクションにあるスペクトラム拡散変調時の発振器周波数のグラフを参照)。軽負荷時の動作では、スペクトラム拡散周波数変調は、Burst Mode動作よりパルススキッピング・モード動作で使用した方が効果的です。これは、パルススキッピング動作では、プログラムされたスイッチング周波数がBurst Mode動作の場合よりもはるかに低い負荷電流にまで維持されることによりです。

V_{IN}からV_{OUT}へのPassThruモード動作

自動車のストップ・スタートやコールド・クランク用の昇圧ブリレギュレータ・アプリケーションでは、通常、V_{IN}の方がレギュレーションされたV_{OUT}電圧より高い値になります。この条件下では、LT8337/LT8337-1はPassThru動作に入ります。LT8337/LT8337-1は、低静止電流消費で、正確かつ良好に制御されたPassThru動作をするように設計されています。V_{IN}が過渡的にV_{OUT}のレギュレーション設定点未満に低下した場合は、出力電圧のレギュレーションを保つために昇圧コンバータがスイッチングを開始します。

ブロック図に示すように、V_{IN}は、0.6Vのヒステリシスを持つコンパレータA3を使ってV_{OUT}と比較されます。V_{IN}がV_{OUT}より大きくなり(A3の出力が大きくなる)、同時にV_{OUT}がFB抵抗ネットワークによりプログラムされたレギュレーション電圧より大きくなると、ICの昇圧コンバータはPassThru動作に入り、同期パワー・スイッチM2が常時オン、パワー・スイッ

チM1が常時オフに維持されます。昇圧コンデンサ(C_{BST})にかかる電圧V_{BST_SW}は、常時モニタされます。V_{BST_SW}が3.2V未満に低下すると、内部チャージ・ポンプがオンになってV_{BST_SW}を3.6Vまで充電し、充電完了後にオフになります。PassThruスルー・モードでは、V_{OUT}は基本的にインダクタとM2によってV_{IN}に短絡され、SYNC/MODEピンの構成に関わらずV_{IN}ピンの静止電流が15 μ A (LT8337)または30 μ A (LT8337-1)に制限されます。V_{OUT}ピンに流れる電流は30 μ A (代表値)です。代表的な性能特性のセクションに代表的な波形図を示します。

ICのPassThruモード動作は、いくつかの条件によって終了します。第一に、V_{OUT}がFB抵抗ネットワークによってプログラムされたレギュレーション電圧未満に低下すると、ICはPassThru動作を終了して、レギュレーションされたV_{OUT}電圧を維持するために通常の昇圧スイッチング動作を再開します。第二に、V_{OUT}はまだそのレギュレーション電圧より高くても、コンパレータA3の0.6V (代表値)以上のヒステリシスによってV_{IN}がV_{OUT}未満に低下し、A3の出力が低下した場合は、V_{OUT}からV_{IN}への逆電流がランプ・アップするのを防ぐためにM2がオフになります。A3の出力が再び高くなると、ICはPassThruモードに戻ります。第三に、V_{OUT}がまだそのレギュレーション電圧より高くても、(ドレインからソースへ流れる)M2の逆電流が1.5A (代表値)を超えると、V_{OUT}からV_{IN}への逆電流がランプ・アップするのを防ぐためにM2がオフになります。A3の出力が再び高くなると、ICはPassThruモードに戻ります。代表的な性能特性のセクションに代表的な逆電流保護の波形を示します。

PassThruモード動作を正しく機能させるには、ICのV_{IN}ピンを電力段の入力(ブロック図に示すインダクタの入力端子)に接続する必要があります。

アプリケーション情報

FB 抵抗ネットワークと無負荷時の静止電流

出力電圧は、出力とFBピンの間にある抵抗分圧器でプログラムされます。式2に従って抵抗値を選んでください。

$$R1 = R2 \cdot \left(\frac{V_{OUT}}{1V} - 1 \right) \quad (2)$$

式に使われている記号についてはブロック図を参照してください。出力電圧の精度を維持するには1%抵抗の使用を推奨します。

入力静止電流を低く抑え、良好な軽負荷時効率を得る必要がある場合は、FB抵抗分圧器に大きい抵抗値を使用してください。分圧器に流れる電流は負荷電流として働き、コンバータへの無負荷時入力電流を増大させます。

$V_{IN} < V_{OUT}$ の場合、LT8337 コンバータの無負荷時 Burst Mode 静止電流は式3を、LT8337-1 コンバータの無負荷時 Burst Mode 静止電流は式4を用いてそれぞれ推定できます。

$$I_Q \approx 4\mu A + \left(\frac{V_{OUT}}{R1 + R2} + 1\mu A \right) \cdot \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \cdot 1.2 \quad (3)$$

$$I_Q \approx 23\mu A + \left(\frac{V_{OUT}}{R1 + R2} + 1\mu A \right) \cdot \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \cdot 1.4 \quad (4)$$

ここで4 μ AはLT8337の、23 μ AはLT8337-1の V_{IN} ピン静止電流です。第2項は帰還分圧器と V_{OUT} ピン(1 μ A)に流れる電流で、昇圧動作の入力に反映されます。

12V入力、24V出力、 $R1 = 1M$ 、 $R2 = 43.2k\Omega$ の昇圧コンバータの場合、LT8337 コンバータには無負荷時に電源から約60 μ Aの電流が、LT8337-1 コンバータには無負荷時に電源から約90 μ Aの電流が流れると計算できます。なお、式3および式4は、無負荷時電流が V_{IN} の関数であることを示唆しています。

V_{IN} がレギュレーション後の V_{OUT} 電圧より高い場合、ICはPassThru動作に入り、 V_{OUT} は基本的にインダクタとM2によって V_{IN} に短絡されます。無負荷時のコンバータの静止電流は、式5 (LT8337)と式6 (LT8337-1)を使って予測できます。

$$I_Q \approx 45\mu A + \frac{V_{IN}}{R1 + R2} \quad (5)$$

$$I_Q \approx 60\mu A + \frac{V_{IN}}{R1 + R2} \quad (6)$$

ここで45 μ AはLT8337、60 μ AはLT8337-1の V_{IN} ピンと V_{OUT} ピンの静止電流の合計で、第2項は帰還分圧器に流れる電流です。

大きいFB抵抗を使用するときは、 V_{OUT} とFBの間に4.7pF～22pFの進相コンデンサを接続すると共に、十分な設計マージンを確保するためにシステムの安定性を慎重に評価する必要があります。

過電圧ロックアウト

V_{OUT} ピンの電圧は、LT8337/LT8337-1によって常時モニタされます。 V_{OUT} ピンの電圧が約28Vを超えると、過電圧状態となります。過電圧状態になるとスイッチングは停止します。 V_{OUT} ピンの電圧が28V以下に戻ると、通常のスイッチングが再開されます。

V_{IN} が V_{OUT} に近付いた場合のスイッチング周波数フォールドバック

アプリケーションによっては、 V_{IN} が V_{OUT} に非常に近い電圧まで増加することがあります。この状態では、 V_{OUT} のレギュレーションを維持するために、非常に低いデューティ・サイクルでスイッチング・レギュレータを作動させる必要があります。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。結果として、標準的な昇圧コンバータでは、このような条件下で大きな出力リップルを経験することになります。LT8337/LT8337-1はスイッチング周波数フォールドバック機能を採用し、最小オン時間によってスイッチャを十分低いデューティ・サイクルにできない

アプリケーション情報

場合にスイッチング周波数をスムーズに下げることによって、この問題に対処しています。このように V_{IN} が V_{OUT} に近付いている状態での代表的なスイッチング波形を、**代表的な性能特性**のセクションに示します。

起動

起動時のピーク・スイッチ電流と V_{OUT} のオーバーシュートを制限するために、LT8337/LT8337-1はソフトスタート動作を行う回路を内蔵しています(ブロック図のエラー・アンプEAを参照)。起動時には、内蔵のソフトスタート回路が内部SS信号をゼロから1Vまでゆっくりとランプ・アップします。SS電圧がFB初期電圧と1Vの間の値に低下すると、ICはFBピン電圧を1VではなくSS電圧にレギュレーションします。このようにして、起動時のピーク・スイッチ電流を制限しながら、出力コンデンサが徐々に最終値まで充電されます。

図2に示すように、起動時間 T_{START_UP} は、EN/UVLOがハイに遷移してから、 V_{OUT} が、FB抵抗ネットワークによってプログラムされたレギュレーション電圧の90%に達するまでの時間です。 $V_{IN} > 3.6V$ の場合、 T_{START_UP} の概算値は式7によって得られます。

$$T_{START_UP} = 0.25ms + \frac{2100}{f_{SW}} \quad (7)$$

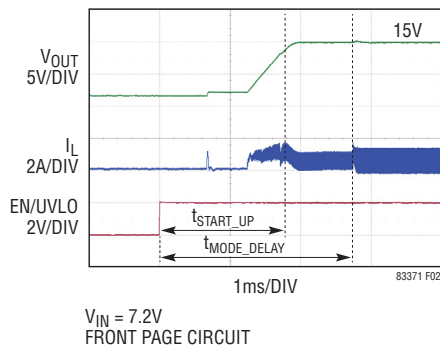


図2. 代表的な起動波形

$V_{IN} < 3.6V$ の場合、 T_{START_UP} の概算値は式8によって得られます。

$$T_{START_UP} = 0.25ms + \frac{3.5V}{V_{IN} - 0.1V} \cdot \frac{2100}{f_{SW}} \quad (8)$$

ICは、起動時にはスペクトラム拡散周波数変調なしのパルススキッピング・モードを選択し、SYNC/MODEピン構成は無視されます。ICは、起動遅延(式9)の後にSYNC/MODEピン構成を読み出します。

$$T_{MODE_DELAY} = 0.22ms + \frac{4096}{f_{SW}} \quad (9)$$

LT8337/LT8337-1昇圧コンバータを通電状態の電源にそのまま接続すると、L、 C_{OUT1-3} 、およびM2のボディ・ダイオードで構成される共振回路(ブロック図を参照)によって、 V_{OUT} が V_{IN} の2倍の電圧でリングングを起こすおそれがあります。このようなオーバーシュートが V_{OUT} の定格を超えてしまう場合は、負荷およびコンバータを保護するために制限を加える必要があります。このような状況では、図3に示すように V_{IN} と V_{OUT} の間に小さいショットキー・ダイオードやシリコン・ダイオードを接続することで共振回路を無効化し、 V_{OUT} のオーバーシュートを制限することができます。このようなダイオードの接続は、出力短絡や過負荷といった出力故障状態に対して、昇圧機能の堅牢性を向上させることにもなります。これは、ダイオードが出力電流の大部分をICから迂回させるためです。ダイオードに電流が流れるのは起動時または出力故障時に限られるので、ダイオードの定格は最大負荷電流の約1/2から1/5とすることができます。

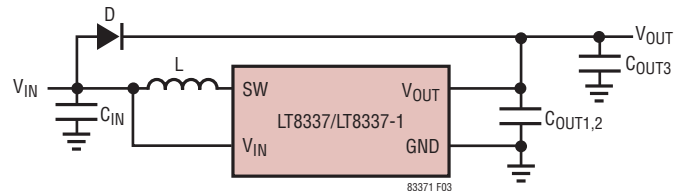


図3. V_{IN} と V_{OUT} の間にダイオードを追加したLT8337/LT8337-1電力段の簡略図

インダクタの選択

連続導通モード(CCM)での動作時は、出力電圧(V_{OUT})と入力電圧(V_{IN})に基づいてデューティ・サイクルを計算することができます。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ます(式10)。

$$D_{MAX} = \frac{V_{OUT} - V_{IN(MIN)}}{V_{OUT}} \quad (10)$$

アプリケーション情報

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値も大きくなります。

インダクタのリップル電流 ΔI_{SW} は、インダクタ値の選択、コンバータの最大出力電流能力、およびBurst Mode動作における軽負荷時の効率に直接影響します。より小さい ΔI_{SW} を選択すれば出力電流能力とBurst Mode動作における軽負荷時効率は向上しますが、より大きいインダクタンス値が必要となり、電流ループ・ゲインも低下します。より大きい ΔI_{SW} 値を選択すれば高速の過渡応答が得られ、低インダクタンス値の使用も可能になりますが、入力電流リップルやコア損失の増大、Burst Mode動作における軽負荷時効率の低下、出力電流能力の低下といった欠点が生じます。高デューティ・サイクルの動作時に ΔI_{SW} の値を大きくすると、低調波振動を起こす可能性があります。一般的には $\Delta I_{SW} = 1.2A \sim 2.4A$ の範囲が多く、アプリケーションにとって適切な開始値ですが、十分な設計マージンを確保するためにシステムの安定性を慎重に評価する必要があります。

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、式11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。

$$L = \frac{V_{IN(MIN)}}{\Delta I_{SW} \cdot f_{SW}} \cdot D_{MAX} \quad (11)$$

インダクタのピーク電流値は電気的特性の表に示すように、LT8337/LT8337-1のボトム・スイッチ電流制限値と同じです。インダクタは、インダクタのピーク電流に対処するために、十分な飽和定格とRMS電流定格のものを選ぶ必要があります。

入力コンデンサの選択

昇圧コンバータの入力電流は連続的なものなので、入力リップル電流は(出力リップル電流と比較して)比較的低い値に止まります。入力コンデンサ C_{IN} の定格電圧は、最大入力電圧より十分大きくする必要があります。セラミック・コンデンサは過電圧状態に対して比較的耐性がありますが、アルミニウム電解コンデンサにはこの耐性がありません。入力

コンデンサに過度のストレスを与え得るあらゆる過電圧トランジェントの可能性について、入力電圧の特性評価を行うようにしてください。

C_{IN} の値はソース・インピーダンスの関数であり、一般にソース・インピーダンスが高いほど必要な入力容量も大きくなります。

RMS C_{IN} リップル電流は式12によって予測できます。

$$I_{RMS}(C_{IN}) = 0.3 \cdot \Delta I_L \quad (12)$$

出力コンデンサの選択

出力コンデンサには欠くことのできない2つの役割があります。1つめが、LT8337/LT8337-1の不連続なトップ・スイッチ電流のフィルタリングを行って、DC出力を生成することです。この役割は出力リップルを決定するものなので、スイッチング周波数におけるインピーダンスの小さいことが重要です。2つめの役割は、過渡負荷を吸収してICの制御ループを安定させるためにエネルギーを保存することです。X5RおよびX7Rタイプのセラミック・コンデンサは等価直列抵抗(ESR)が非常に小さく、出力リップルを緩和して良好な過渡応答を実現します。過渡応答性能は、入力容量を大きくして V_{OUT} とFBの間にフィードフォワード・コンデンサを追加することによって改善できます。フィードフォワード・コンデンサを使用したり出力容量を調整したりする場合は、十分な設計マージンを確保するためにシステムの安定性を慎重に評価する必要があります。出力容量を大きくすることでも、出力電圧リップルを小さくできます。スペースとコストを節約するために出力容量を小さくすることもできますが、過渡応答性能が低下してループも不安定になります。

Silent Switcher相殺ループを完成させるためには、大容量の出力コンデンサに加えて、ICのできるだけ近くに2個の小さい出力セラミック・コンデンサ(共に1 μF)を配置する必要があります。

詳細についてはボード・レイアウトのセクションを参照してください。温度や出力電圧の変動に対して最良の性能を実現するには、XR7またはX5Rコンデンサを推奨します。より低いスイッチング周波数を使用する場合は、それだけ大きい出力容量が必要となります。また、ワイヤやケーブルが長い場合、更

アプリケーション情報

に大きい容量が必要になります。これには電解コンデンサを使用できます。コンデンサを選ぶときは、コンデンサのデータシートを十分に吟味し、電圧バイアスや温度など関係する動作条件に基づいて、効果的な容量を計算する必要があります。物理的に大きいコンデンサ、あるいはより高い電圧定格のコンデンサが必要となることもあります。適切な開始値については、代表的なアプリケーションのセクションを参照してください。

出力パワーグッド (LT8337のみ)

LT8337のFB電圧がレギュレーション・ポイントの $\pm 8\%$ の枠内にある場合、出力電圧は正常な状態にあると見なされ、オープンドレインPGピンは、高インピーダンスになって、外付け抵抗により通常ハイにプルアップされます。それ以外の場合は、内部プルダウン・デバイスがPGピンをローにプルダウンします。グリッチの発生を防ぐため、上側と下側の閾値には、共に1%のヒステリシスが含まれています。PGピンは、対応するEN/UVピンが1V未満、INTV_{CC}の電圧が過剰に低下、V_{IN}低電圧、またはサーマル・シャットダウンという障害状態でも自動的にローになります。

周波数補償 (LT8337-1のみ)

LT8337-1には、ループ補償を最適化するために使用できるV_Cピンがあります。補償ネットワークの設計は少々複雑で、最適値はアプリケーション、特に出力コンデンサのタイプによって異なります。実用的な方法は、このデータシートの回路の中から目的のアプリケーションに似た回路を探して出発点とし、補償ネットワークを調整して性能を最適化することです。このプロセスにはLTspice[®]シミュレーションが役に立つ場合があります。次に、負荷電流、入力電圧、温度を含むすべての動作条件について安定性をチェックします。

図4にLT8337-1の制御ループの等価回路を示します。エラー・アンプは、出力インピーダンスが有限のトランスコンダクタンス・アンプです。変調器、パワー・スイッチ、およびインダクタで構成される電源セクションは、V_Cピンの電圧に比例した出力電流を生成するトランスコンダクタンス・アンプと

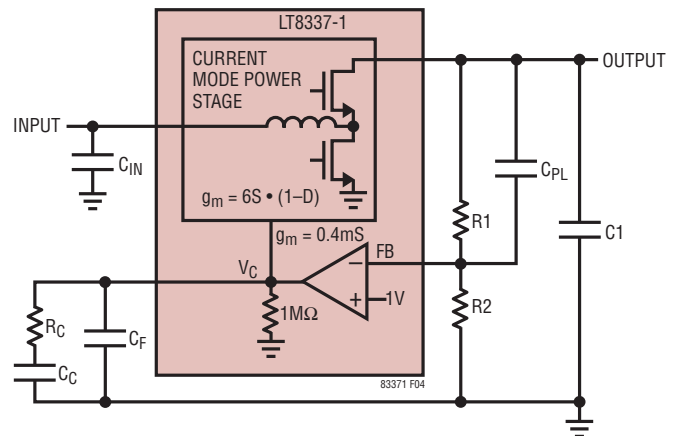


図4. ループ応答のモード

してモデル化されています。出力コンデンサはこの電流を積分し、V_Cピンのコンデンサ(C_C)はエラー・アンプの出力電流を積分するので、ループには2つのポールが生じる点に注意してください。

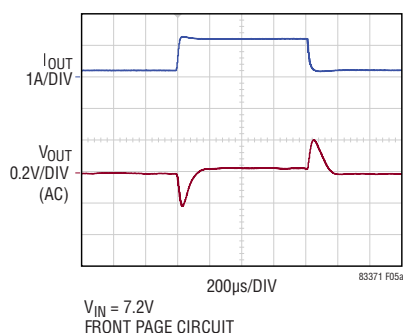
ゼロが必要ですが、これはC_Cと直列に接続した抵抗R_Cによって得られます。この簡単なモデルは、インダクタの値が大きすぎず、ループのクロスオーバー周波数がスイッチング周波数よりはるかに低いという条件が満たされている限り、良好に機能します。

小さなコンデンサC_Fを追加すると、V_Cピンにカップリングしたスイッチング・ノイズをフィルタリングできます。また、帰還抵抗分圧器に進相コンデンサ(C_{PL})を並列に接続すれば、過渡応答を改善することができます。このコンデンサは、帰還ノードとグラウンドの間の容量によって生じる寄生ポールを相殺するためにも必要です。

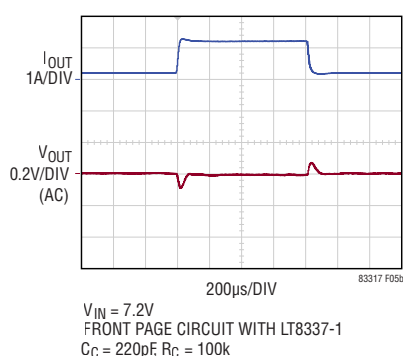
最初のページに示したLT8337の内部補償を用いるアプリケーションの過渡応答を、図5aに示します。

図5bには、LT8337-1のV_Cピンに100kΩのR_Cと220pFのC_Cによる補償ネットワークを使用した場合の同じアプリケーションにおける、より高速の過渡応答を示します。LT8337-1のV_{IN}ピンでは、LT8337に比べ静止電流が20μAだけ多く流れます。

アプリケーション情報



(a)



(b)

図5. 過渡応答

ボード・レイアウト

LT8337/LT8337-1は、EMI/EMC放射を最小限に抑えながら、高周波数でのスイッチング時に最大限の効率が得られるように特別に設計されています。LT8337の推奨PCBレイアウトを図6に示します。PCBレイアウトに関する詳細とPCB設計ファイルについては、LT8337/LT8337-1のデモ・ボード・ガイドを参照してください。

LT8337/LT8337-1の性能を最大限に引き出すには、複数の V_{OUT} バイパス・コンデンサを使用する必要があります。また、Silent Switcher EMI相殺ループを完成させるには、 $1\mu\text{F}$ のコンデンサ1個をピン6の V_{OUT} とピン5のGNDの間のみ接続し、 $1\mu\text{F}$ のマッチング・コンデンサをピン7の V_{OUT} とピン8のGNDの間のみ接続することを推奨します。これら2つのコンデンサは、できるだけICの近くに配置する必要があります。また、最大限のEMI相殺性能を実現するには、これら2つのコンデンサによって形成されるループが互いに対称で、なおかつできるだけ小さくしなければなりません。0402や0603といった小型ケース・サイズのコンデンサは寄生インダクタンスが小さいので、この用途に最適です。更に、 $2.2\mu\text{F}$

以上のバルク・コンデンサをICの近くに追加します。正端子を V_{OUT} に、負端子をグラウンド・プレーンに接続してください。 V_{IN} ピンと $INTV_{CC}$ ピンのバイパス・コンデンサも、グラウンド・プレーンに接続する必要があります。

出力コンデンサは、インダクタや入力コンデンサと共に回路基板の同じ側に配置し、その接続も同じ層上で行います。局所的な、切れ目のない電源グラウンド・プレーンを、表面層に最も近い層にあるアプリケーション回路の下に配置してください。SWおよびBSTノードは、できるだけ小さくする必要があります。

また、FBノードとRTノードも小さく保ち、グラウンド・パターンによってそれらが、SWノードやBSTノードによって生じるノイズから遮蔽されるようにしてください。FBピンやRTピンを接続する抵抗のグラウンド接続には、ピン3のGNDを使用することを推奨します(図6を参照)。

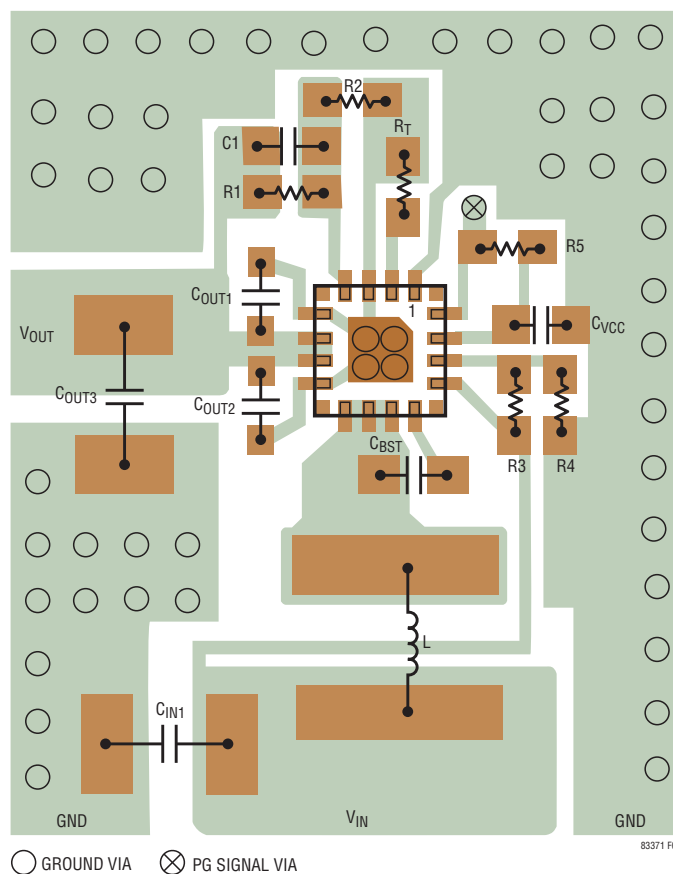


図6. LT8337の推奨PCBレイアウト

アプリケーション情報

パッケージの熱抵抗を減らすために、パッケージ底面にある露出パッドをグランド・プレーンにハンダ付けする必要があります。熱抵抗を小さく保つには、グランド・プレーンをできるだけ広くして、回路基板内の広がった電源グランド・プレーンにサーマル・ビアを多数追加します。

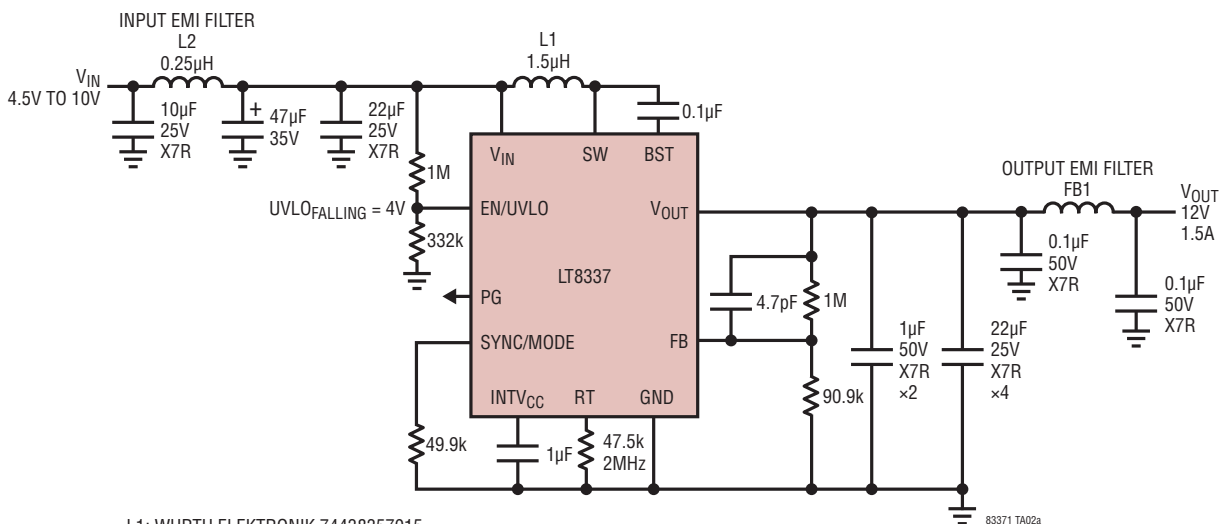
熱に対する考慮事項

LT8337/LT8337-1の良好なヒート・シンクを実現するには、PCBのレイアウトに注意を払う必要があります。電源グランド・プレーンは、サーマル・ビアを配置した広い銅層で構成する必要があります。これらの層は、ICが放出する熱を拡散します。ビアを追加すれば、更に熱抵抗を小さくすることができます。最大負荷電流は、ジャンクション温度がその最大温度定格値に近付くに従ってデレーティングする必要があります。

あります。IC内での消費電力は、効率測定値から合計電力損失を計算して、そこからインダクタ損失を減じることによって予測できます。ジャンクション温度は、ICの合計消費電力にジャンクションから周囲への熱抵抗を乗じ、その値に周囲温度を加えることによって計算できます。IC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。この加熱保護機能は、ジャンクション温度が170°C (代表値)を超えるとICをシャットダウンします。ジャンクション温度が165°C (代表値)未満に下がると、内部ソフトスタートがトリガされます。この保護機能が動作するときは、ジャンクション温度が最大定格値を超えています。仕様に規定された絶対最大動作ジャンクション温度(絶対最大定格を参照)を超える温度での連続動作は、デバイスの信頼性を損なったり、デバイスに恒久的な損傷を生じさせたりする可能性があります。

代表的な性能特性

低 I_Q 、低EMI、15V出力のSSFM機能付き昇圧コンバータ

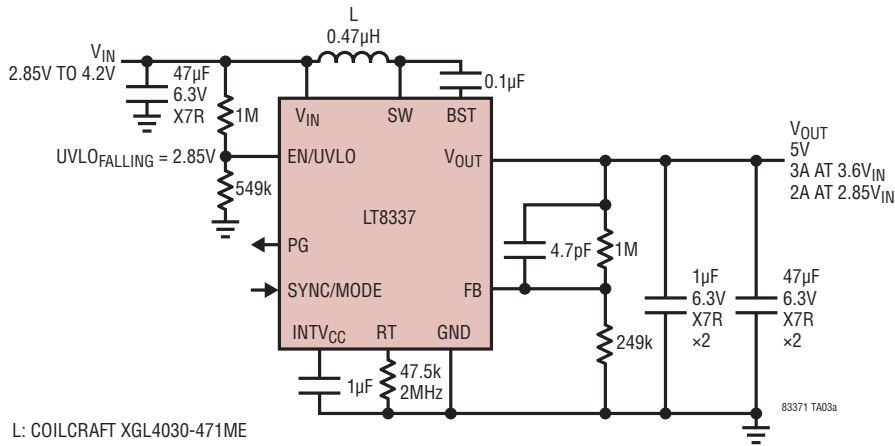


L1: WURTH ELEKTRONIK 74438357015
L2: WURTH ELEKTRONIK 74479290125
FB1: WURTH ELEKTRONIK 742792040

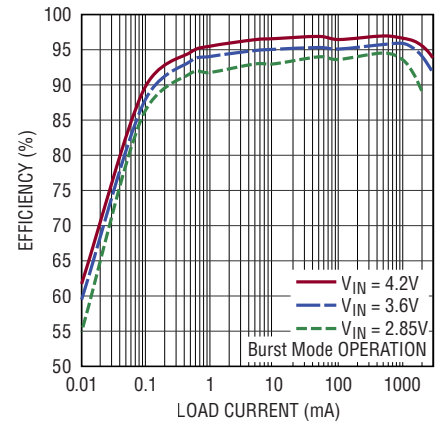
* THE EMI PERFORMANCE IS SHOWN IN THE TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS SECTION.

標準的応用例

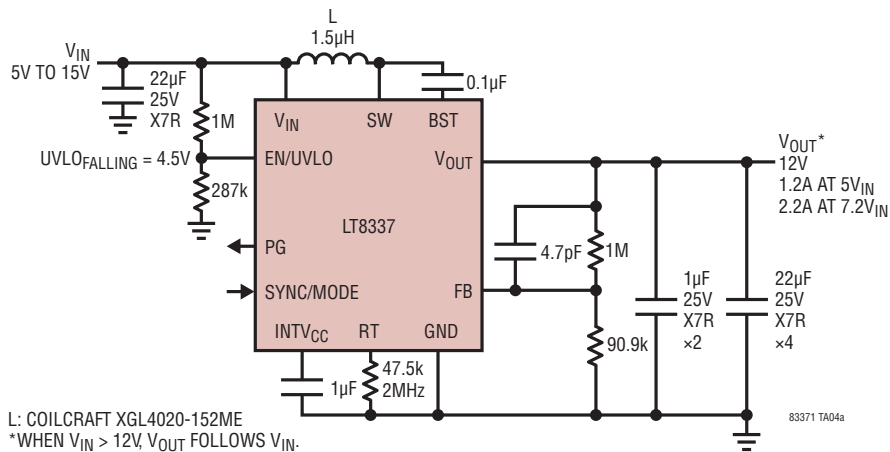
2.85V～4.2V 入力、2MHz、5V 出力の昇圧コンバータ



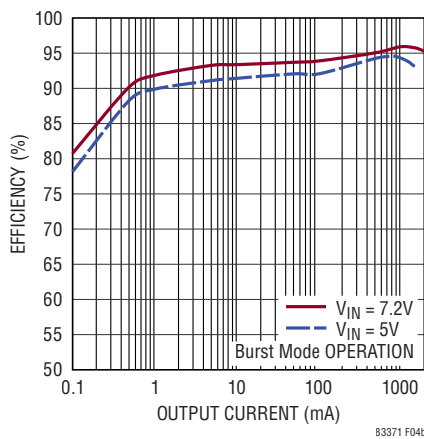
効率と出力電流の関係



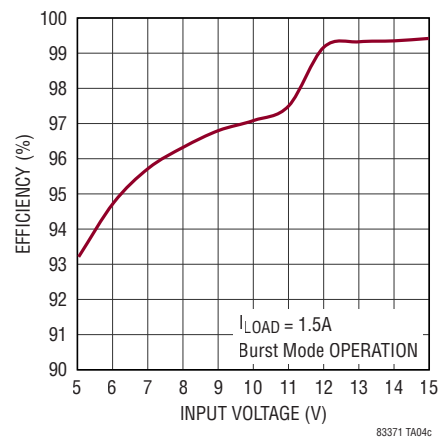
5V～15V 入力、2MHz、12V 出力の昇圧コンバータ



効率と出力電流の関係

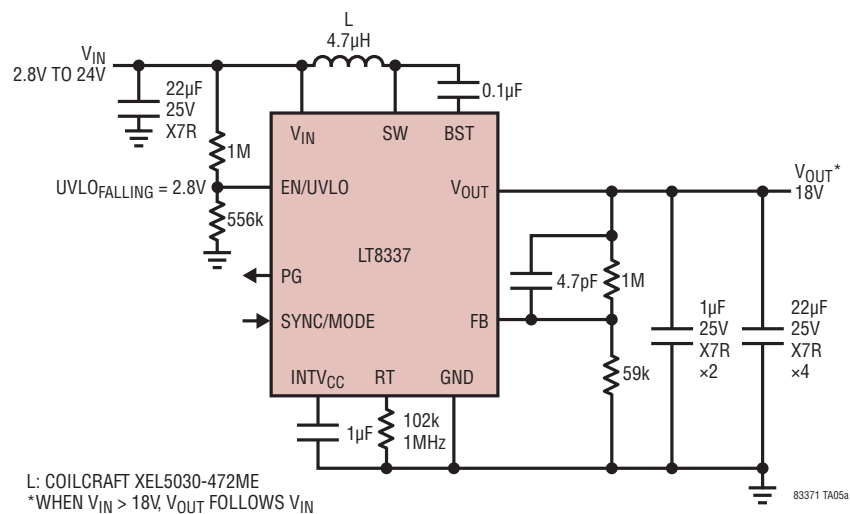


効率と入力電圧の関係

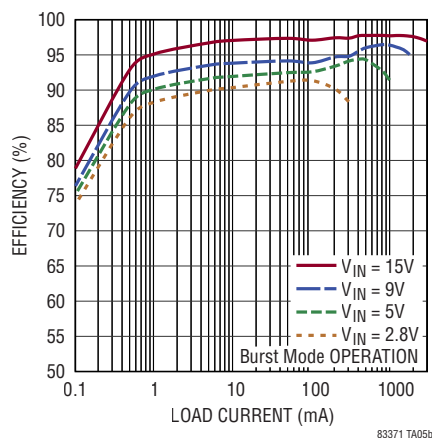


標準的応用例

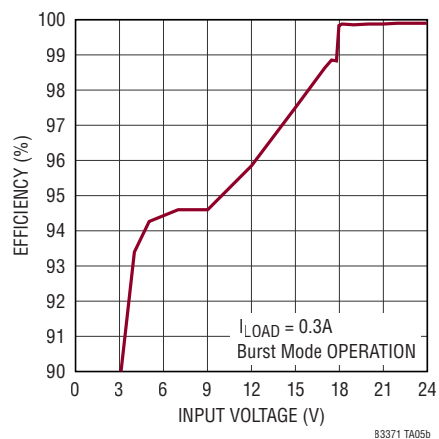
2.8V~24V 入力、18V 出力の昇圧コンバータ



効率と出力電流の関係

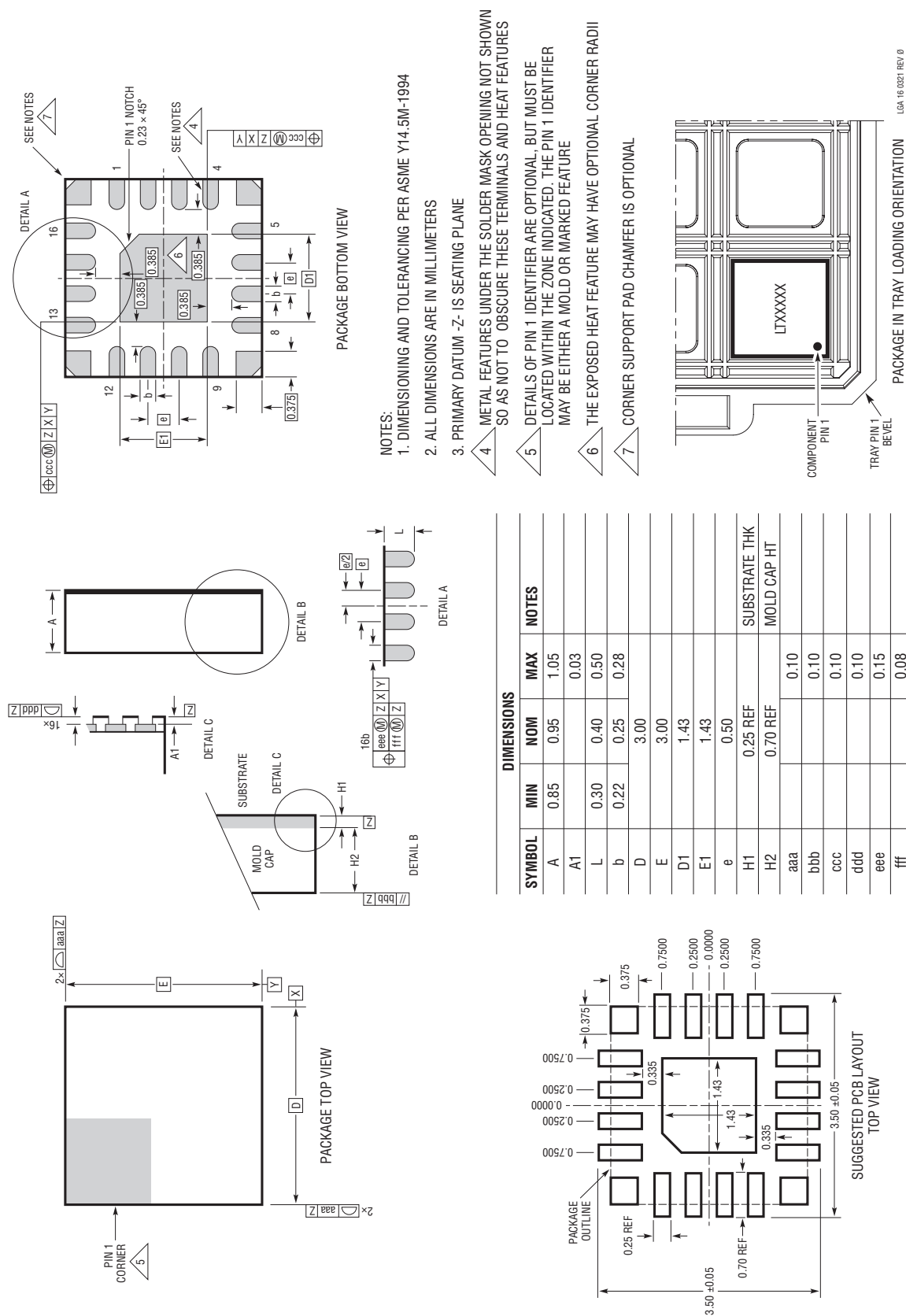


効率と入力電圧の関係



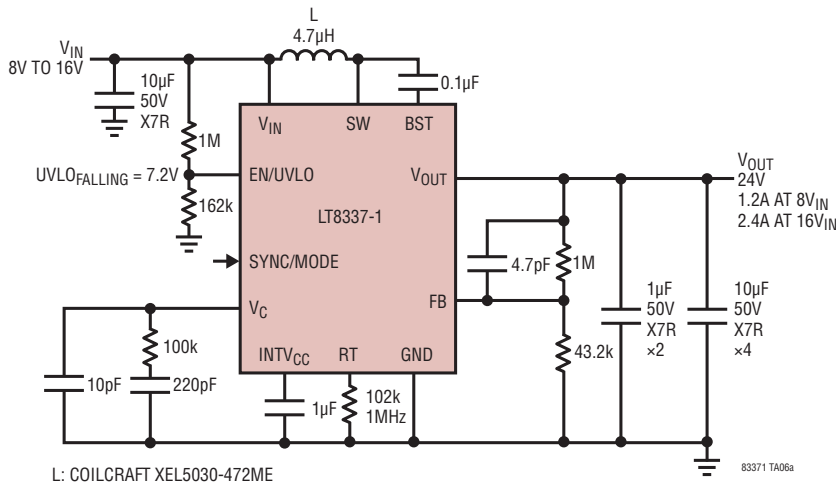
パッケージの説明

LQFN Package
16-Lead (3mm × 3mm × 0.95mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1798 Rev 0)

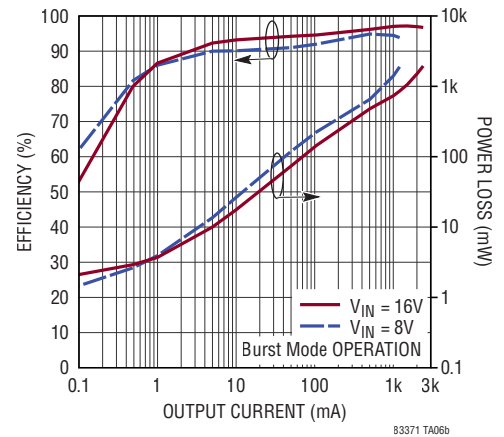


標準的応用例

8V~16V 入力、24V 出力の昇圧コンバータ



効率および電力損失と
出力電流の関係



関連製品

製品番号	概要	注釈
LT8330	1A (I _{sw})、60V、2MHzの高効率昇圧／SEPIC／反転DC/DCコンバータ	V _{IN} = 3V~40V、V _{OUT(MAX)} = 60V、I _Q = 6µA (Burst Mode動作)、I _{SD} = < 1µA、ThinSOT、2mm×3mm DFNパッケージ
LT8331	0.5A (I _{sw})、140V、500kHzの高効率昇圧／フライバック／SEPIC／反転DC/DCコンバータ	V _{IN} = 4.5V~100V、V _{OUT(MAX)} = 135V、I _Q = 6µA (Burst Mode動作)、I _{SD} = < 1µA、MSOP-16(12)E
LT3957A/ LT3957	5A/40Vスイッチ内蔵の昇圧、フライバック、SEPIC、および反転コンバータ	3V ≤ V _{IN} ≤ 40V、電流モード制御、100kHz~1MHzのプログラマブル動作周波数、5mm × 6mm QFN-36パッケージ
LT3958	3.5A/80Vスイッチを内蔵した高入力電圧の昇圧、フライバック、SEPIC、反転コンバータ	5V ≤ V _{IN} < 80V、電流モード制御、100kHz~1MHzのプログラマブル動作周波数、5mm × 6mm QFN-36パッケージ
LT8335	28V、2A、低I _Q の昇圧／SEPIC／反転2MHzコンバータ	V _{IN} = 3V~25V、V _{OUT(MAX)} = 25V、I _Q = 6µA (Burst Mode動作)、3mm × 2mm DFNパッケージ
LT8336	40V、2.5A、低I _Q の同期整流式昇圧 Silent Switcher	V _{IN} = 2.7V~40V、V _{OUT(MAX)} = 40V、I _Q = 4µA (Burst Mode動作)、3mm × 3mm LQFNパッケージ
LT8362	60V、2A、低I _Q の昇圧／SEPIC／反転2MHzコンバータ	V _{IN} = 2.8V~60V、V _{OUT(MAX)} = 60V、I _Q = 9µA (Burst Mode動作)、MSOP-16(12)E、3mm × 3mm DFN-10パッケージ
LT8364	60V、4A、低I _Q の昇圧／SEPIC／反転2MHzコンバータ	V _{IN} = 2.8V~60V、V _{OUT(MAX)} = 60V、I _Q = 9µA (Burst Mode動作)、MSOP-16(12)E、3mm × 4mm DFN-12パッケージ
LT8494	70V、2Aの昇圧／SEPIC、1.5MHzの高効率昇圧DC/DCコンバータ	V _{IN} = 1V~60V (起動時2.5V~32V)、V _{OUT(MAX)} = 70V、I _Q = 3µA (Burst Mode動作)、I _{SD} = < 1µA、20ピン TSSOP
LT8580	1A (I _{sw})、65V、1.5MHzの高効率昇圧DC/DCコンバータ	V _{IN} = 2.55~40V、V _{OUT(MAX)} = 65V、I _Q = 1.2mA、I _{SD} < 1µA、3mm × 3mm DFN-8、MSOP-8E