

この製品のデータシートに間違いがありましたので、お詫びして訂正いたします。
この正誤表は、2020年9月29日現在、アナログ・デバイセズ株式会社で確認した誤りを記したものです。

なお、英語のデータシート改版時に、これらの誤りが訂正される場合があります。

正誤表作成年月日：2020年9月29日

製品名：LT8336

対象となるデータシートのリビジョン(Rev)：Rev.0

訂正箇所：

16 ページ、左の段、出力キャパシタの選択の項

【誤】

XR7 キャパシタ

【正】

X7R キャパシタ

40V、2.5A、低I_Qの同期整流式 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
- 40V、2.5Aのパワー・スイッチを内蔵
- 広い入出力電圧範囲: 2.7V~40V
- 低V_{IN}ピン静止電流:
 - シャットダウン時で0.3μA
 - Burst Mode® (バースト・モード) 動作時で4μA
 - パス・スルー (V_{IN} > V_{OUT}) 時で15μA
- 同期MOSFETの100% デューティ・サイクル能力
- 調整と同期が可能: 300kHz~3MHz
- 軽負荷時はパルススキッピング・モードまたはバースト・モード
- 出力ソフトスタートおよびパワーグッド・モニタ
- 内部補償
- 正確な1V イネーブル・ピン閾値
- 小型の16ピン (3mm × 3mm) LQFN パッケージ
- AEC-Q100 認定を申請中

アプリケーション

- オートモーティブ用および工業用電源
- 汎用昇圧

概要

LT[®]8336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機能を備えています。

広い入出力電圧範囲、バースト・モード動作時の低V_{IN}ピン静止電流、およびパス・スルー動作 (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、LT8336は汎用昇圧アプリケーションやオートモーティブ用事前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。

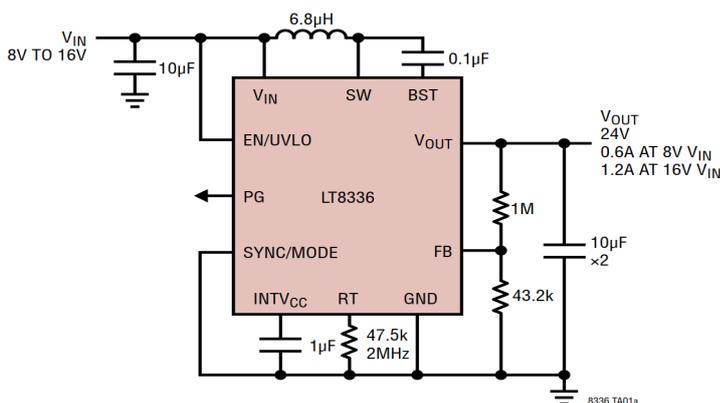
LT8336は40V、2.5Aのパワー・スイッチを内蔵しており、300kHz~3MHzの範囲にプログラム可能な固定スイッチング周波数で動作します。外部クロックに同期することも可能です。効率およびEMI性能を最適化するためにパルススキッピング・モード動作またはバースト・モード動作を選択でき、スペクトラム拡散周波数変調を使用することもできます。

LT8336は、出力ソフトスタート、出力パワー・グッド・フラグ、および出力過電圧ロックアウト機能を備えています。

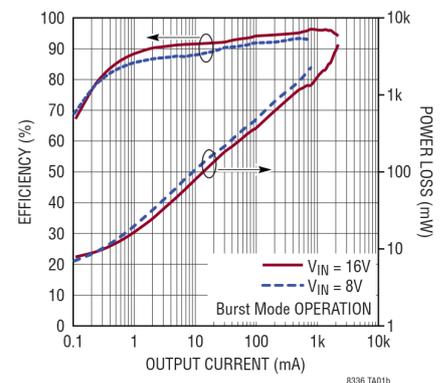
全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例

高効率、8V~16V入力、2MHz、24V出力の昇圧コンバータ



効率



LT8336

絶対最大定格

(Note 1)

V_{IN} , V_{OUT} , EN/UVLO.....40V

SYNC/MODE、FB6V

PG10V

動作ジャンクション温度範囲 (Note 2、3)

LT8336E.....-40°C~125°C

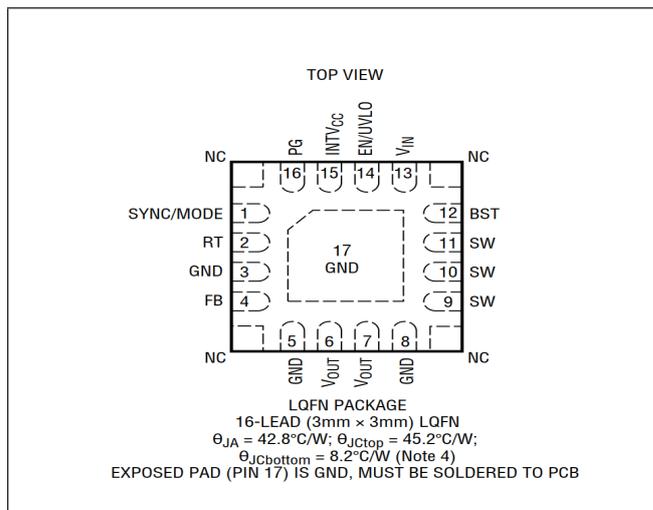
LT8336J.....-40°C~150°C

LT8336H.....-40°C~150°C

保存温度範囲.....-65°C~150°C

最高リフロー (パッケージ・ボディ) 温度.....260°C

ピン配置



発注情報

製品番号	製品マーキング		パッド/ボール仕上げ	パッケージ*・ タイプ	MSL 定格	温度範囲 (Note 2)
	デバイス	仕上げコード				
LT8336EV#PBF	LHHP	e4	Au (RoHS)	LQFN (QFN フット プリントの積層 パッケージ)	3	-40°C to 125°C
LT8336JV#PBF						-40°C to 150°C
LT8336HV#PBF						-40°C to 150°C

オートモーティブ製品**

LT8336EV#WPBF	LHHP	e4	Au (RoHS)	LQFN (QFN フット プリントの積層 パッケージ)	3	-40°C to 125°C
LT8336JV#WPBF						-40°C to 150°C
LT8336HV#WPBF						-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。

• [推奨される LGA/BGA の PCB アセンブリおよび製造方法](#)

* LT8336 パッケージの寸法は標準の 3mm x 3mm QFN と同じです。

• [LGA/BGA パッケージおよびトレイの図面](#)

** このデバイスの各バージョンは、オートモーティブ・アプリケーションの品質と信頼性の条件に対応するよう管理された製造により提供されています。これらのモデルは「#W」というサフィックスで指定されます。オートモーティブ・アプリケーション向けには、上記のオートモーティブ・グレード製品のみを提供しています。特定製品のオーダー情報とこれらのモデルに特有のオートモーティブ信頼性レポートについては、最寄りのアナログ・デバイスまでお問い合わせください。

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、特に指定のない限り $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 、 $V_{IN} = 5\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 2\text{V}$ での値。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{IN} Operation Voltage		● 2.7		40	V
V_{IN} Quiescent Current	EN/UVLO = 0.15V	●	0.3	1	μA
	EN/UVLO = 0.15V	●	0.3	10	μA
	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 Pass-Through Mode)		15	25	μA

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、特に指定のない限り $T_J = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = 5\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 2\text{V}$ での値。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
FB Regulation Voltage	E-Grade/H-Grade J-Grade	●	0.994	1.000	1.006	V
			0.985	1.000	1.010	V
		●	0.980	1.000	1.012	V
FB Line Regulation	$2.7\text{V} < V_{IN} < 40\text{V}$	●		0.005	0.02	%/V
FB Pin Input Current	FB = 1.0V		-20		20	nA
Switching Frequency	$R_T = 357\text{k}\Omega$ $R_T = 102\text{k}\Omega$ $R_T = 47.5\text{k}\Omega$ $R_T = 30.1\text{k}\Omega$			300		kHz
				1		MHz
		●	1.85	2	2.15	MHz
				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 SYNC Logic High	●			0.4	V
		●	1.7			V
Soft-Start Time	$R_T = 47.5\text{k}\Omega$			1.4		ms
EN/UVLO Threshold Voltage	Falling Hysteresis	●	0.94	1.0	1.06	V
				100		mV
EN/UVLO Input Bias Current	EN/UVLO = 2V		-40		40	nA
PG Upper Threshold Offset from Regulated FB	FB Falling Hysteresis	●	5	8	12	%
				1		%
PG Lower Threshold Offset from Regulated FB	FB Rising Hysteresis	●	-12	-8	-5	%
				1		%
PG Leakage Current	PG = 3.5V		-40		40	nA
PG Pull-Down Resistance	PG = 0.1V	●		700	2000	Ω
Bottom Switch On-Resistance	$I_{SW} = 1\text{A}$			70		m Ω
Bottom Switch Current Limit		●	2.5	3	3.3	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	$I_{SW} = 1\text{A}$			75		m Ω
SW Leakage Current	$V_{OUT} = 40\text{V}$, SW = 0V, 40V		-1.5		1.5	μA
V_{OUT} Pin Current	SYNC/MODE = 0V, $V_{OUT} = 10\text{V}$, Not Switching $V_{IN} = 10.1\text{V}$, $V_{OUT} = 10\text{V}$, FB = 1.05V (In Pass-Through Mode)			1		μA
				30		μA
Pass-Through Mode V_{IN} to V_{OUT} Threshold ($V_{IN} - V_{OUT}$)	FB = 1.05V, V_{IN} Rising FB = 1.05V, V_{IN} Falling			0		V
				-0.6		V
Pass-Through Mode Top Switch Reverse Current Limit	$V_{IN} = 9.9\text{V}$, $V_{OUT} = 10\text{V}$, FB = 1.05V (Top Switch Turns Off)			750		mA

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: LT8336E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保されています。LT8336J/LT8336H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。

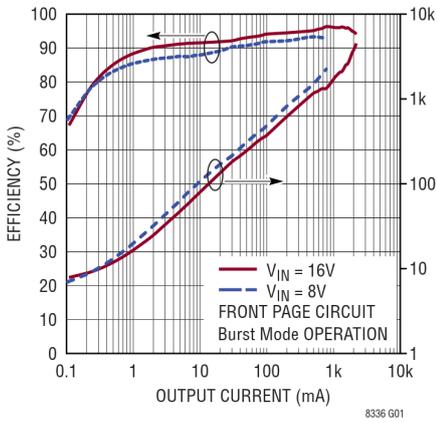
Note 3: これらのICは、一時的な過負荷状態からデバイスを保護することを目的とした過熱保護機能を備えています。この保護機能が動作するときは、ジャンクション温度が最大定格を超えています。仕様に規定された絶対最大動作ジャンクション温度を超える温度での連続動作は、デバイスの信頼性を損なったり、デバイスに恒久的な損傷を生じさせたりする可能性があります。

Note 4: θ の値はJEESD51の条件に従ったシミュレーションにより決定されます。

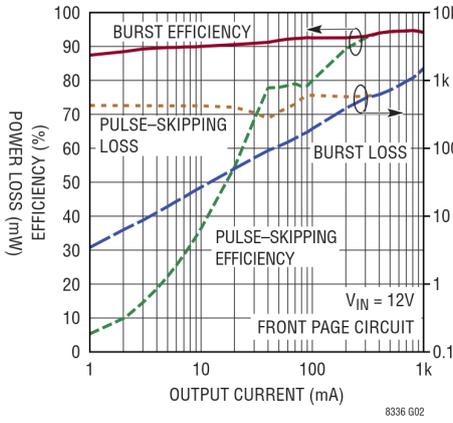
代表的な性能特性

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

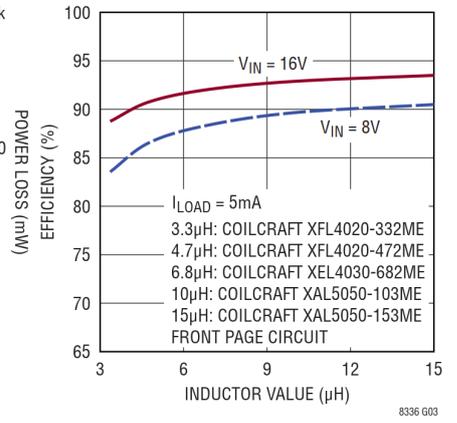
効率および電力損失と出力電流の関係



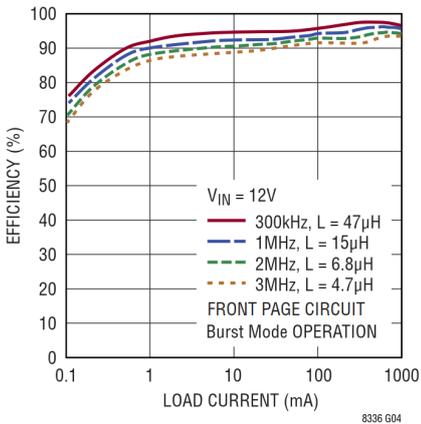
効率および電力損失と出力電流の関係



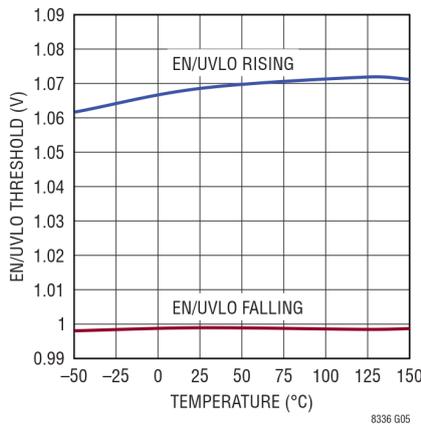
バースト・モードの効率とインダクタ値の関係



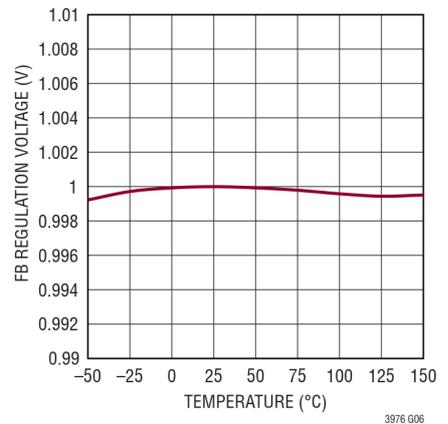
様々なスイッチング周波数における効率と出力電流の関係



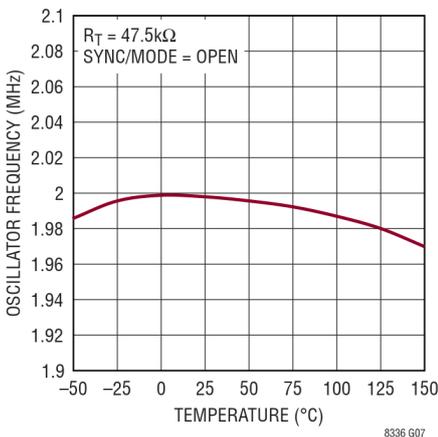
EN/UVLO 閾値と温度の関係



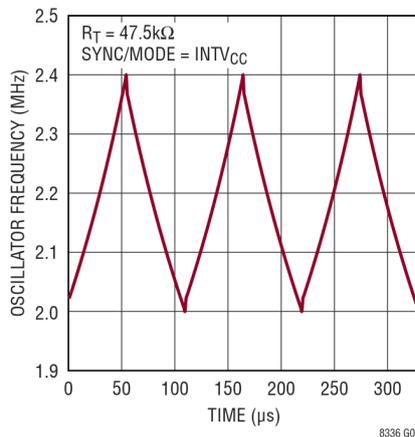
FB レギュレーション電圧と温度の関係



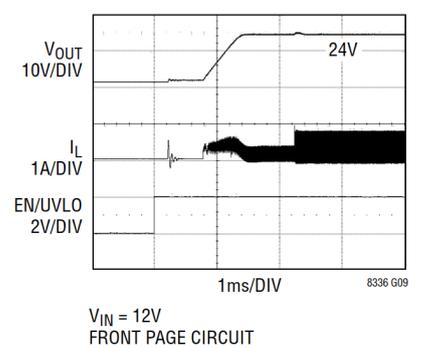
発振周波数と温度の関係



スペクトラム拡散変調時の発振周波数



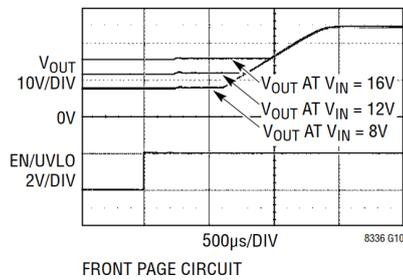
ソフトスタート時のスイッチング波形



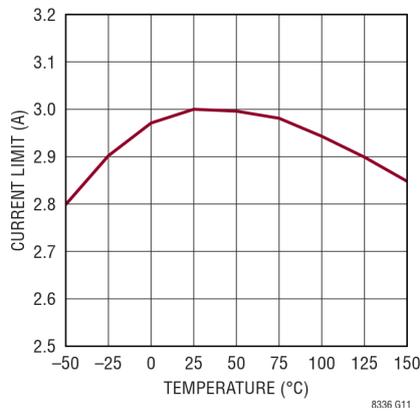
代表的な性能特性

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

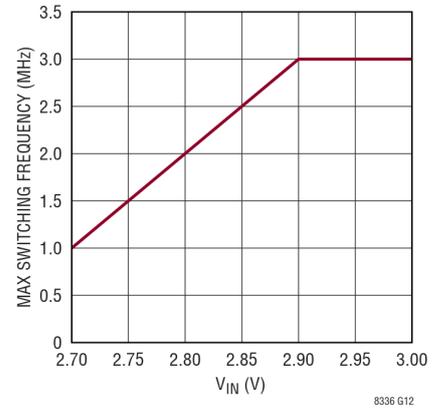
様々な V_{IN} 電圧における
ソフトスタート時のスイッチング波形



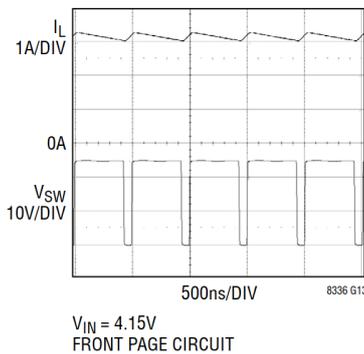
ボトム・スイッチ電流制限と温度の
関係



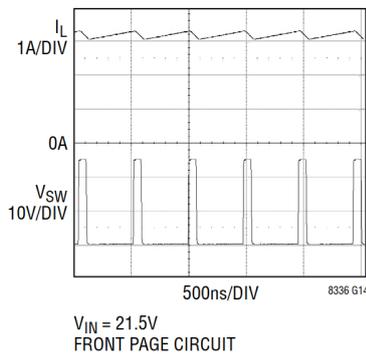
最大プログラマブル・スイッチング
周波数と入力電圧の関係



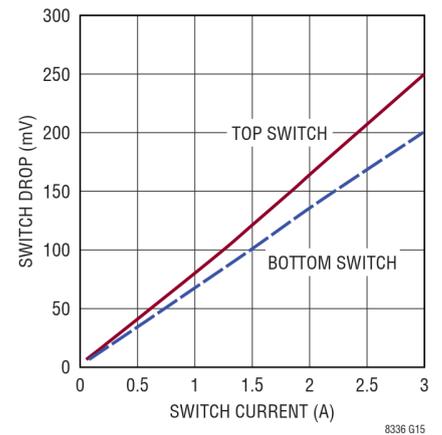
電流制限を15%デューティ・サイクル
とした場合のスイッチング波形



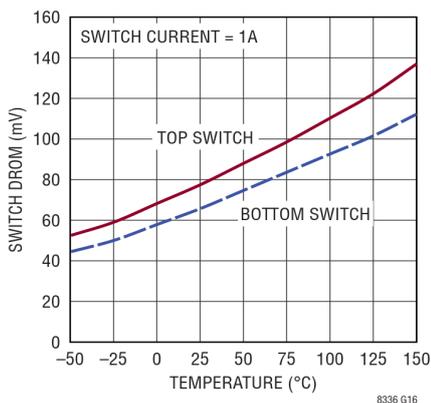
電流制限を85%デューティ・サイクル
とした場合のスイッチング波形



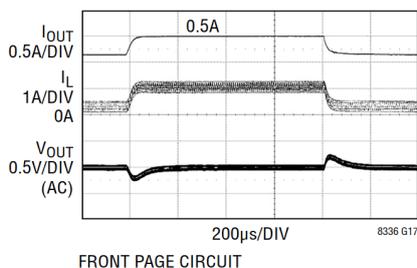
パワー・スイッチの電圧低下と
スイッチ電流の関係



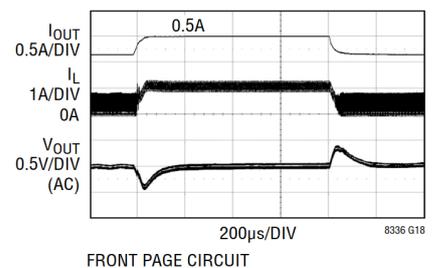
パワー・スイッチの電圧低下と
温度の関係



パルススキッピング・モード動作時
の負荷ステップによるスイッチング
波形



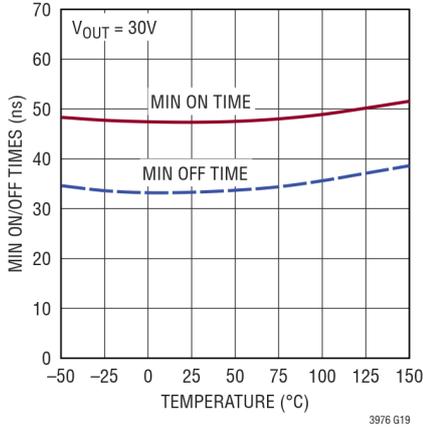
バースト・モード動作時の
負荷ステップによるスイッチング
波形



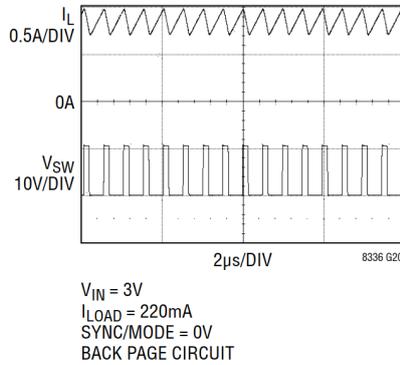
代表的な性能特性

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

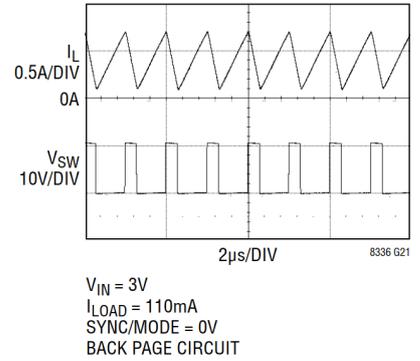
最小オン/オフ時間と温度の関係



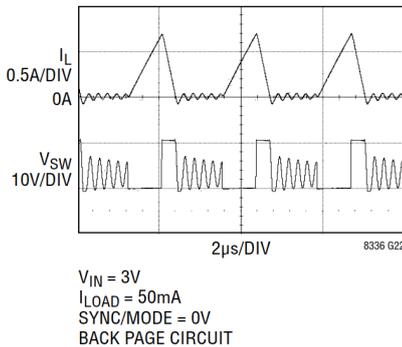
全周波数PWM動作時のスイッチング波形



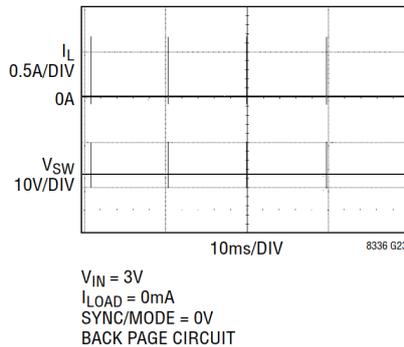
連続バースト・モード動作時のスイッチング波形



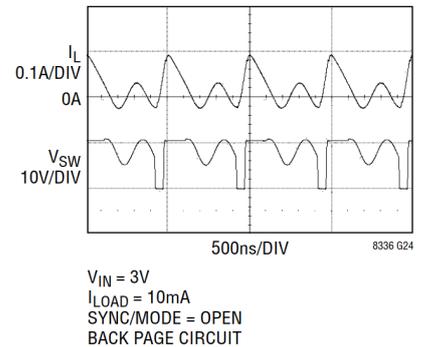
不連続バースト・モード動作時のスイッチング波形



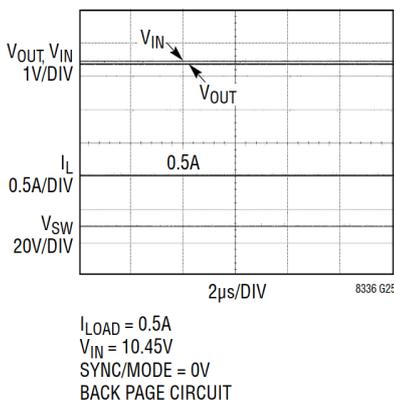
軽負荷・低IQバースト・モード動作時のスイッチング波形



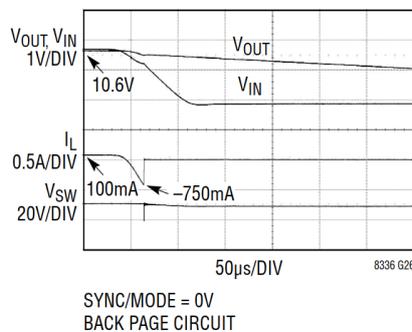
パルススキッピング動作時のスイッチング波形



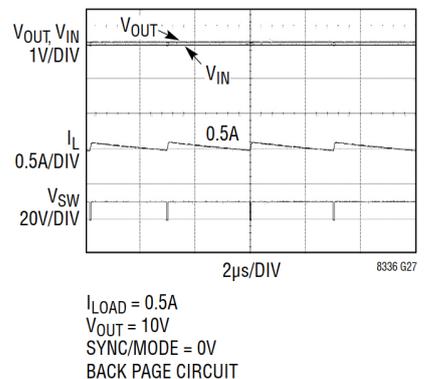
パススルー・モード動作時の波形



パススルー・モードでの逆電流保護時の波形



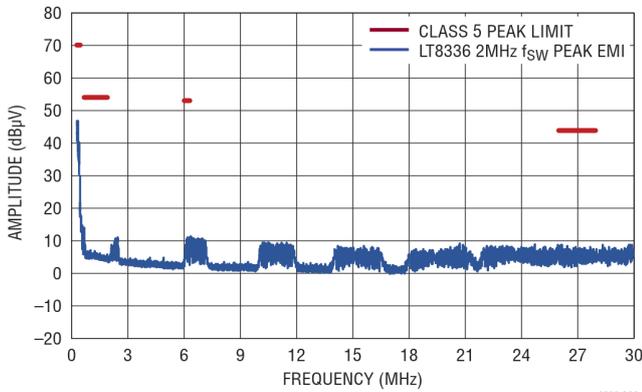
VINがVOUTに近い場合の周波数フォールドバック時のスイッチング波形



代表的な性能特性

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

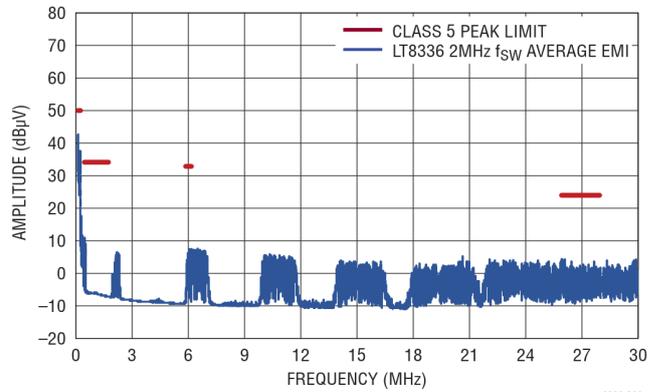
伝導 EMI 性能
(CISPR25 クラス 5 ピーク値)



PAGE 18 CIRCUIT, 12V INPUT TO 24V OUTPUT AT 600mA, $f_{\text{SW}} = 2\text{MHz}$

8336 G28

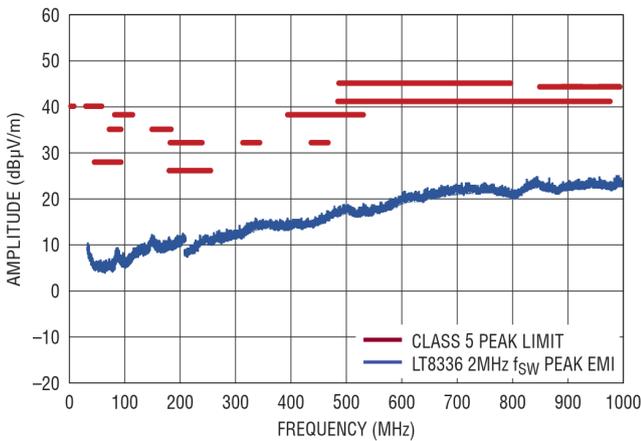
伝導 EMI 性能
(CISPR25 クラス 5 平均値)



PAGE 18 CIRCUIT, 12V INPUT TO 24V OUTPUT AT 600mA, $f_{\text{SW}} = 2\text{MHz}$

8336 G29

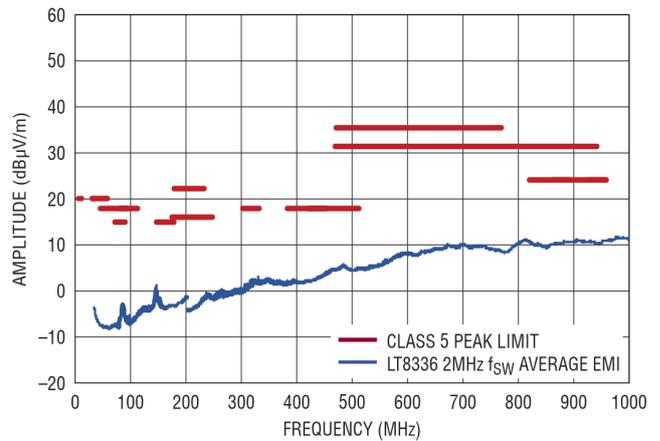
放射 EMI 性能
(CISPR25 クラス 5 ピーク値)



PAGE 18 CIRCUIT, 12V INPUT TO 24V OUTPUT AT 600mA, $f_{\text{SW}} = 2\text{MHz}$

8336 G30

放射 EMI 性能
(CISPR25 クラス 5 平均値)



PAGE 18 CIRCUIT, 12V INPUT TO 24V OUTPUT AT 600mA, $f_{\text{SW}} = 2\text{MHz}$

8336 G31

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 $<0.2V$	バースト
(2) GNDへの50k抵抗	バースト/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 $>(INTV_{CC}-0.4V)$	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：

バースト = 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

LT8336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。

LT8336は、パススルー・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witching周波数調整ピン。LT8336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当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氣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。1 μF 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 μF 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、2.2 μF 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、0.1 μF のコンデンサ(C_{BST})を配置します。

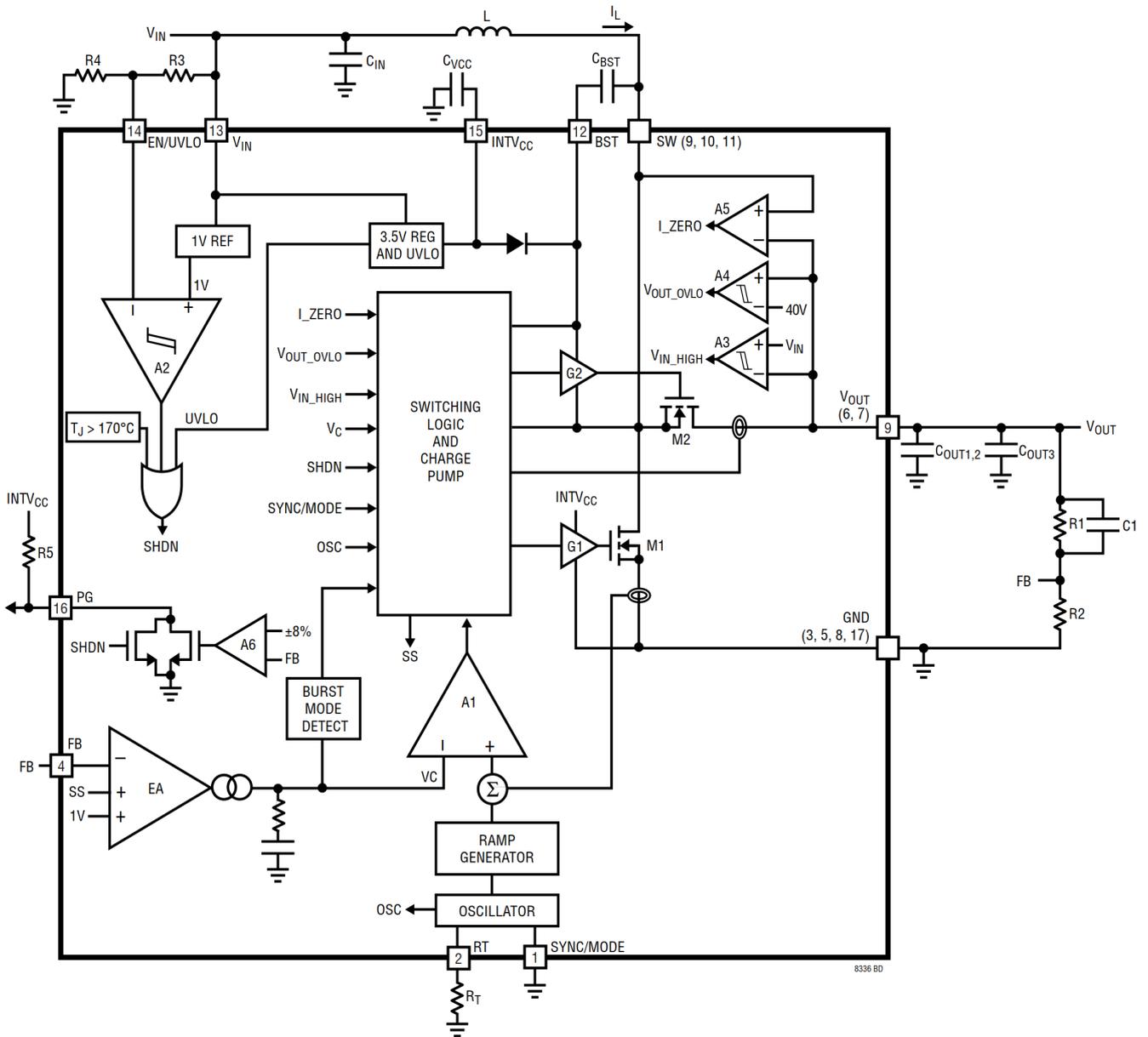
V_{IN} (ピン13) : 入力電源ピン。このピンは、電力段の入力(インダクタの入力端子)に接続する必要があります。

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0.3 μA (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、1 μF 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) : 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 $\pm 8\%$ 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されます。

ブロック図



8336 BD

動作

LT8336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。「VC」で示されるA1の負入力の電圧はエラー・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VC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。LT8336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、LT8336はパス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](#)のセクションを参照してください。

LT8336は、高い効率を実現しながらEMI/EMC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/EMC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、LT8336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リファレンスと、100mV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。

LT8336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。低リップルのバースト・モード動作は、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、バースト・モード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バースト・モード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、LT8336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ュホー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。

$$\begin{aligned} V_{VIN,FALLING} &= 1.0V \cdot \frac{(R3 + R4)}{R4} \\ V_{VIN,RISING} &= 100mV \cdot \frac{(R3 + R4)}{R4} + V_{VIN,FALLING} \end{aligned} \quad (1)$$

軽負荷電流でのバースト・モード動作時は、抵抗ネットワークR3とR4に流れる電流が、LT8336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 V_{IN} 静止電流が0.4 μ A(代表値)に減少します。

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1 μ F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2.9V未満になると、LDOでの電圧降下のために、プログラム可能な最大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 - バースト・モード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、LT8336は低リップルのバースト・モードで動作させることができます。LT8336でバースト・モード動作を有効にすると、VCノード(ブロック図)が低い値を示している、最小ピーク・インダクタ電流が

約700mAに設定されます。この状態で、LT8336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。軽負荷のバースト・モード動作では、LT8336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。この低リップルのバースト・モード動作は、入力静止電流と出力電圧リップルを最小限に抑えます。スリープ・モードの間にLT8336の V_{IN} ピンに流れる電流は4 μ Aです。

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、LT8336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4 μ Aに近づきます。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、バースト・モード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LT8336がより長くスリープ・モードに止まることができ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バースト・モード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。

代表的な性能特性のセクションにあるバースト・モード動作時のスイッチング波形のグラフに示すように、バースト・モード動作時のボトム・スイッチのピーク電流は約700mA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。LT8336がプログラムされた周波数に

アプリケーション情報

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ため静止電流が100 μ Aまで増加しますが、バースト・モード動作時のV_{IN}ピンの静止電流は4 μ A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バースト・モード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。LT8336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R_Tの値を選択するための表を**表1**に示します。また、R_T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。

表1. SW周波数 (f_{sw}) と R_T 値の関係

f _{sw} (MHz)	R _T (k Ω)	f _{sw} (MHz)	R _T (k Ω)
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、f_{sw}を1.85MHzより高い周波数(AM帯域外)に保つことができます。

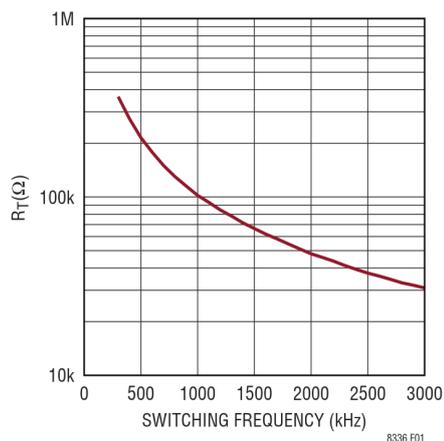


図1. R_T 値とスイッチング周波数の関係

LT8336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、LT8336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。

スペクトラム拡散周波数変調

LT8336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の抵抗を介してSYNC/MODEピンをグラウンドに接続すれば、バースト・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。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、LT8336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、バースト・モード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

アプリケーション情報

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バースト・モード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ます。

V_{IN}-V_{OUT} パススルー・モード

自動車のストップ・スタートやコールド・クランク用の昇圧プリレギュレータ・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、LT8336はパススルー動作に入ります。LT8336は、低静止電流消費で、正確かつ良好に制御されたパススルー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、LT8336昇圧コンバータはパススルー動作に入り、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。パススルー・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15μA(代表値)に制限されます。V_{OUT}ピンに流れる電流は30μA(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。

LT8336のパススルー・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、LT8336はパススルー・モード動作を終了して、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、LT8336はパススルー・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750mA(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、LT8336はパススルー・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。

パススルー・モード動作を正しく機能させるには、LT8336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。

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、コンバータの無負荷時バースト・モード静止電流は式3を使って予測できます。

$$I_Q \approx 4\mu A + \left(\frac{V_{OUT}}{R1 + R2} + 1\mu A \right) \cdot \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \cdot 1.25 \quad (3)$$

ここで4μAはLT8336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(1μA)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の昇圧コンバータの場合、コンバータには無負荷時に12V電源から約64μA

アプリケーション情報

の電流が流れると計算できます。なお、この式は、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、LT8336 はパススルー動作に入り、 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 4 を使って予測できます。

$$I_Q \approx 45\mu\text{A} + \frac{V_{IN}}{R1 + R2} \quad (4)$$

ここで $45\mu\text{A}$ は LT8336 の V_{IN} ピンと V_{OUT} 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。

V_{IN} が 25V 、 $R1 = 1\text{M}$ 、 $R2 = 43.2\text{k}$ の場合、コンバータには無負荷時に 25V 電源から約 $70\mu\text{A}$ の電流が流れると計算できます。

大きい FB 抵抗を使用するときは、 V_{OUT} と FB の間に $4.7\text{pF} \sim 22\text{pF}$ 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、LT8336 によって常時モニタされます。 V_{OUT} ピンの電圧が約 40V 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 40V 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。LT8336 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、LT8336 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、LT8336 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 PG がハイに遷移するまでの時間で、これは、 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約 90% に達したことを示します。 $V_{IN} > 3.6\text{V}$ の場合、 T_{START_UP} の概算値は式 5 によって得られます。

$$T_{START_UP} = 0.25\text{ms} + \frac{2100}{f_{SW}} \quad (5)$$

$V_{IN} < 3.6\text{V}$ の場合、 T_{START_UP} の概算値は式 6 によって得られます。

$$T_{START_UP} = 0.25\text{ms} + \frac{3.5\text{V}}{V_{IN} - 0.1\text{V}} \cdot \frac{2100}{f_{SW}} \quad (6)$$

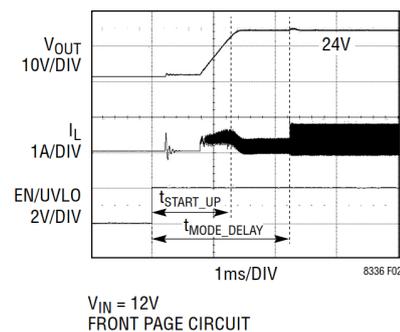


図 2. 代表的な起動波形

LT8336 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

アプリケーション情報

成は無視されます。LT8336は、式7によって与えられる起動遅延後にSYNC/MODEピン構成を読み出します。

$$T_{\text{MODE_DELAY}} = 0.22\text{ms} + \frac{4096}{f_{\text{SW}}} \quad (7)$$

LT8336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、LT8336の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LT8336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。

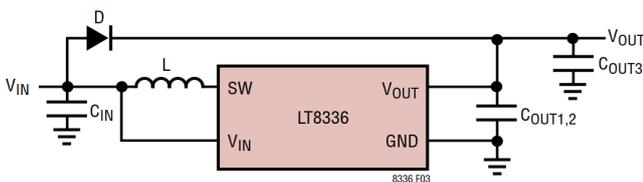


図3. V_{IN}とV_{OUT}の間にダイオードを追加したLT8336電力段の簡略図

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、式8で与えられます。

$$D_{\text{MAX}} = \frac{V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN(MIN)}}}{V_{\text{OUT}}} \quad (8)$$

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、およびバースト・モード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バースト・モード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、バースト・モード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、分数調波振動を起こす可能性があります。一般的にはΔI_{sw} = 0.3A~0.6A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9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。

$$L = \frac{V_{\text{IN(MIN)}}}{\Delta I_{\text{SW}} \cdot f_{\text{SW}}} \cdot D_{\text{MAX}} \quad (9)$$

LT8336は、スイッチとシステムを過負荷による故障から保護するために、ピーク・スイッチ電流を制限します。ボトム・スイッチの電流は、デューティ・サイクルに関わらず3A(代表値)に制限されます。インダクタのピーク電流値はLT8336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。

アプリケーション情報

RMS C_{IN} リップル電流は式 10 によって予測できます。

$$I_{RMS}(C_{IN}) = 0.3 \cdot \Delta I_L \quad (10)$$

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、LT8336の不連続トップ・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、トランジェントな負荷を吸収してLT8336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 μ F)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、更なる大きな容量が必要となります。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、**代表的な性能特性**のセクションを参照してください。

ボード・レイアウト

LT8336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。推奨PCBレイアウトを図4に示しま

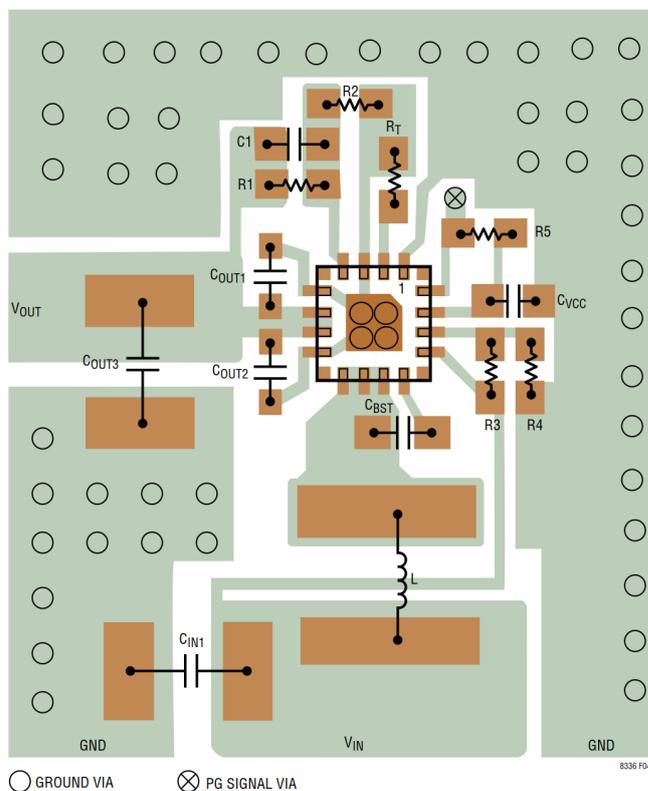


図4. LT8336の推奨PCBレイアウト

アプリケーション情報

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、LT8336のデモ・ボード・ガイドを参照してください。

LT8336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INT V_{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4を参照)。

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ウンド・プレーンにハンダ付けする必要があります。

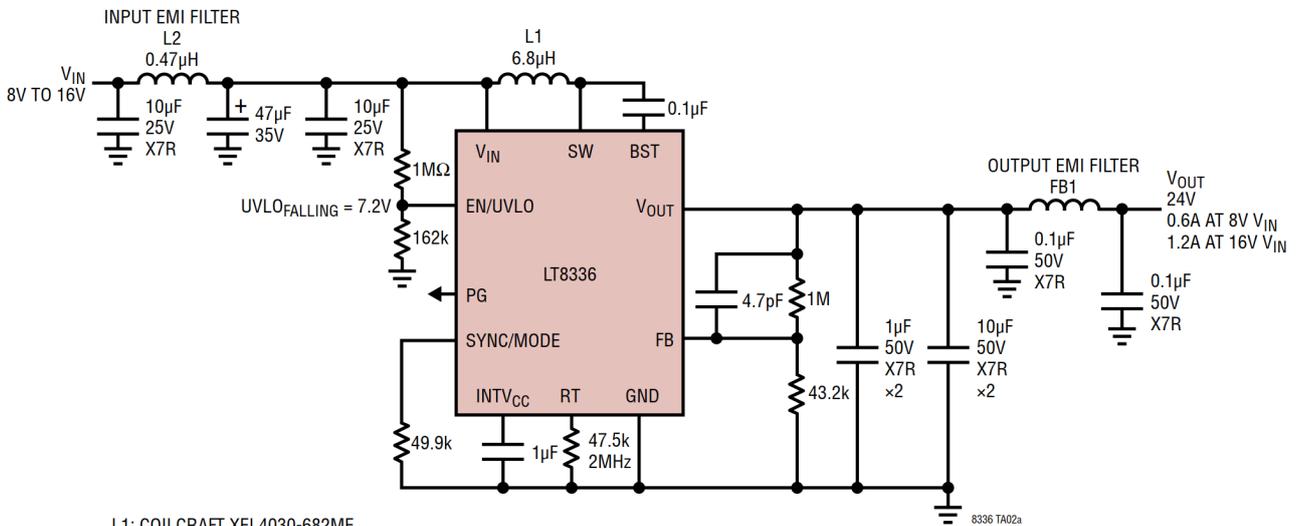
あります。熱抵抗を小さく保つには、グラウンド・プレーンをできるだけ広くして、回路基板内の広がった電源グラウンド・プレーンにサーマル・ビアを多数追加します。

熱に対する考慮事項

LT8336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。電源グラウンド・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、LT8336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づくに従ってデレーティングする必要があります。LT8336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、LT8336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。LT8336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LT8336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。

標準的応用例

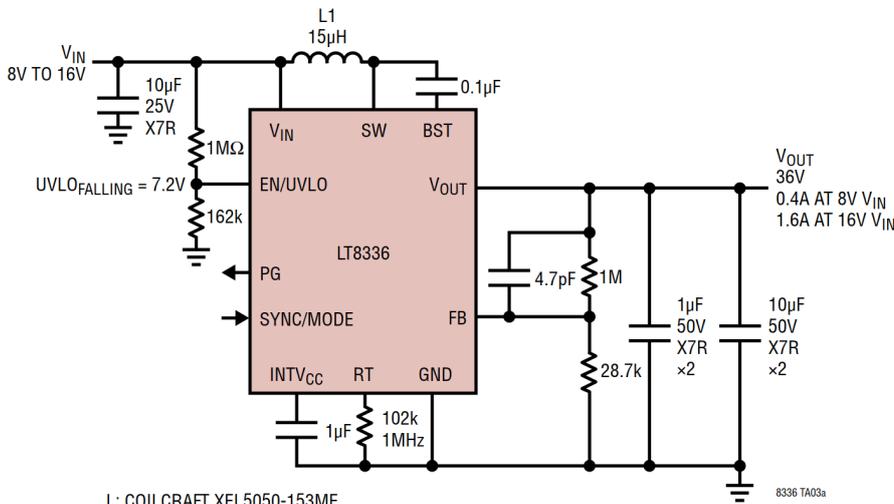
低I_Q、低EMI、24V出力のSSFM機能付き昇圧コンバータ*



L1: COILCRAFT XEL4030-682ME
 L2: WURTH ELEKTRONIK 74479299147
 FB1: WURTH ELEKTRONIK 742792040

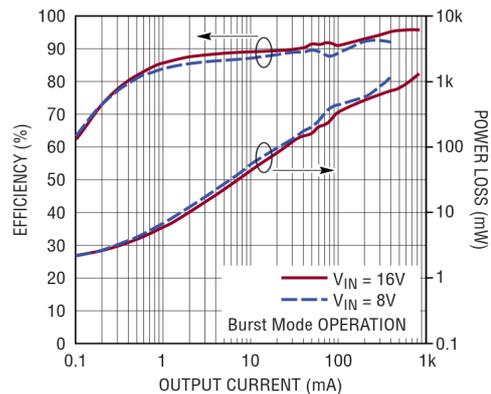
*THIS CIRCUIT IS THE FRONT PAGE CIRCUIT WITH INPUT/OUTPUT FILTERS ADDED AND Burst Mode OPERATION WITH SSFM SELECTED. THE EMI PERFORMANCE IS SHOWN IN THE TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS SECTION.

8V~16V入力、36V出力の昇圧コンバータ



L: COILCRAFT XEL5050-153ME

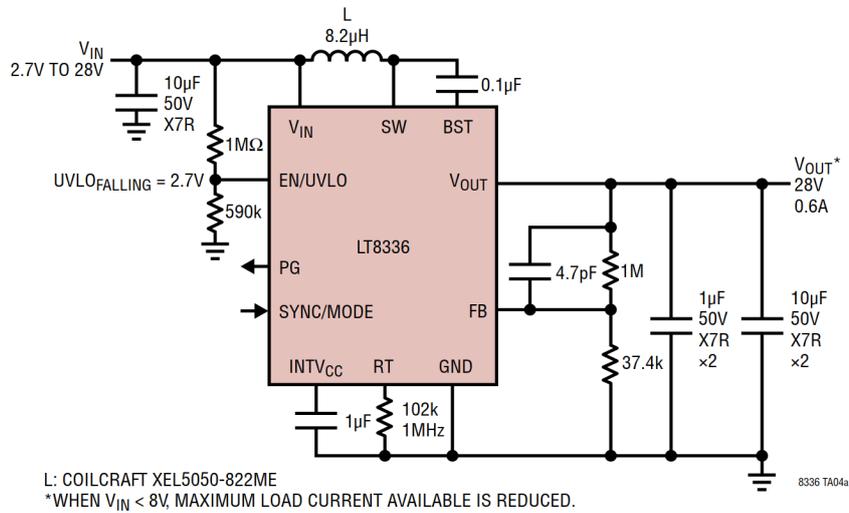
効率および電力損失と出力電流の関係



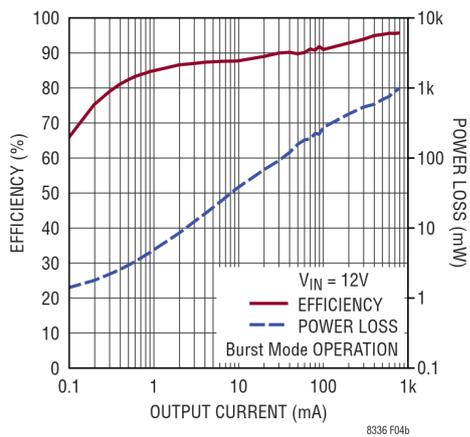
8336 TA03b

標準的応用例

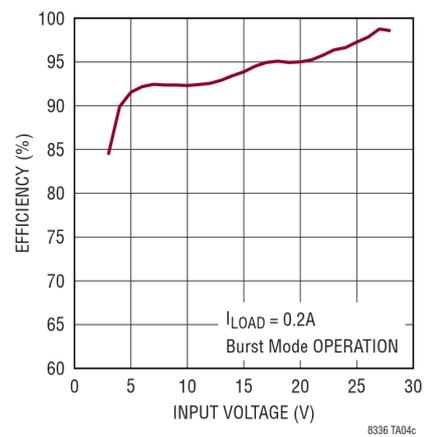
2.7V~28V 入力、28V 出力の昇圧コンバータ



効率および電力損失と出力電流の関係

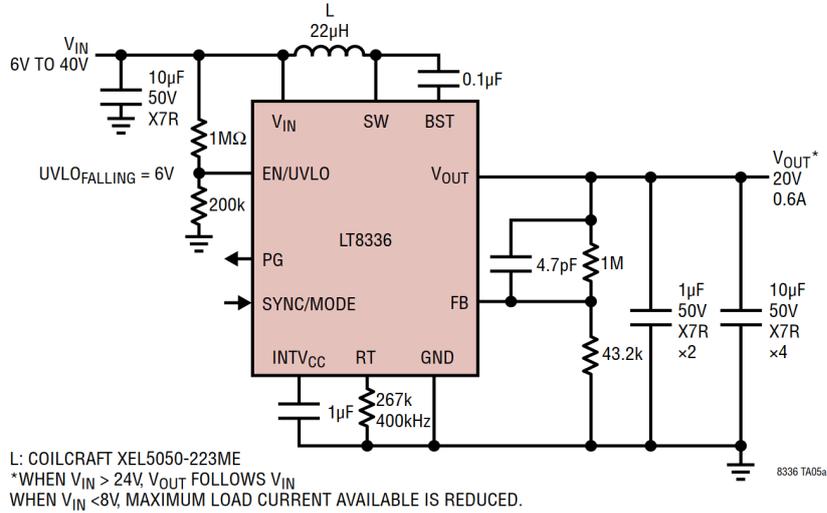


効率と入力電圧の関係

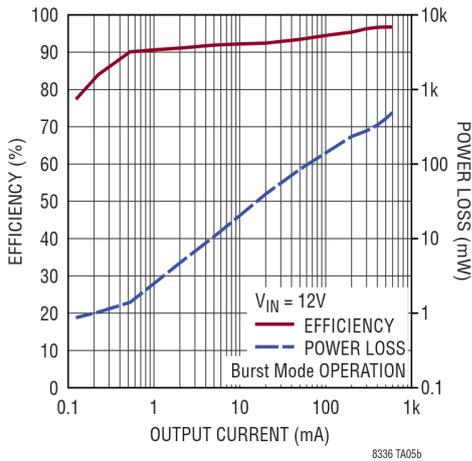


標準的応用例

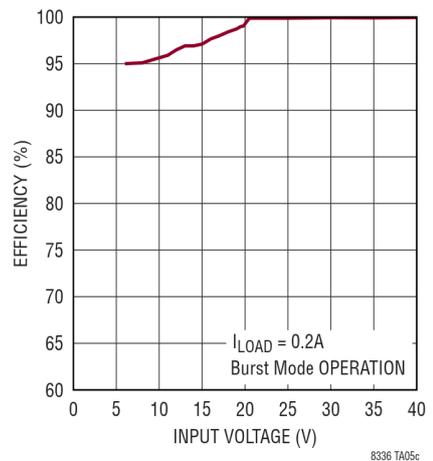
20Vのレギュレーション出力と高効率のパススルー・モードを備えた、ストップ・スタートやコールド・クランクのためのオートモーティブ用事前昇圧コンバータ



効率および電力損失と出力電流の関係

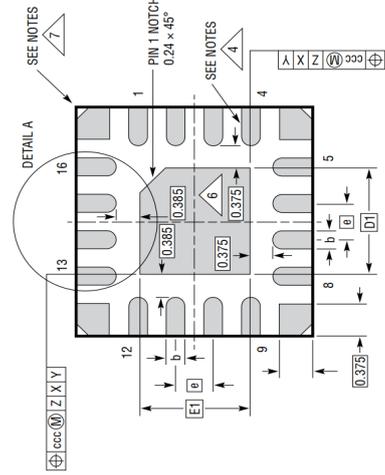


効率と入力電圧の関係



パッケージ

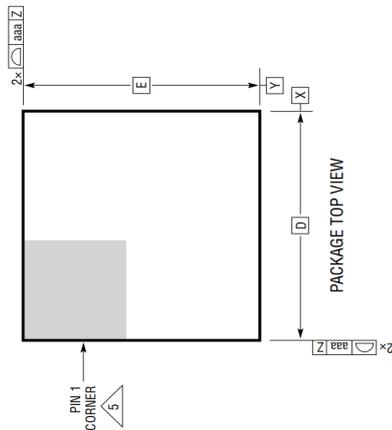
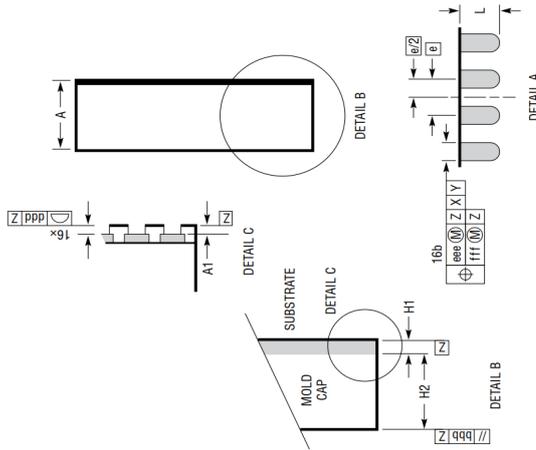
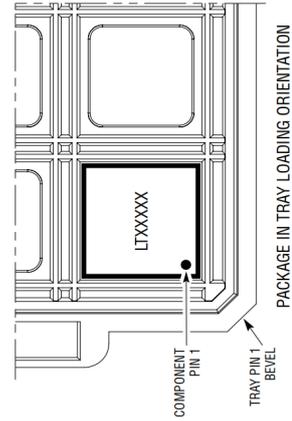
LQFN Package
16-Lead (3mm × 3mm × 0.94mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1626 Rev A)



PACKAGE BOTTOM VIEW

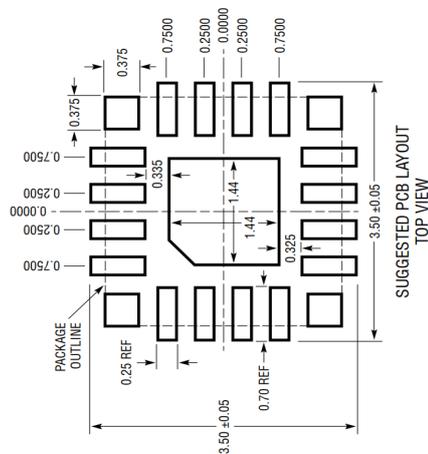
NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ASME Y14.5M-1994
2. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
3. PRIMARY DATUM -Z- IS SEATING PLANE
4. METAL FEATURES UNDER THE SOLDER MASK OPENING NOT SHOWN SO AS NOT TO OBSCURE THESE TERMINALS AND HEAT FEATURES
5. DETAILS OF PIN 1 IDENTIFIER ARE OPTIONAL, BUT MUST BE LOCATED WITHIN THE ZONE INDICATED. THE PIN 1 IDENTIFIER MAY BE EITHER A MOLD OR MARKED FEATURE
6. THE EXPOSED HEAT FEATURE MAY HAVE OPTIONAL CORNER RADI
7. CORNER SUPPORT PAD CHAMFER IS OPTIONAL



PACKAGE TOP VIEW

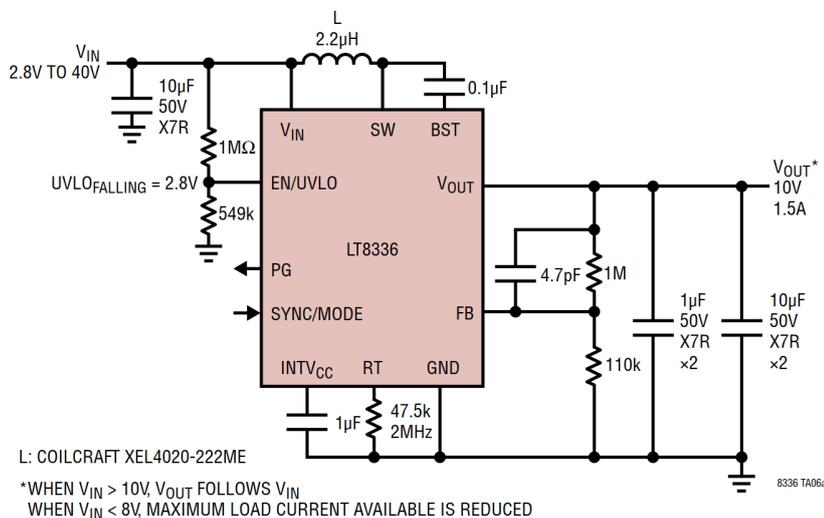
DIMENSIONS				
SYMBOL	MIN	NOM	MAX	NOTES
A	0.85	0.94	1.03	
A1	0.01	0.02	0.03	
L	0.30	0.40	0.50	
b	0.22	0.25	0.28	
D		3.00		
E		3.00		
D1		1.44		
E1		1.44		
e		0.50		
H1		0.24 REF		SUBSTRATE THK
H2		0.70 REF		MOLD CAP HT
aaa			0.10	
bbb			0.10	
ccc			0.10	
ddd			0.10	
eee			0.15	
fff			0.08	



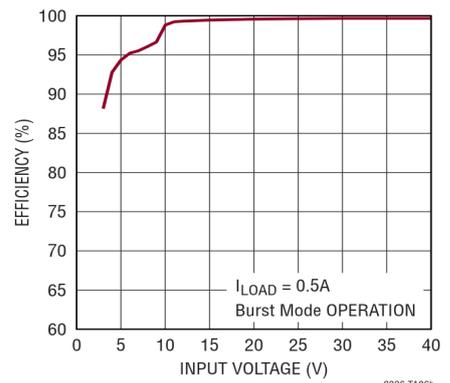
SUGGESTED PCB LAYOUT TOP VIEW

標準的応用例

10Vのレギュレーション出力と高効率のバースルー・モードを備えた、ストップ・スタートやコールド・クランクのためのオートモーティブ用事前昇圧コンバータ



効率と入力電圧の関係



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	$V_{IN} = 3V \sim 40V$ 、 $V_{OUT(MAX)} = 60V$ 、 $I_Q = 6\mu A$ (バースト・モード動作)、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、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	$V_{IN} = 4.5V \sim 100V$ 、 $V_{OUT(MAX)} = 135V$ 、 $I_Q = 6\mu A$ (バースト・モード動作)、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、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	$3V \leq V_{IN} \leq 40V$ 、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、および反転コンバータ	$5V \leq V_{IN} < 80V$ 、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	$V_{IN} = 3V \sim 25V$ 、 $V_{OUT(MAX)} = 25V$ 、 $I_Q = 6\mu A$ (バースト・モード動作)、3mm × 2mm DFNパッケージ
LT8362	60V、2A、低 I_Q の昇圧／SEPIC／反転2MHzコンバータ	$V_{IN} = 2.8V \sim 60V$ 、 $V_{OUT(MAX)} = 60V$ 、 $I_Q = 9\mu A$ (バースト・モード動作)、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	$V_{IN} = 2.8V \sim 60V$ 、 $V_{OUT(MAX)} = 60V$ 、 $I_Q = 9\mu A$ (バースト・モード動作)、MSOP-16(12)E、4mm × 3mm 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	$V_{IN} = 1V \sim 60V$ (起動時2.5V～32V)、 $V_{OUT(MAX)} = 70V$ 、 $I_Q = 3\mu A$ (バースト・モード動作)、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、20ピンTSSOP
LT8580	1A (I_{SW})、65V、1.5MHzの高効率昇圧DC/DCコンバータ	$V_{IN} = 2.55V \sim 40V$ 、 $V_{OUT(MAX)} = 65V$ 、 $I_Q = 1.2mA$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm × 3mm DFN-8、MSOP-8E