

42V、10A/12A ピーク同期整流式降圧 Silent Switcher

特長

- ▶ Silent Switcher®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変調
- ▶ 高周波数で高い効率
 - ▶ 1MHz で最大 96%の効率 (12VIN、5VOUT)
 - ▶ 2MHz で最大 94%の効率 (12VIN、5VOUT)
- ▶ 広い入力電圧範囲：2.8V~42V
- ▶ 最大連続出力 10A、ピーク・トランジェント出力 12A
- ▶ 外部補償による高速過渡応答
- ▶ 低静止電流の Burst Mode®動作
 - ▶ $I_Q = 90\mu A$ で 12VIN から 5VOUT へのレギュレーション
 - ▶ 出力リップル < 10mV_{P-P}
- ▶ リファレンス精度：全温度範囲で±1%
- ▶ 高速最小スイッチオン時間：25ns
- ▶ PolyPhase® (多相) 動作：最大 12 相
- ▶ すべての条件下で低ドロップアウト：45mV (1A 時)
- ▶ 調整と同期が可能：200kHz~3MHz
- ▶ 出力ソフトスタートとパワー・グッド
- ▶ 逆方向の大電流にも安全に対応可能
- ▶ 28 ピン 5mm × 4mm LQFN パッケージ
- ▶ オートモーティブ・アプリケーション向けの AEC-Q100 に適合

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
- ▶ 汎用降圧

簡略アプリケーション回路図

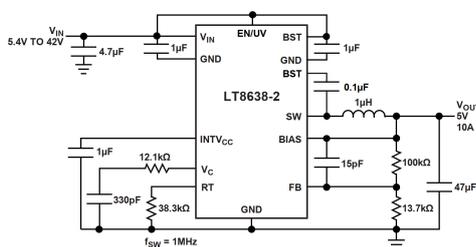


図 1. 5V/10A 降圧コンバータ

概要

LT®8638-2 同期整流式降圧レギュレータは、EMI放射を最小限に抑えながら高スイッチング周波数で高い効率を実現するように設計された、Silent Switcher® (サイレント・スイッチャ) アーキテクチャを採用しています。この性能により、LT8638-2 はノイズに敏感なアプリケーションと環境に最適なデバイスとなっています。

高速でクリーンな上にオーバーシュートの小さいスイッチング・エッジにより、高スイッチング周波数でも高効率の動作が可能です。また、最小オン時間が 25ns のピーク電流モード制御により、高スイッチング周波数でも高い降圧比を実現します。Vc ピンを介して外部補償を使用すると、高速の過渡応答が可能です。PolyPhase動作を使用すれば、複数の LT8638-2 レギュレータを位相シフトを付けてインターリーブ動作させ、より大きな出力電流を得ることができます。

Burst Mode 動作はスタンバイ時の消費電流を低く抑え、強制連続モードは全出力負荷範囲を通じて高調波を制御できます。また、スペクトラム拡散動作時には EMI 放射を更に低減することが可能です。SS ピンを介してソフトスタートおよびトラッキング機能にアクセスできるほか、EN/UV ピンを使って高精度の入力電圧 UVLO 閾値を設定することができます。

	INTERNAL V _{IN} CAPS
LT8638S*	YES
LT8638-2	NO

* LT8638S のデータシートを参照してください。

本紙記載の登録商標および商標は、全て各社の所有に属します。第 8823345 号を含む米国特許により保護されています。

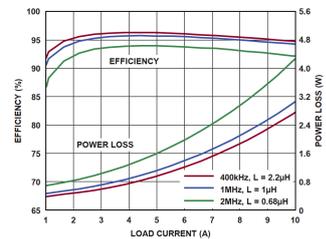


図 2. 12VIN/5VOUT の効率

※こちらのデータシートには正誤表が付属しています。当該資料の最終ページ以降をご参照ください。

Rev 0

アナログ・デバイセズ社は、提供する情報が正確で信頼できるものであることを期していますが、その情報の利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許やその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。また、アナログ・デバイセズ社の特許または特許の権利の使用を明示的または暗示的に許諾するものでもありません。仕様は、予告なく変更される場合があります。本紙記載の商標および登録商標は、各社の所有に属します。※日本語版資料は REVISION が古い場合があります。最新の内容については、英語版をご参照ください。

目次

特長.....	1	スイッチング周波数の設定.....	21
アプリケーション.....	1	動作周波数の選択とトレードオフ.....	22
概要.....	1	インダクタの選択と最大出力電流.....	22
簡略アプリケーション回路図.....	1	入力コンデンサ.....	24
改訂履歴.....	2	出力コンデンサと出力リップル.....	24
仕様.....	3	セラミック・コンデンサ.....	24
絶対最大定格.....	5	イネーブル・ピン.....	25
ピン配置およびピン機能の説明.....	6	INTV _{CC} レギュレータ.....	25
代表的な性能特性.....	9	周波数補償.....	25
ブロック図.....	16	出力電圧のトラッキングとソフトスタート.....	26
動作原理.....	16	多相動作.....	27
アプリケーション情報.....	17	出力パワー・グッド.....	27
低 EMI の PCB レイアウト.....	17	短絡保護と逆入力保護.....	27
Burst Mode 動作.....	18	熱に関する検討事項とピーク出力電流.....	28
連続強制モード.....	20	標準的応用例.....	29
スペクトラム拡散モード.....	20	パッケージの説明.....	32
同期.....	20	関連製品.....	32
FB の抵抗ネットワーク.....	21	オーダー・ガイド.....	34

改訂履歴

10/2023 – Rev. 0

仕様

表 1. 電気的特性

(特に指定のない限り、 $T_J = -40^{\circ}\text{C} \sim +150^{\circ}\text{C}$ における仕様。代表値は $T_A = +25^{\circ}\text{C}$ での値。特に指定のない限り、電圧はすべて GND を基準。)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS/COMMENTS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Minimum Input Voltage	V_{IN}	$f_{SW} = 2\text{MHz}$		2.6	2.8	V
V_{IN} Quiescent Current in Shutdown	$I_{Q(\text{SHDN})}$	$V_{EN/UV} = 0\text{V}, V_{IN} = 12\text{V}, T_A = +25^{\circ}\text{C}$		6	9	μA
V_{IN} Quiescent Current in Sleep	I_Q	$V_{EN/UV} = 2\text{V}, V_{FB} > 0.6\text{V}, V_{\text{SYNC}} = 0\text{V}, V_{\text{BIAS}} = 0\text{V}, T_A = +25^{\circ}\text{C}$		125	195	μA
		$V_{EN/UV} = 2\text{V}, V_{FB} > 0.6\text{V}, V_{\text{SYNC}} = 0\text{V}, V_{\text{BIAS}} = 0\text{V}$		125	245	
		$V_{EN/UV} = 2\text{V}, V_{FB} > 0.6\text{V}, V_{\text{SYNC}} = 0\text{V}, V_{\text{BIAS}} = 5\text{V}, T_A = +25^{\circ}\text{C}$		20	29	
BIAS Quiescent Current in Sleep	$I_{Q(\text{BIAS})}$	$V_{EN/UV} = 2\text{V}, V_{FB} > 0.6\text{V}, V_{\text{SYNC}} = 0\text{V}, V_{\text{BIAS}} = 5\text{V}, T_A = +25^{\circ}\text{C}$		100	145	μA
Feedback Reference Voltage	V_{FB}	$V_{IN} = 12\text{V}, T_A = +25^{\circ}\text{C}$	0.598	0.6	0.602	V
		$V_{IN} = 12\text{V}$	0.594	0.6	0.604	
Feedback Voltage Line Regulation	$\Delta V_{FB(\text{LINE})}$	$V_{IN} = 4.0\text{V to } 40\text{V}, V_C = 1.25\text{V}$		0.004	0.03	%/V
Feedback Pin Input Current	I_{FB}	$V_{FB} = 0.6\text{V}, T_A = +25^{\circ}\text{C}$	-20		20	nA
Error Amp Transconductance	$g_{m(\text{EA})}$	$V_C = 1.25\text{V}, T_A = +25^{\circ}\text{C}$	1.05	1.4	1.75	mS
Error Amp Gain	A_V			700		
V_C Source Current	I_{VC}	$V_{FB} = 0.4\text{V}, V_C = 1.25\text{V}$		320		μA
V_C Sink Current	I_{VC}	$V_{FB} = 0.8\text{V}, V_C = 1.25\text{V}$		320		μA
V_C Pin to Switch Current Gain	G_M			12		A/V
V_C Clamp Voltage	V_{C_MAX}			2.3		V
BIAS Pin Current Consumption	I_{BIAS}	$V_{\text{BIAS}} = 3.3\text{V}, f_{SW} = 2\text{MHz}, V_{IN} = 12\text{V}$		45		mA
Minimum On-Time	$t_{\text{ON}(\text{MIN})}$	$I_{\text{LOAD}} = 3\text{A}, \text{FCM}$		25	40	ns
Minimum Off-Time	$t_{\text{OFF}(\text{MIN})}$	$T_A = +25^{\circ}\text{C}$		80	100	ns
Oscillator Frequency	f_{SW}	$R_T = 226\text{k}$	170	200	230	kHz
		$R_T = 38.3\text{k}$	0.96	1	1.04	
		$R_T = 16.9\text{k}$	1.85	2	2.15	
Top Power NMOS On-Resistance	R_{TOP}	$I_{SW} = 1\text{A}$		20		m Ω

(特に指定のない限り、 $T_J = -40^{\circ}\text{C} \sim +150^{\circ}\text{C}$ における仕様。代表値は $T_A = +25^{\circ}\text{C}$ での値。特に指定のない限り、電圧はすべて GND を基準。)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS/COMMENTS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Top Power NMOS Current Limit	$I_{\text{PEAK-LIMIT}}$		17	20	23	A
Bottom Power NMOS On-Resistance	R_{BOT}	$V_{\text{INTVCC}} = 3.4\text{V}, I_{\text{SW}} = 1\text{A}$		8		$\text{m}\Omega$
Bottom Power NMOS Current Limit	$I_{\text{VALLEY-LIMIT}}$	$V_{\text{INTVCC}} = 3.4\text{V}, T_A = +25^{\circ}\text{C}$	11.5	15.5	19	A
SW Leakage Current	$I_{\text{SW-LKG}}$	$V_{\text{IN}} = 40\text{V}, V_{\text{SW}} = 0\text{V}, 40\text{V}, T_A = +25^{\circ}\text{C}$	-3		3	μA
EN/UV Pin Threshold	V_{EN}	EN/UV Rising	0.93	0.98	1.03	V
		EN/UV Hysteresis		40		mV
EN/UV Pin Current	I_{EN}	$V_{\text{EN/UV}} = 2\text{V}, T_A = +25^{\circ}\text{C}$	-20		20	nA
PG Upper Threshold Offset from V_{FB}	PGH	V_{FB} Rising	6	-7.75	9.5	%
PG Lower Threshold Offset from V_{FB}	PGL	V_{FB} Falling	-9.5	-7.75	-6	%
PG Hysteresis	PG_{HYS}			0.4		%
PG Leakage	$I_{\text{PG-LKG}}$	$V_{\text{PG}} = 3.3\text{V}, T_A = +25^{\circ}\text{C}$	-80		80	nA
PG Pull-Down Resistance	R_{PG}	$V_{\text{PG}} = 0.1\text{V}$		600	2000	Ω
SYNC/MODE Threshold	$V_{\text{SYNC/MODE}}$	SYNC/MODE DC and Clock Low Level Voltage	0.7			V
		SYNC/MODE Clock High Level Voltage			1.5	
		SYNC/MODE DC High Level Voltage	2.2		2.9	
Spread Spectrum Modulation Frequency Range	Δf_{SSFM}	$R_T = 38.3\text{k}$		24		%
Spread Spectrum Modulation Frequency	f_{SSFM}			3		KHz
SS Source Current	I_{SS}		1.3	2.0	2.7	μA
SS Pull-Down Resistance	R_{SS}	Fault Condition, $\text{SS} = 0.1\text{V}$		200		Ω
V_{IN} to Disable Forced Continuous Mode	$V_{\text{IN-OV-FCM}}$	V_{IN} Rising, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	35	37	39	V
PHMODE Thresholds	V_{PHMODE}	Between 180° and 120° , $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	0.7		1.5	V
		Between 120° and 90° , $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	2.2		2.9	

絶対最大定格

特に指定のない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

表 2. 絶対最大定格¹

PARAMETER	RATING
V_{IN} , EN/UV, PG	42V
BIAS	25V
FB, SS, PHMODE	4V
SYNC/MODE Voltage	6V
Operating Junction Temperature Range ⁽²⁾⁽³⁾ LT8638RV-2	-40°C to 150°C
Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Maximum Reflow (Package Body) Temperature	260°C

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。これらはストレス定格のみを定めたものであり、この仕様の動作のセクションに記載する規定値以上でデバイスが正常に動作することを示唆するものではありません。絶対最大定格の状態が長時間に及ぶと、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。

² LT8638RV-2 は、 -40°C ~ 150°C の動作ジャンクション温度範囲で仕様規定されています。ジャンクション温度が高いと動作寿命が低下します。動作寿命は 125°C を超えるジャンクション温度ではディレーティングされます。これらの仕様に整合する最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱抵抗、およびその他の環境要因と共に、特定の動作条件によって決まります。ジャンクション温度 (T_J , $^\circ\text{C}$) は、次式を使って周囲温度 (T_A , $^\circ\text{C}$) と消費電力 (PD、ワット) から計算します。

$$T_J = T_A + (PD \times \theta_{JA})$$

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

³ この IC は、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。過熱保護機能が作動した場合、ジャンクション温度は 150°C を超えています。仕様規定された最大動作ジャンクション温度を超えてデバイスを連続動作させると、寿命が短くなります。

⁴ θ の値は JEDEC 51-7、51-12 に従って決定されます。熱抵抗の改善と、代表的な動作条件におけるデモ・ボードの実際の温度測定値については、[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。

ピン配置およびピン機能の説明

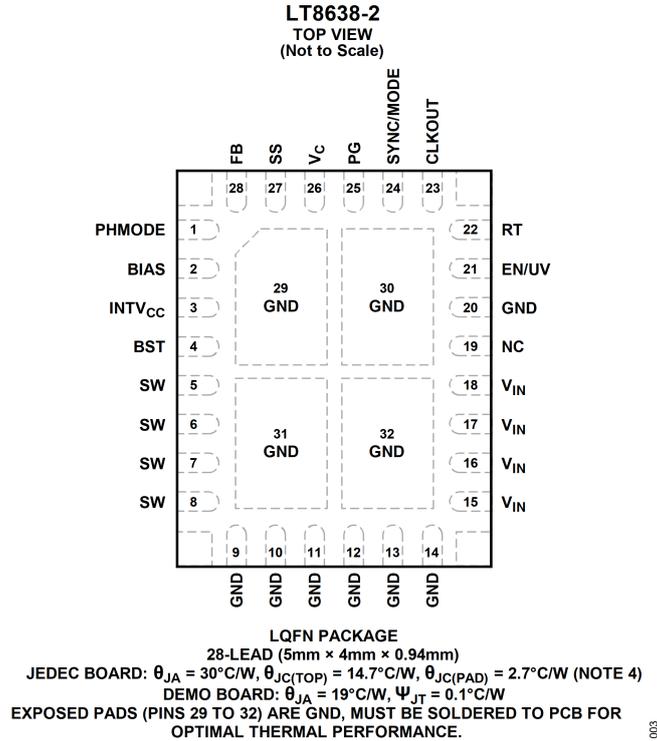


図 3. ピン配置

表 3. 端子説明

ピン	名称	説明
Pin 1	PHMODE	このピンは、LT8638-2の内部クロックと CLKOUT の位相関係を決定します。2 相動作の場合はこのピンを GND に接続してください。3 相動作の場合はフロート状態にし、4 相動作の場合は INTV _{CC} に接続します。内部プルアップ抵抗とプルダウン抵抗については ブロック図 を参照してください。
Pin 2	BIAS	BIAS を 3.1V を超える電圧に接続すると、内部レギュレータには V _{IN} ではなく BIAS から電流が供給されます。出力電圧が 3.3V~25V の場合は、このピンを V _{OUT} に接続する必要があります。このピンを V _{OUT} 以外の電源に接続する場合は、このピンの近くに 1μF のバイパス・コンデンサを配置してください。使用できる電源がない場合は GND に接続します。ただし、特に高入力アプリケーションや高周波数アプリケーションでは、出力または 3.3V 以上の外部電源に BIAS を接続する必要があります。
Pin 3	INTV _{CC}	3.4V 内部レギュレータのバイパス・ピン。内部パワー・ドライバおよび制御回路には、この電圧から給電されます。INTV _{CC} ピンには外部回路からの負荷をかけないでください。BIAS > 3.1V の場合 INTV _{CC} の電流は BIAS から供給され、そうでない場合は V _{IN} から供給されます。BIAS が 3.0V~3.6V の場合、INTV _{CC} ピンの電圧は 2.8V~3.4V の範囲で変化します。このピンとグラウンドの間には、1μF 以上の低 ESR セラミック・コンデンサを IC の近くで接続します。

Pin 4	BST	このピンは、入力電圧より高い駆動電圧を上側パワー・スイッチに供給するために使用します。デバイスのできるだけ近くに 0.1 μ F の昇圧コンデンサを配置してください。
Pins 5 to 8	SW	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接続してインダクタに接続します。優れた性能と低い EMI を実現するために、プリント回路基板上ではこのノードの面積をできるだけ小さくしてください。
Pins 9 to 14, 20, Exposed Pad Pins 29 to 32	GND	グラウンド。入力コンデンサの負端子は、できるだけ GND ピンに近付けて接続してください。良好な熱的性能を実現するには、露出パッドを PCB にハンダ付けする必要があります。製造上の制約によって必要になる場合は、ピン 29~32 を未接続のままにできますが、熱性能は低下します。
Pins 15 to 18	V _{IN}	V _{IN} ピンは LT8638-2 の内部回路と内蔵の上側パワー・スイッチに電流を供給します。LT8638-2 では、複数の V _{IN} バイパス・コンデンサを使用する必要があります。1 μ F の小型コンデンサ 2 個を LT8638-2 のできるだけ近くに配置します。この場合、デバイスの両側に 1 個ずつ配置します (C _{IN1} 、C _{IN2})。値のより大きな (4.7 μ F 以上) 3 個目のコンデンサを、C _{IN1} または C _{IN2} の近くに置いてください。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。
Pins 19	NC	接続なし。このピンは内部回路に接続されておらず、PCB 上の任意の場所 (通常はグラウンド) に接続できます。
Pin 21	EN/UV	LT8638-2 はこのピンがローになるとシャットダウンされ、ハイになるとアクティブになります。閾値電圧にはヒステリシスがあります。上昇時は 0.98V、下降時は 0.94V です。このシャットダウン機能を使わない場合は、V _{IN} に接続してください。V _{IN} との間に抵抗分圧器を外付けすれば、V _{IN} の閾値をプログラムして、その閾値未満では LT8638-2 をシャットダウンさせることができます。
Pin 22	RT	RT とグラウンドの間に抵抗を接続すると、スイッチング周波数を設定できます。
Pin 23	CLKOUT	PolyPhase 動作のクロック信号出力。強制連続モード、スペクトラム拡散モード、および同期モードでは、CLKOUT ピンはスイッチング周波数の 50% デューティサイクル矩形波を出力します。LT8638-2 の内部クロックに対する CLKOUT の位相は、PHMODE ピンの状態によって決まります。CLKOUT のピーク to ピーク振幅は INTV _{CC} ~ GND です。Burst Mode 動作時、CLKOUT ピンはローになります。CLKOUT 機能を使わない場合は、このピンをフロート状態にしてください。
Pin 24	SYNC/MODE	LT8638-2 では、このピンで次の 4 種類の動作モードを設定します。1) Burst Mode 動作。低出力負荷での Burst Mode 動作の場合は、このピンをグラウンドに接続します (これにより、静止電流が低く抑えられます)。2) 強制連続モード (FCM)。このモードでは、広い負荷範囲にわたって高速過渡応答が得られると共に、最大周波数での動作が可能になります。FCM モードにするには、このピンをフロート状態にします。フロート状態では、ピンのリーク電流を 1 μ A 未満にする必要があります。3) スペクトラム拡散モード。スペクトラム拡散変調を使用する強制連続モードにするには、このピンを INTV _{CC} (または 3V を超える電圧) に接続してハイにします。4) 同期モード。外部周波数に同期させるには、このピンをクロック信号源で駆動します。同期動作中、デバイスは強制連続モードで動作します。
Pin 25	PG	PG ピンは内部コンパレータのオープン・ドレイン出力です。PG は、FB ピンが最終レギュレーション電圧の $\pm 7.75\%$ 以内になり、かつフォルト状態がなくなるまでは、ローを保ちます。PG は、EN/UV が 1V 未満になった場合、INTV _{CC} が低くなりすぎた場合、V _{IN} が低くなりすぎた場合、あるいはサーマル・シャットダウンが発生した場合もローになります。V _{IN} が 2.8V より高い場合は PG が有効です。

Pin 26	V _C	V _C ピンは内部エラー・アンプの出力です。このピンの電圧はピーク・スイッチ電流を制御します。制御ループの補償を行うには、このピンとグラウンドの間に RC 回路を接続します。
Pin 27	SS	出力トラッキングおよびソフトスタート・ピン。このピンを使用すると、起動時に出力電圧の上昇率/下降率を制御できます。SS ピンの電圧が 1V 未満になると、LT8638-2 は SS ピン電圧に応じて FB ピンの電圧をレギュレーションします。 代表的な性能特性 のセクションのグラフを参照してください。SS ピンの電圧が 1V を超えるとトラッキング機能が無効化され、内部リファレンスによるエラー・アンプの制御が再開されます。このピンには INTV _{CC} から 2μA の内部プルアップ電流が流れるので、コンデンサを使って出力電圧のスルー・レートを設定できます。このピンは、シャットダウン時およびフォルト状態時には内蔵の 200Ω MOSFET によってグラウンド電位になります。低インピーダンス出力で駆動する場合は、直列抵抗を使用してください。ソフトスタート機能を使わない場合は、このピンをフロート状態のままにしておくことができます。
Pin 28	FB	LT8638-2 は、FB ピンを 0.6V にレギュレーションします。帰還抵抗分圧器のタップをこのピンに接続してください。また、FB ピンと V _{OUT} の間には進相コンデンサを接続してください。通常は 4.7pF~47pF のコンデンサを使用します。
	Corner Pins	これらのピンは物理的な支持のためだけに使われるもので、PCB 上の任意の場所（通常はグラウンド）に接続できます。

代表的な性能特性

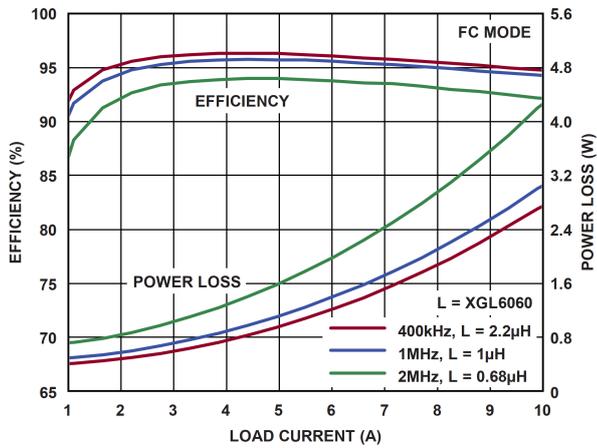


図 4. 効率と周波数の関係、12V_{IN}、5V_{OUT}時

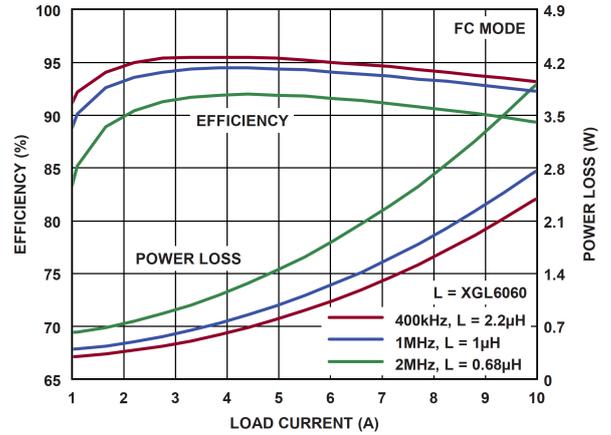


図 5. 効率と周波数の関係、12V_{IN}、3.3V_{OUT}時

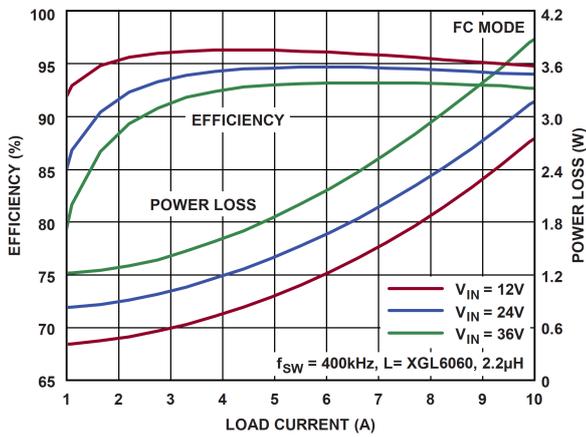


図 6. 効率、5V_{OUT}時

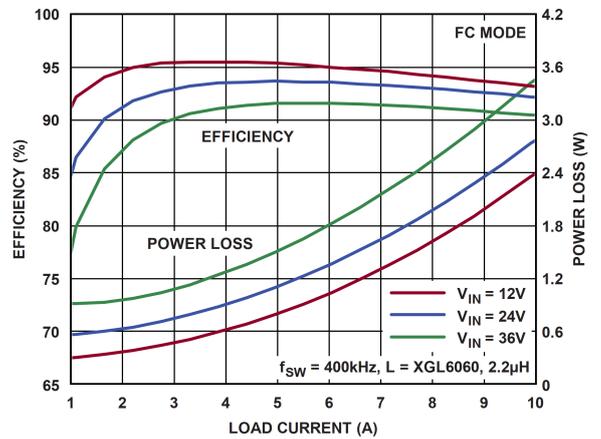


図 7. 効率、3.3V_{OUT}時

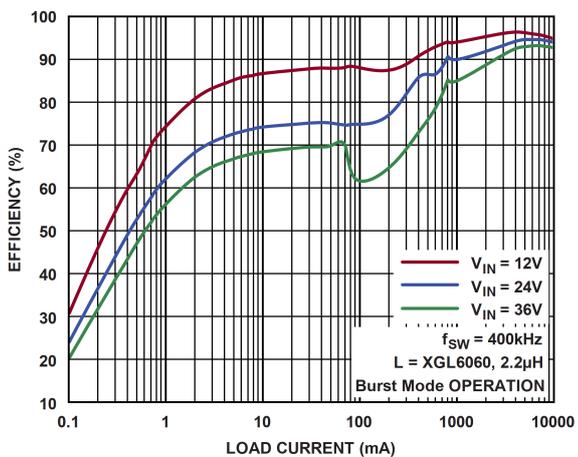


図 8. 軽負荷時の効率、5V_{OUT}時

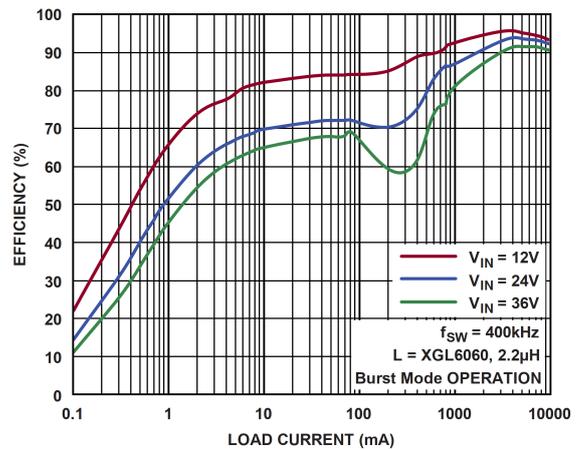


図 9. 軽負荷時の効率、3.3V_{OUT}時

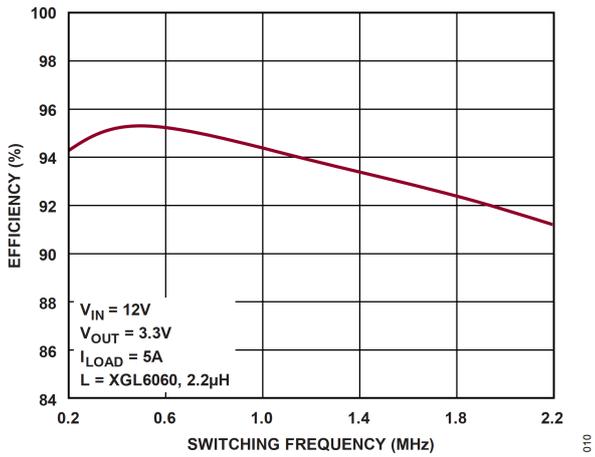


図 10. 効率と周波数の関係

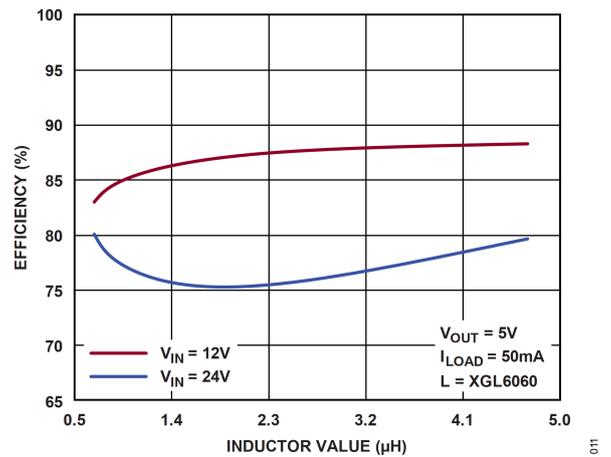


図 11. Burst Mode 動作の効率とインダクタ値の関係

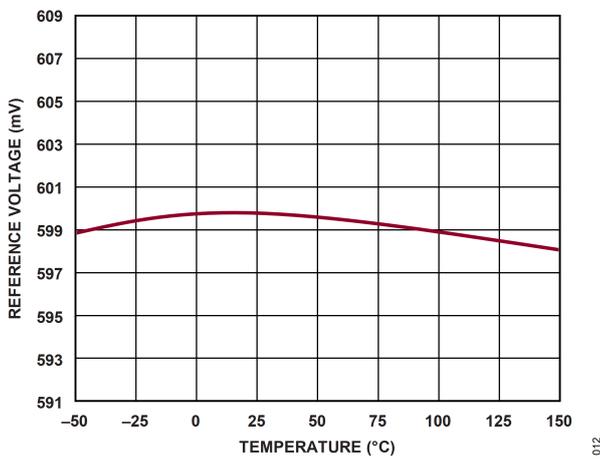


図 12. リファレンス電圧

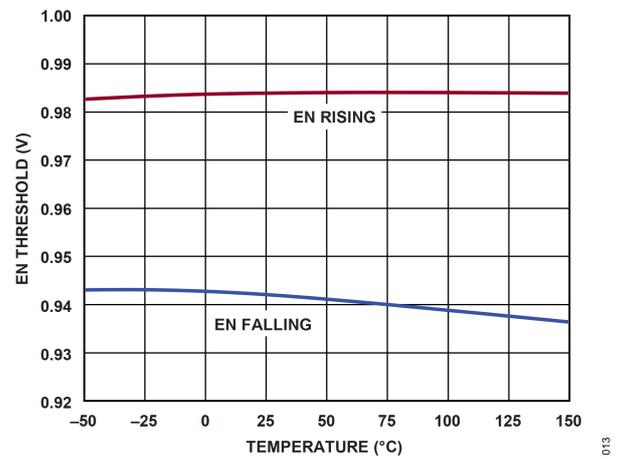


図 13. EN ピン閾値

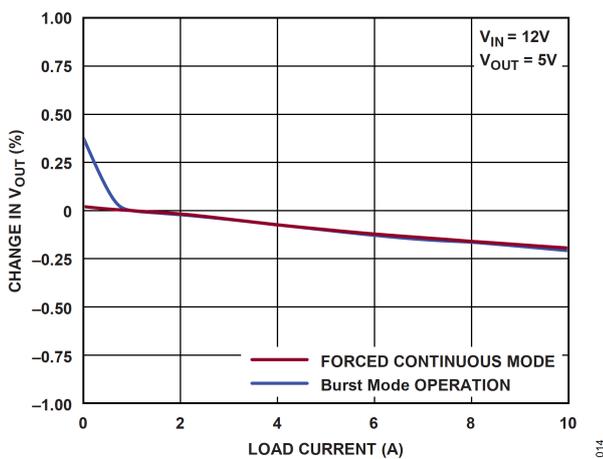


図 14. 負荷レギュレーション

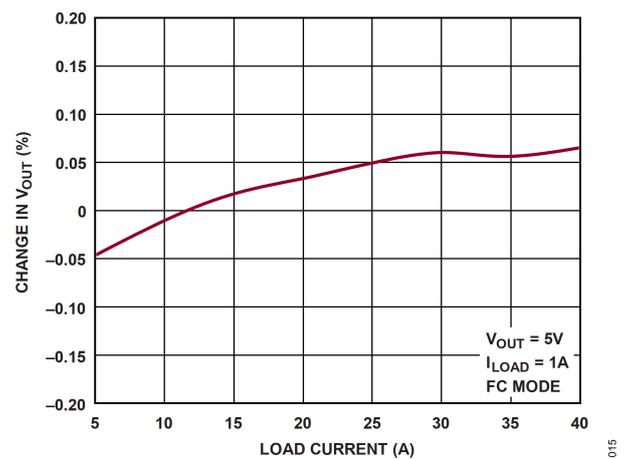


図 15. ライン・レギュレーション

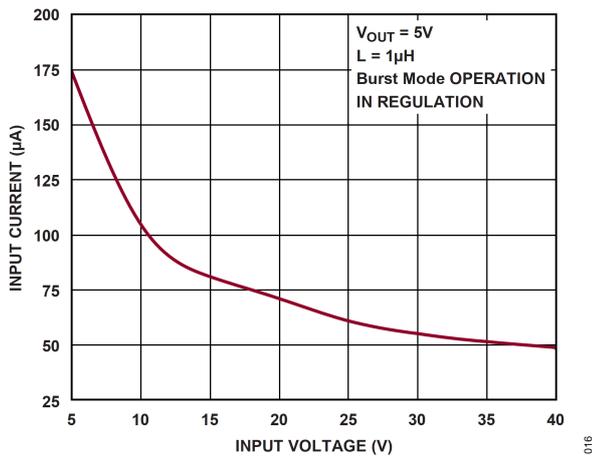


図 16. 無負荷時の電源電流

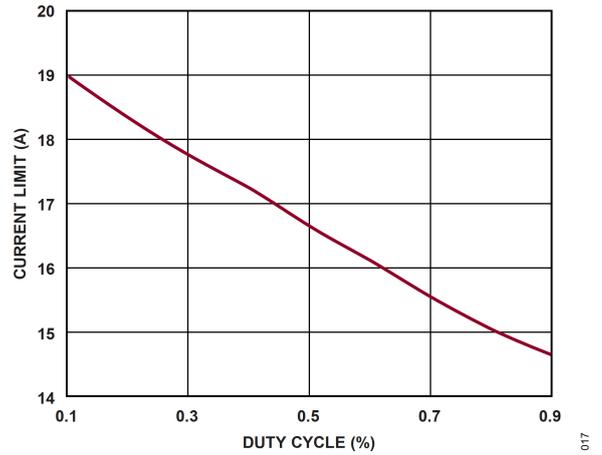


図 17. 上側 FET 電流制限値とデューティサイクルの関係

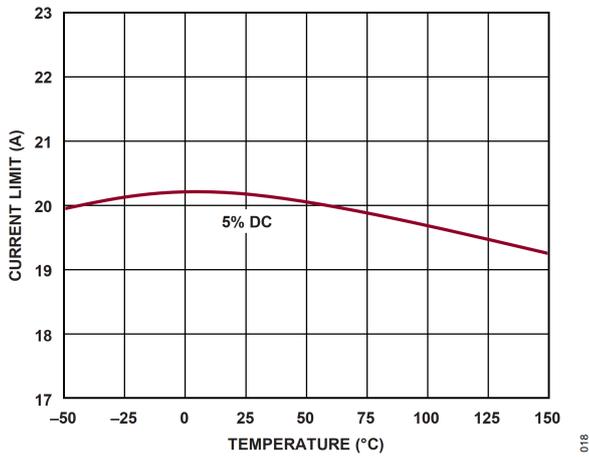


図 18. 上側 FET 電流制限値と温度の関係

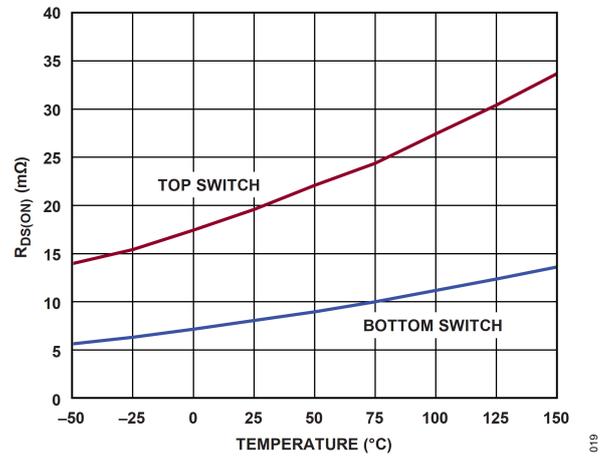


図 19. スイッチの $R_{DS(ON)}$ と温度の関係

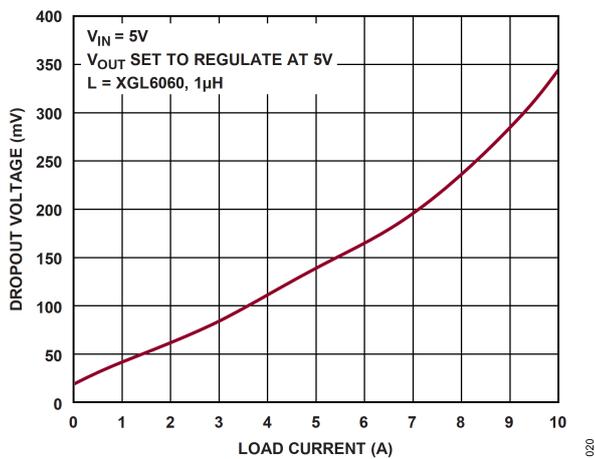


図 20. ドロップアウト電圧

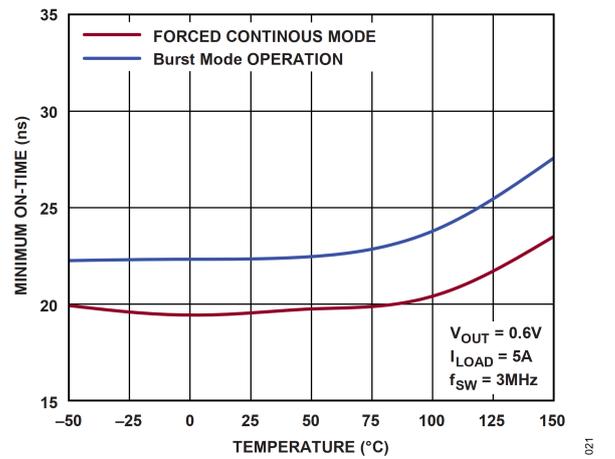


図 21. 最小オン時間

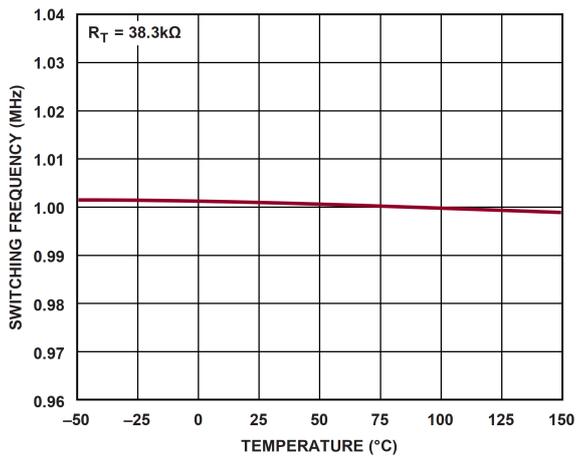


図 22. スイッチング周波数

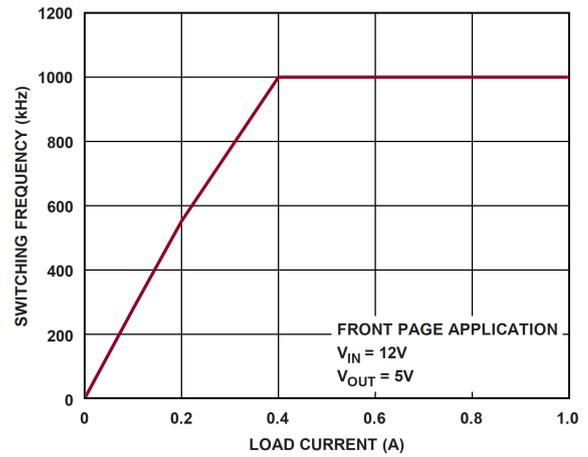


図 23. バースト周波数

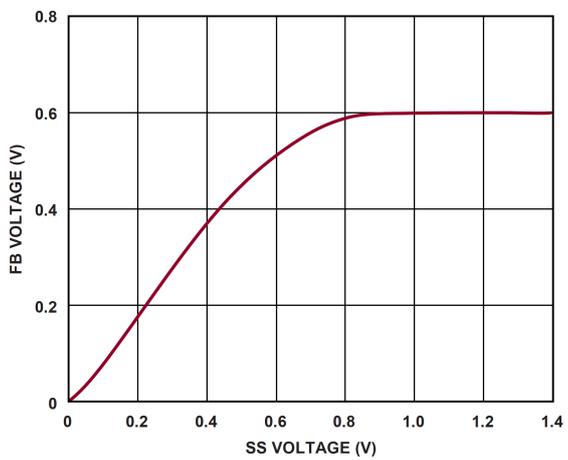


図 24. ソフトスタート・トラッキング

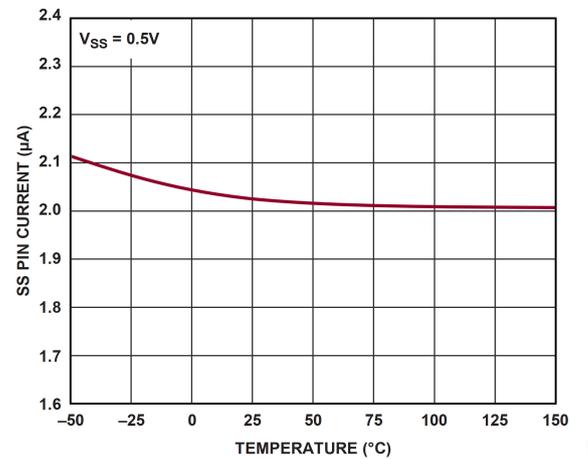


図 25. ソフトスタート電流

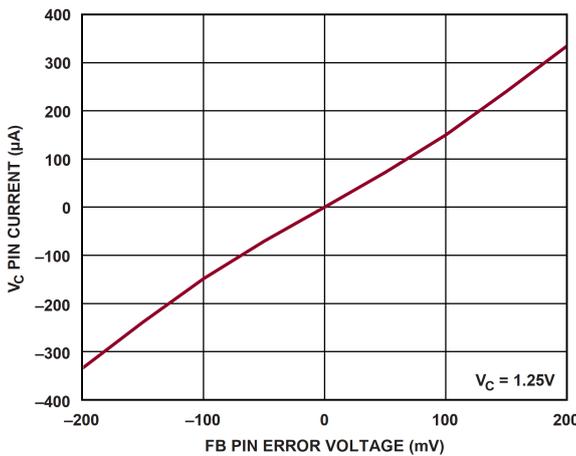


図 26. エラー・アンプの出力電流

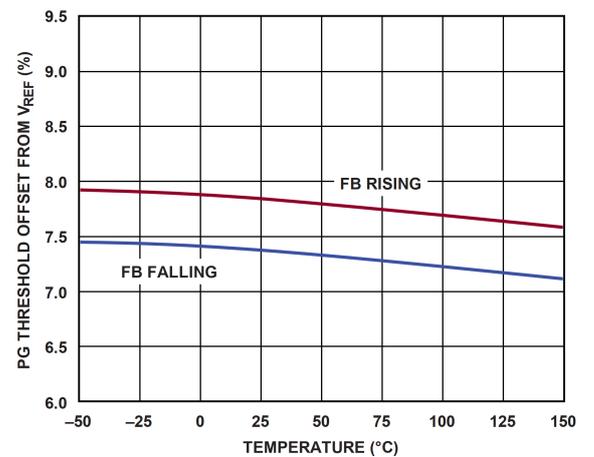


図 27. PG 閾値、V_{REF} 上側

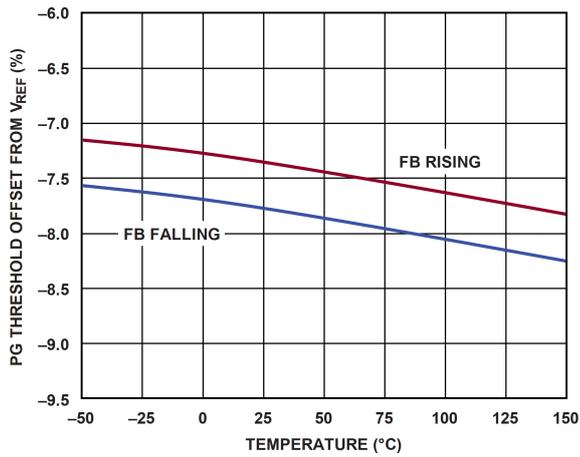


図 28. PG 閾値、 V_{REF} 下側

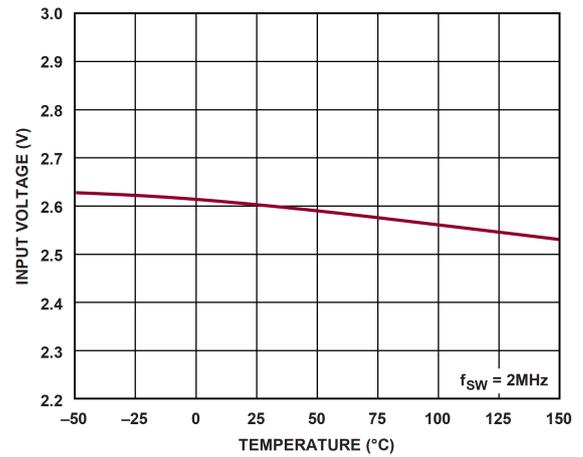


図 29. R_T 設定によるスイッチング周波数

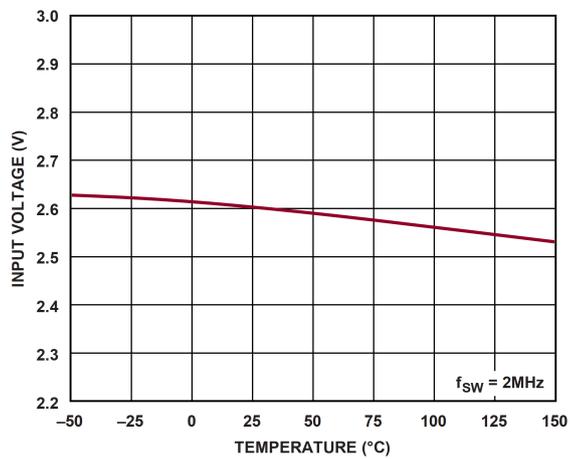


図 30. 最小入力電圧

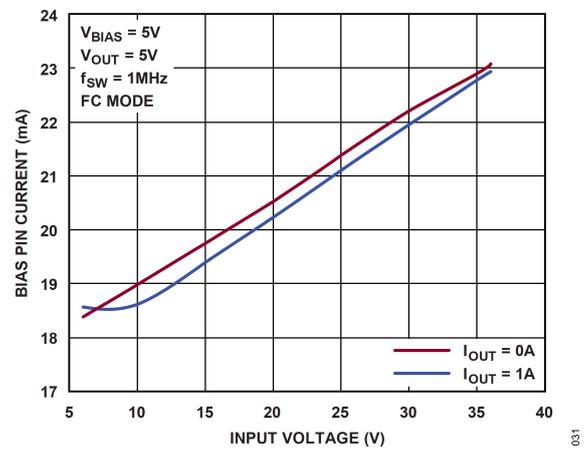


図 31. バイアス・ピン電流と入力電圧の関係

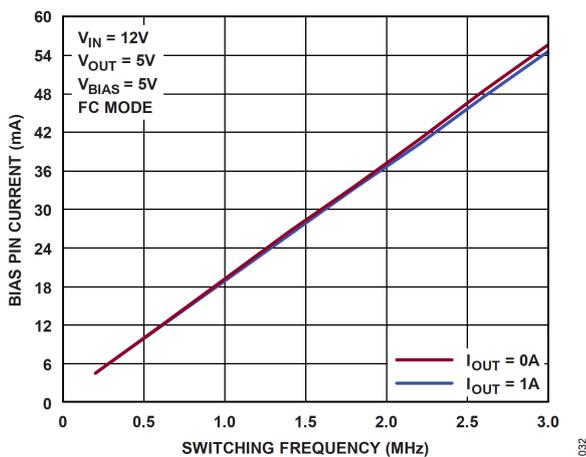


図 32. バイアス・ピン電流とスイッチング周波数の関係

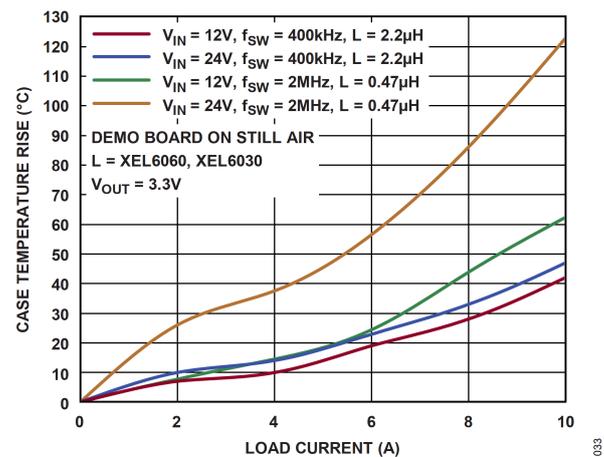


図 33. ケース温度の上昇

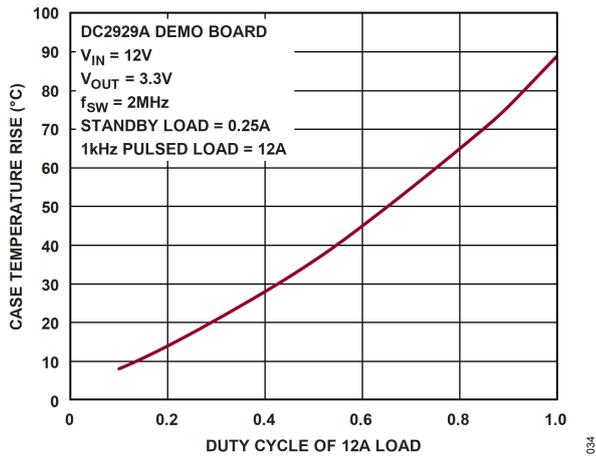


図 34. ケースの温度上昇と 12A パルス負荷の関係

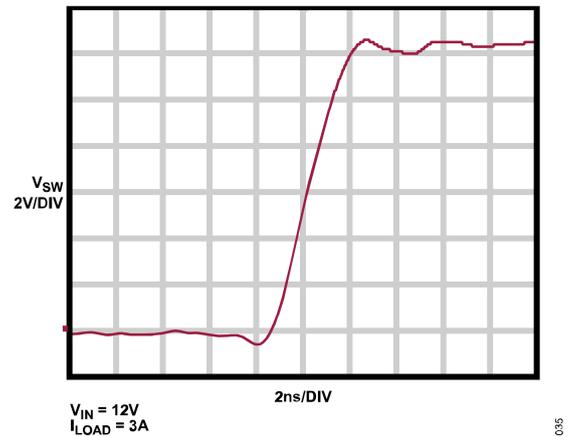


図 35. スイッチの上がりエッジ

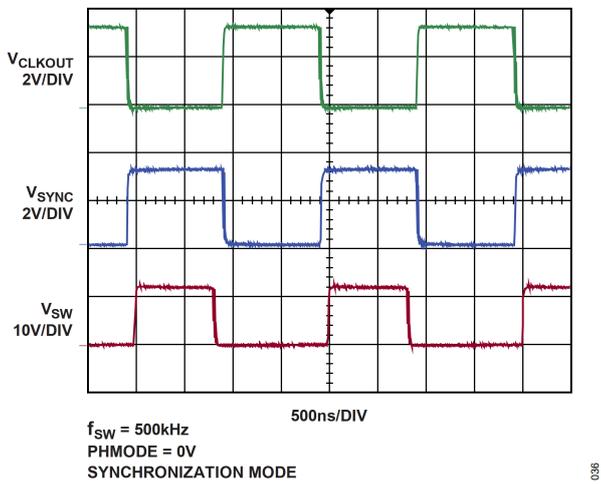


図 36. CLKOUT 波形

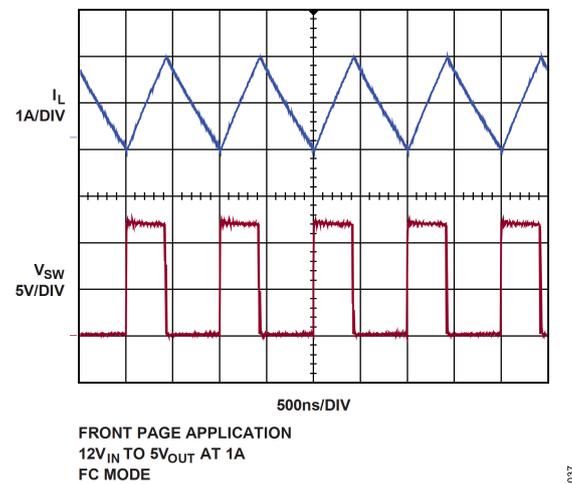


図 37. スイッチング波形、全周波数連続動作時

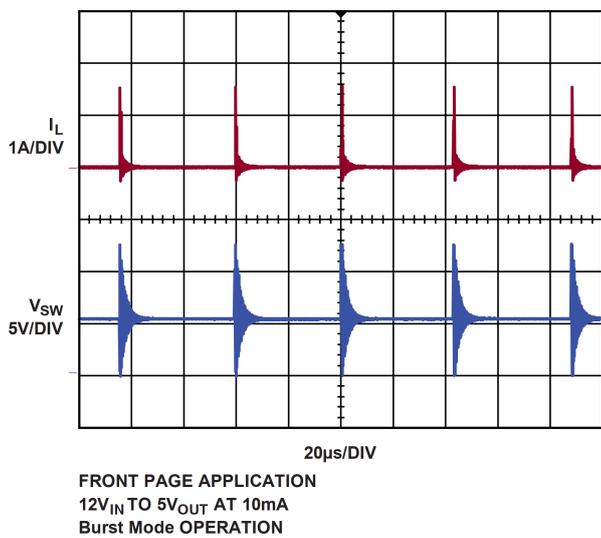


図 38. スイッチング波形、Burst Mode 動作時

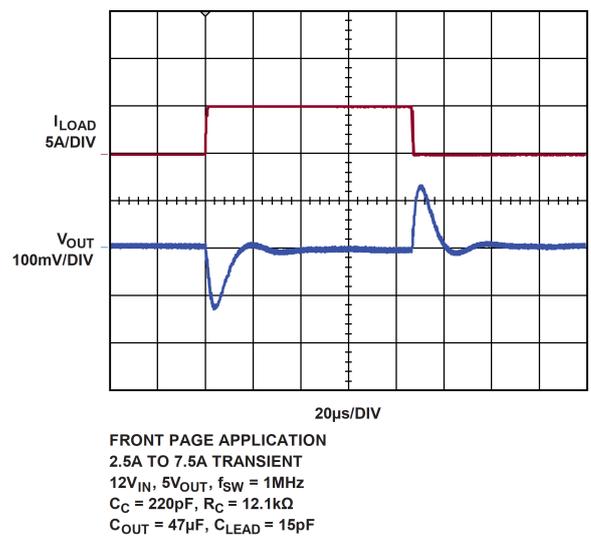
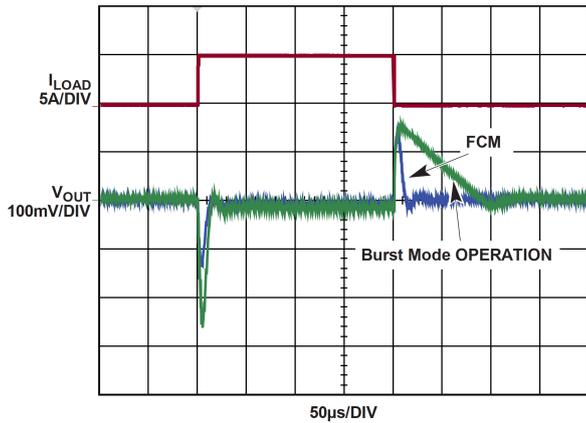


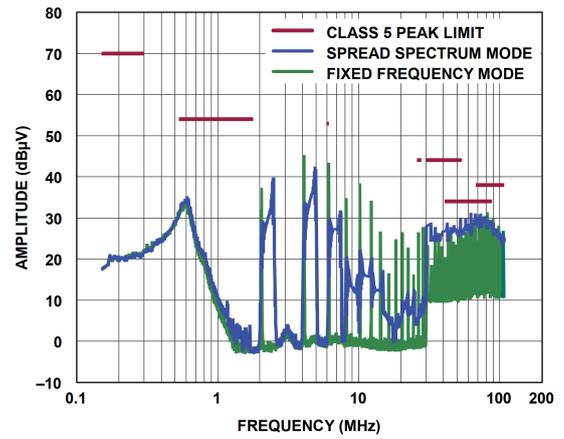
図 39. 過渡応答、2.5A~7.5A 負荷ステップ



FRONT PAGE APPLICATION
 $12V_{IN}$, $5V_{OUT}$, $f_{SW} = 1MHz$
 $C_C = 220\mu F$, $R_C = 12.1k\Omega$
 $C_{OUT} = 47\mu F$, $C_{LEAD} = 15pF$

040

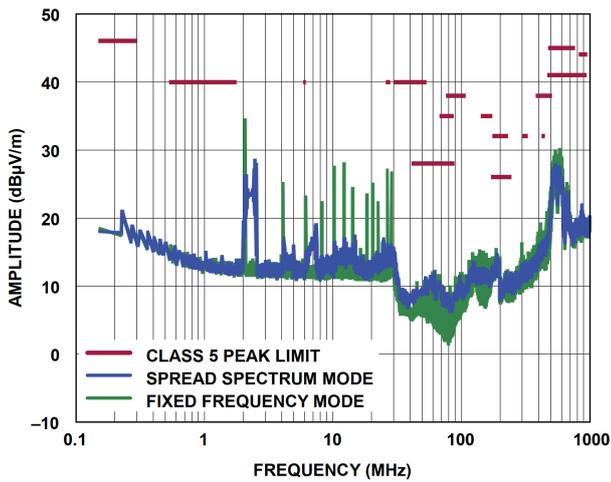
図 40. 過渡応答、100mA~5.1A 負荷ステップ



DC2929A DEMO BOARD
 (WITH EMI FILTER INSTALLED)
 14V INPUT TO 3.3V OUTPUT AT 10A, $f_{SW} = 2MHz$

141

図 41. 伝導 EMI 性能
 (CISPR25 伝導妨害波テスト、Class 5 ピーク限界値)



DC2929A DEMO BOARD
 (WITH EMI FILTER INSTALLED)
 14V INPUT TO 3.3V OUTPUT AT 10A, $f_{SW} = 2MHz$

143

図 42. 放射 EMI 性能
 (CISPR25 放射妨害波テスト、Class 5 ピーク限界値)

ブロック図

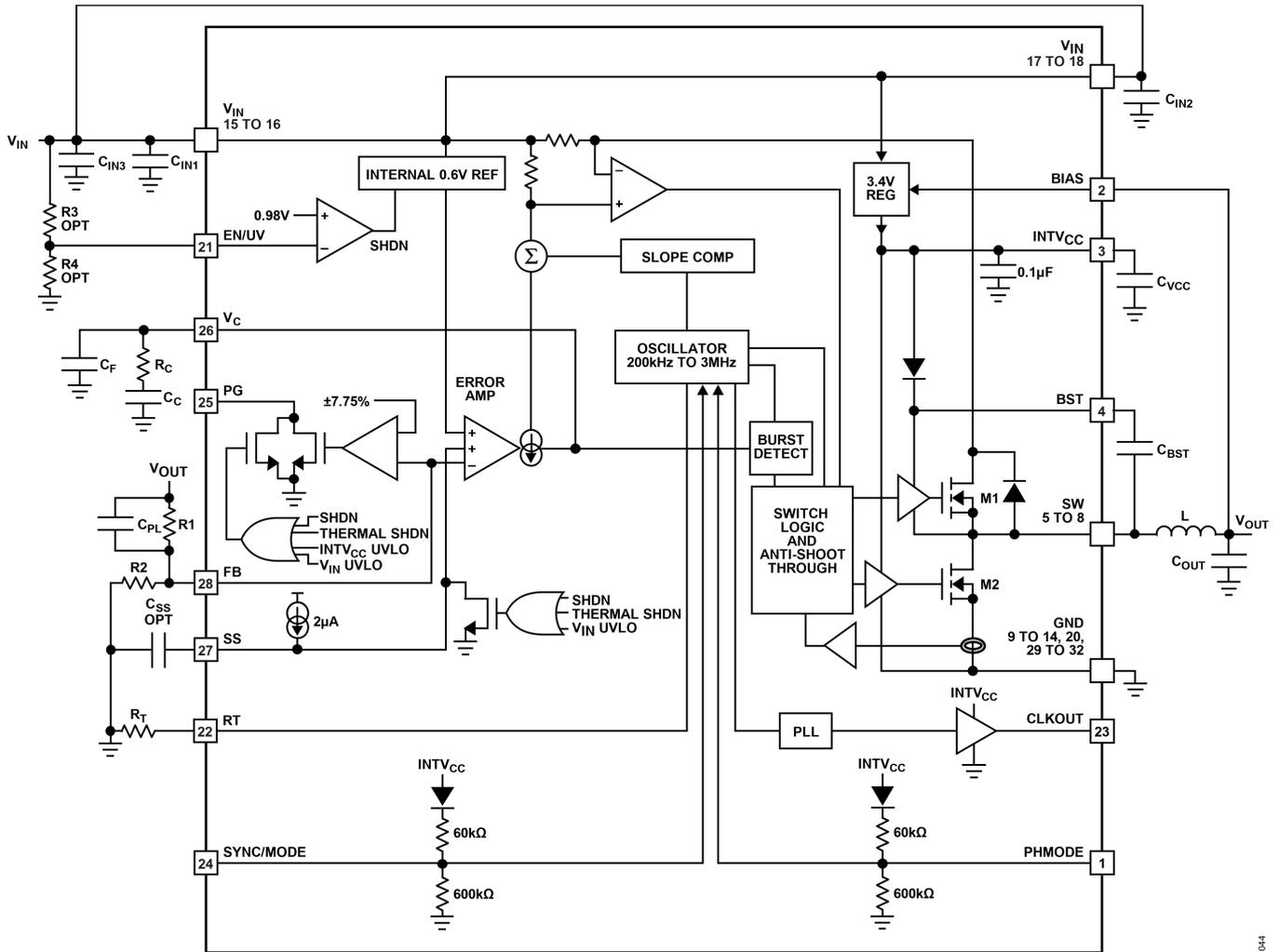


図 43. ブロック図

動作原理

LT8638-2 は、モノリシック、固定周波数の電流モード降圧 DC/DC コンバータです。RT ピンの抵抗を使って周波数を設定された発振器が、各クロック・サイクルの開始時点で内蔵の上側パワー・スイッチをオンにします。インダクタを流れる電流は上側スイッチの電流コンパレータがトリップするまで増加し、トリップすると上側パワー・スイッチがオフになります。上側スイッチがオフになるときのピーク・インダクタ電流は、内部 VC ノードの電圧によって制御されます。エラー・アンプは、V_{FB} ピンの電圧と 0.6V の内部リファレンスを比較することによって、VC ノードをサーボ制御します。負荷電流が増加すると、帰還電圧はリファレンスと比較して低くなるので、平均インダクタ電流が新たな負荷電流に釣り合うまで、エラー・アンプが VC の電圧を上昇させます。上側パワー・スイッチがオフになると、次のクロック・サイクルが始まるまで (Burst Mode の場合はインダクタ電流が 0 になるまで) 同期パワー・スイッチがオンになります。過負荷状態となって下側スイッチに流れる電流が 15.5A を超えると、スイッチ電流が安全なレベルに戻るまで次のクロック・サイクルの開始が遅延されます。

EN/UV ピンがローになると LT8638-2 はシャットダウンし、入力から供給される電流が約 6 μ A になります。EN/UV ピンが 0.98V を超えると、スイッチング・レギュレータがアクティブになります。

軽負荷時の効率を最適化するため、LT8638-2は軽負荷状態では Burst Mode で動作します。バーストとバーストの間では出力スイッチの制御に関連するすべての回路がシャットダウンされ、入力電源電流が $125\mu\text{A}$ に減少します (BIAS = 0)。標準的なアプリケーションの場合、無負荷状態のレギュレーションで消費される入力電源電流は $90\mu\text{A}$ ($V_{\text{IN}} = 12\text{V}$ 、BIAS = $5V_{\text{OUT}}$) です。Burst Mode 動作を使用するには、SYNC/MODE ピンをローに接続します。フロート状態にすると、強制連続モード (FCM) になります。SYNC/MODE ピンにクロックを入力すると、デバイスは外部クロック周波数に同期して FCM で動作します。

LT8638-2 を FCM で動作させると、広い負荷範囲にわたって高速過渡応答を得ることができ、最大周波数での動作が可能です。FCM では発振器が連続的に動作し、正の SW 遷移がクロックに同期されます。負のインダクタ電流も許容されます。このモードでは、LT8638-2 が出力から電流をシンクしてその電荷を入力に戻せるので、負荷ステップ過渡応答が改善されます。

LT8638-2 は、EMI を改善するためにスペクトラム拡散モードで動作させることができます。この機能は、+24%の三角波周波数変調によってクロックを変化させるものです。例えば、LT8638-2 の周波数を 2MHz でスイッチングするように設定した場合、スペクトラム拡散モードでは 2MHz~約 2.5MHz の範囲で発振器が変調されます。強制連続モードでスペクトラム拡散変調をイネーブルするには、SYNC/MODE ピンを INTV_{CC} (または 3V を超える電圧) に接続して、ハイにする必要があります。

すべての負荷に対する効率を改善するために、バイアス電圧が 3.3V 以上の場合、内部回路への電源電流を BIAS ピンから供給できます。そうでない場合は、内部回路には V_{IN} から電流が流れ込みます。LT8638-2 の出力を 3.3V~25V に設定する場合は、BIAS ピンを V_{OUT} に接続してください。

V_C ピンを使用すれば、事前に設定されたスイッチング周波数に基づいてスイッチング・レギュレータのループ補償を最適化できるので、高速過渡応答に対応することができます。また、V_C ピンと CLKOUT ピンを使用すれば、複数の LT8638-2 レギュレータを位相シフトを付けてインターリーブ動作させ、必要な入力コンデンサと出力コンデンサの量を減らすことができます。PHMODE ピンは、様々なマルチフェーズ・アプリケーションに合わせて CLKOUT の位相設定を選択します。

出力電圧の変動幅が設定値の $\pm 7.75\%$ (代表値) を超える場合や、フォルト状態が存在する場合は、FB ピン電圧をモニタするコンパレータが PG ピンをローにします。

FB ピンの電圧がローの場合は、発振器が LT8638-2 の動作周波数を下げます。この周波数フォールドバック機能は、起動時や過電流状態時に出力電圧が設定値より低くなった場合に、インダクタ電流を制御する助けとなります。SYNC/MODE ピンにクロックを入力した場合、SYNC/MODE ピンをフローティング状態にした場合、または DC ハイに保持した場合は、周波数フォールドバック機能が無効化され、スイッチング周波数が低下するのは過電流状態のときのみになります。

アプリケーション情報

低 EMI の PCB レイアウト

LT8638-2 は EMI 放射を最小限に抑えて、高周波数でのスイッチング時に最大限の効率を得られるよう特別に設計されています。LT8638-2 の性能を最大限に引き出すには、複数の V_{IN} バイパス・コンデンサを使用する必要があります。

$1\mu\text{F}$ の小型コンデンサ 2 個を LT8638-2 のできるだけ近くに配置します。この場合、デバイスの両側に 1 個ずつ配置します (C_{IN1}、C_{IN2})。値のより大きな ($4.7\mu\text{F}$ 以上) 3 個目のコンデンサを、C_{IN1} または C_{IN2} の近くに置いてください。

推奨 PCB レイアウトについては [図 44](#) を参照してください。

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、LT8638-2 のデモ・ボード・ガイドを参照してください。

LT8638-2 の V_{IN} ピンと GND ピン、および入力コンデンサには大きいスイッチ電流が流れるので、注意が必要です。また、入力コンデンサによって形成されるループは、V_{IN} ピンと GND ピンに隣接させてコンデンサを置くことにより、できるだけ小さくする必要があります。0603 などのケース・サイズの小さい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。

入力コンデンサは、インダクタや出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グランド・プレーンを、表面層に最も近い層でアプリケーション回路の下に配置します。SW ノードと BOOST ノードはできるだけ小さくします。最後に、FB ノードと RT ノードを小さくしておくことで、グランド・プレーンがそれらのノードをシールドして、SW ノードと BOOST ノードからの影響を受けないようにします。パッケージから周囲へ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 PCB 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、GND からのグランド・プレーンをできるだけ広くして、回路基板内と底面側の広がった電源グランド・プレーンにサーマル・ビアを追加します。

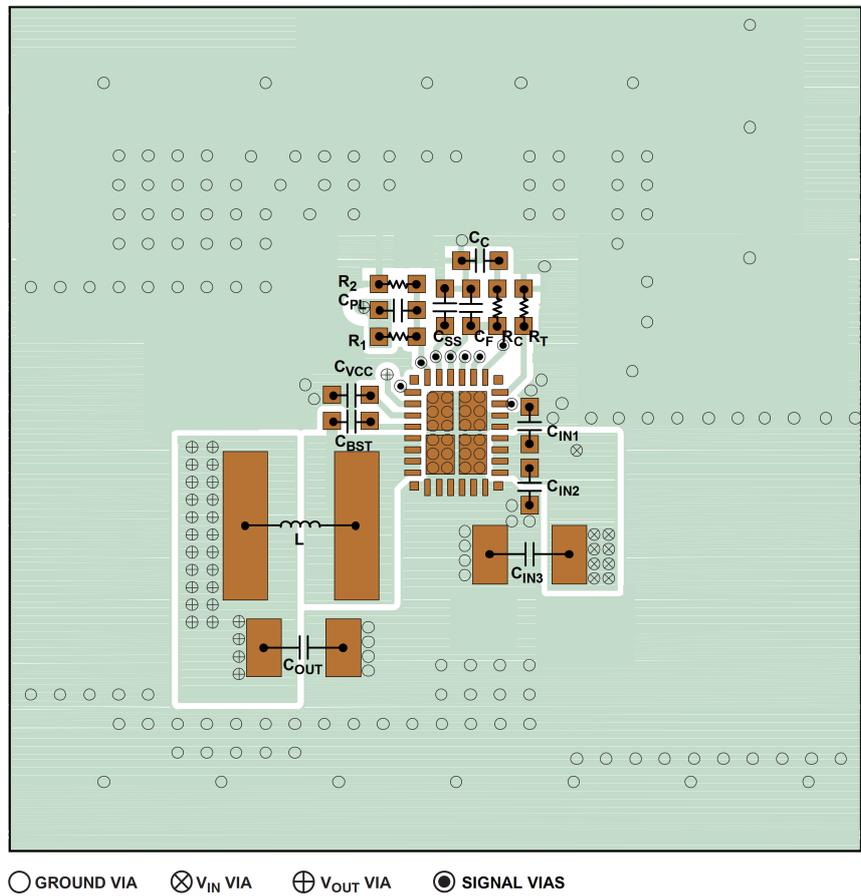


図 44. 推奨 PCB レイアウト

Burst Mode 動作

軽負荷時の効率を上げるために、LT8638-2 は低リップルの Burst Mode で動作します。このモードは、入力静止電流と出力電圧リップルを最小限に抑えながら、出力コンデンサを必要な出力電圧まで充電した状態に保ちます。Burst Mode 動作では、LT8638-2 は単発の小電流パルスを出力コンデンサに送り、その後はスリープ期間とします。スリープ期間内の出力電力は出力コンデンサから供給されます。スリープ・モード時に LT8638-2 が消費する電流は 125 μ A です。

出力負荷が減少するにつれ、単発電流パルスの周波数は低下し（図 45 を参照）、LT8638-2 がスリープ・モードになっている時間の比率は増加します。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。パルスの間隔を最大限まで延ばすことにより、出力負荷のない場合、標準的なアプリケーションでは静止電流が 90 μ A に近付きます。したがって、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。

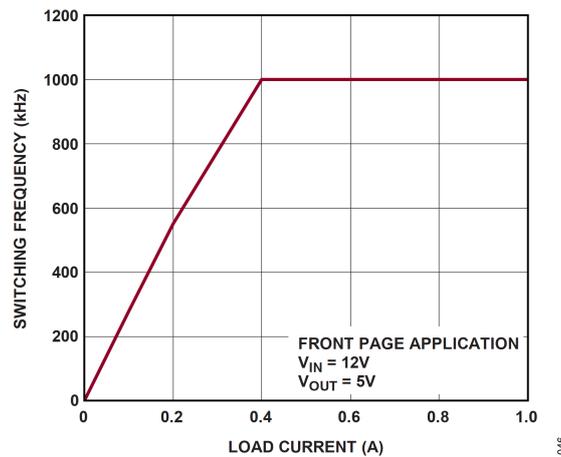


図 45. スイッチング周波数と負荷の関係 (Burst Mode 動作時)

軽負荷時の効率を向上させるには、各パルス間で LT8638-2 がより長くスリープ・モードに留まることができるように、Burst Mode 動作時の小さい単発パルスで、より多くのエネルギーを出力に供給する必要があります。これは値の大きいインダクタ (4.7μH) を使用することによって実現できますが、インダクタ選択時のスイッチング周波数とは別に考える必要があります。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、より低い値のインダクタを通常は使用しますが、軽負荷時の効率を上げたい場合は高い値のインダクタを選ぶ必要があります。代表的な性能特性のグラフを参照してください。

Burst Mode 動作時は (図 46 に示すように) 上側スイッチの電流制限値が約 2A なので、出力電圧リップルは小さくなります。出力容量を大きくすると、それに応じて出力リップルは小さくなります。負荷がゼロから徐々に増加するにつれ、スイッチング周波数も増加しますが、図 45 に示すように、RT ピンの抵抗によって設定された値が上限値となります。

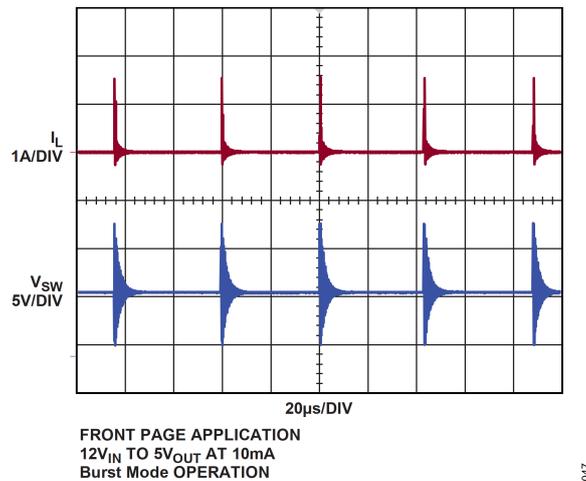


図 46. Burst Mode 動作

LT8638-2 が設定周波数に達するときの出力負荷は、入力電圧、出力電圧、およびインダクタの選択によって変わります。低リップルの Burst Mode 動作を選択するには、SYNC/MODE ピンを 0.7V 未満の電圧に接続します (グラウンドまたはロジック・ローのどちらかとすることができます)。

連続強制モード

LT8638-2 を強制連続モード (FCM) で動作させると、広い負荷範囲にわたって高速過渡応答を得ることができます。また、最大周波数での動作が可能です。FCM では発振器が連続的に動作し、正の SW 遷移がクロックに同期されます。軽負荷時や大きなトランジェント状態時には、負のインダクタ電流が許容されます。このモードでは、LT8638-2 が出力から電流をシンクしてその電荷を入力に戻せるので、負荷ステップ過渡応答が改善されます (図 47 参照)。軽負荷時には FCM 動作の方が Burst Mode 動作より効率が低下しますが、スイッチング高調波が信号帯域内に入らないようにする必要のあるアプリケーションには、FCM の方が適している場合があります。出力に電流をシンクさせる必要がある場合は FCM を使用してください。FCM をイネーブルするには、SYNC/MODE ピンをフロート状態にします。このピンのリーク電流は $1\mu\text{A}$ 未満とする必要があります。内部ブルアップ抵抗とブルダウン抵抗についてはブロック図を参照してください。

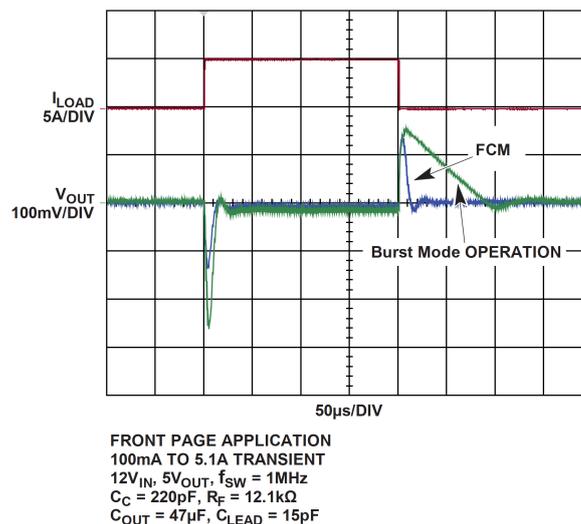


図 47. 強制連続モード使用時と未使用時の LT8638-2 の負荷ステップ過渡応答

V_{IN} ピンが $37V$ より高い場合、または FB ピンが帰還リファレンス電圧より 7.75% 高い電圧に保持されている場合、FCM は無効化されます。また、ソフトスタート時も、ソフトスタート・コンデンサが完全に充電されるまで FCM は無効化されます。このような形で FCM が無効化された場合は、負のインダクタ電流が許容されず、LT8638-2 はパルススキッピング・モードで動作します。

スペクトラム拡散モード

LT8638-2 は、EMI の放出を更に減らすためにスペクトラム拡散動作をサポートしています。スペクトラム拡散動作を有効化するには、SYNC/MODE ピンを $INTV_{CC}$ (または $3V$ を超える電圧) に接続してハイにします。このモードでは三角波周波数変調を使用し、RT によって設定された値から、その値より約 24% 高い値までの範囲で、スイッチング周波数を変化させます。変調周波数は約 3kHz です。例えば、LT8638-2 を 2MHz に設定すると、周波数は 2MHz ~ 約 2.5MHz の範囲を 3kHz の周期で変化します。スペクトラム拡散動作を選択すると Burst Mode 動作がディスエーブルされ、デバイスは強制連続モードで動作します。

同期

LT8638-2 の発振器を外部周波数に同期させるには、SYNC/MODE ピンに矩形波を接続します。この矩形波は、最小オン時間と最小オフ時間が 50ns 以上で、振幅の谷が $0.7V$ 未満、山が $1.5V$ を超える (最大 $6V$) ものとする必要があります。

LT8638-2 は、外部クロックに同期しているときは低出力負荷でも Burst Mode 動作にならず、強制連続モードで動作してレギュレーションを維持します。LT8638-2 は 200kHz ~ 3MHz の範囲で同期できます。RT 抵抗は、LT8638-2 のスイッチング周波数が同期入力周波数の最小値以下となるように選ぶ必要があります。例えば、同期信号が 500kHz 以上になる場合は、スイッチング周波数が 500kHz となるように RT を選択します。スロープ補償は RT の値によって設定されますが、低調波発振を防ぐのに必要な最小スロープ補償は、インダクタのサイズ、入力電圧、および出力電圧によって決まります。同期周波数によってインダクタ電流波形のスロープが変化するわけではないため、インダクタが、RT で設定される周波数での低調波発振を防ぐのに十分な大きさであれば、スロープ補償は全同期周波数に対して十分なものとなります。

FB の抵抗ネットワーク

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。抵抗値は式 1 に従って選択します。

$$R1 = R2 \left(\frac{V_{OUT}}{0.6V} - 1 \right) \quad (1)$$

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。出力電圧の精度を確保するために、1%の抵抗を推奨します。

大きい FB 抵抗を使用する場合は、4.7pF~47pF の進相コンデンサを V_{OUT} と FB の間に接続してください。

スイッチング周波数の設定

LT8638-2 は固定周波数の PWM アーキテクチャを採用しており、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、200kHz~3MHz の範囲でスイッチングするように設定できます。目的のスイッチング周波数に必要な RT の値を表 4 に示します。

目的のスイッチング周波数を得るために必要な RT 抵抗の値は、式 2 を使って計算できます。

$$R_T = \frac{44.8}{f_{SW}} - 5.9$$

ここで R_T の単位は $k\Omega$ です。また、 f_{SW} は目的のスイッチング周波数で単位は MHz です。

表 4. スwitching周波数と R_T 値の関係

f_{SW} (MHz)	R_T (k Ω)
0.2	226
0.3	143
0.4	105
0.5	82.5
0.6	66.5
0.7	56.2
0.8	48.7
1.0	38.3
1.2	31.6
1.4	26.1
1.6	22.1
1.8	19.1
2.0	16.9
2.2	15.4
3.0	10.5

動作周波数の選択とトレードオフ

動作周波数の選択は、効率、部品サイズ、入力電圧範囲のトレードオフになります。高周波数動作の利点はインダクタとコンデンサの値を小さくできることで、短所は効率が低く入力電圧範囲が狭いことです。

アプリケーションの最大スイッチング周波数 ($f_{\text{SW(MAX)}}$) は次式で計算できます。

$$f_{\text{SW(MAX)}} = \frac{V_{\text{OUT}} + V_{\text{SW(BOT)}}}{t_{\text{ON(MIN)}}(V_{\text{IN}} - V_{\text{SW(TOP)}} + V_{\text{SW(BOT)}})} \quad (3)$$

ここで、 V_{IN} は入力電圧 (代表値)、 V_{OUT} は出力電圧、 $V_{\text{SW(TOP)}}$ と $V_{\text{SW(BOT)}}$ は内蔵スイッチの電圧降下 (最大負荷時でそれぞれ約 0.2V と約 0.08V)、 $t_{\text{ON(MIN)}}$ は上側スイッチの最小オン時間です (電气的特性を参照)。式 3 は、高い $V_{\text{IN}}/V_{\text{OUT}}$ 比に対応するには、スイッチング周波数を下げる必要があることを示しています。

トランジェント動作では、 R_T の値によらず V_{IN} が絶対最大定格の 42V まで上昇する可能性があります。しかし、LT8638-2 は必要に応じてスイッチング周波数を下げてインダクタ電流の制御を維持し、安全な動作を確保します。

LT8638-2 は約 99% の最大デューティサイクルに対応でき、 $V_{\text{IN}} \sim V_{\text{OUT}}$ 間のドロップアウト電圧は上側スイッチの $R_{\text{DS(ON)}}$ によって制限されます。このモードでは、LT8638-2 はスイッチ・サイクルをスキップするので、スイッチング周波数は R_T で設定した周波数より低くなります。

$V_{\text{IN}}/V_{\text{OUT}}$ 比が低い場合に設定スイッチング周波数からの偏差を許容できないようなアプリケーションでは、式 4 を使ってスイッチング周波数を設定します。

$$V_{\text{IN(MIN)}} = \frac{V_{\text{OUT}} + V_{\text{SW(BOT)}}}{1 - f_{\text{SW}} \times t_{\text{OFF(MIN)}}} - V_{\text{SW(BOT)}} + V_{\text{SW(TOP)}} \quad (4)$$

ここで、 $V_{\text{IN(MIN)}}$ はサイクルをスキップしない場合の最小入力電圧、 V_{OUT} は出力電圧、 $V_{\text{SW(TOP)}}$ と $V_{\text{SW(BOT)}}$ は内部スイッチの電圧降下 (最大負荷時でそれぞれ約 0.2V と約 0.08V)、 f_{SW} は (R_T によって設定された) スwitchング周波数、 $t_{\text{OFF(MIN)}}$ は最小スイッチ・オフ時間です。スイッチング周波数が高くなると、最小入力電圧の値も高くなることに注意してください。入力電圧が最小値未満になると、デューティサイクルを上げるためにサイクル数が減少します。

インダクタの選択と最大出力電流

LT8638-2 は、アプリケーションの出力負荷条件に基づいてインダクタを選択できるようにすることで、ソリューション・サイズを最小限に抑えるように設計されています。LT8638-2 は、高速ピーク電流モード・アーキテクチャの採用により、過負荷時や短絡時にインダクタが飽和した状態になっても安全な動作を確保することができます。

インダクタ値の第一候補として妥当な値は、式 5 で得られます。

$$L = \left(\frac{V_{\text{OUT}} + V_{\text{SW(BOT)}}}{f_{\text{SW}}} \right) \times 0.2 \quad (5)$$

ここで、 f_{SW} はスイッチング周波数 (MHz)、 V_{OUT} は出力電圧、 $V_{\text{SW(BOT)}}$ は下側スイッチの電圧降下 (約 0.08V)、 L はインダクタの値 (μH) です。

過熱や効率低下を防ぐために、インダクタは、その実効電流定格値がアプリケーションの予想最大出力負荷より大きいものを選ぶ必要があります。更に、インダクタの飽和電流定格値 (通常は I_{SAT} と表します) は、負荷電流にインダクタ・リップル電流の 1/2 を加えた値 (式 6) より大きくなければなりません。

$$I_{L(\text{PEAK})} = I_{\text{LOAD}(\text{MAX})} + \frac{1}{2} \Delta I_L \quad (6)$$

ここで、 ΔI_L は式8で計算されるインダクタのリップル電流、 $I_{\text{LOAD}(\text{MAX})}$ はアプリケーションの最大出力負荷です。

簡単な例を挙げると、3Aの出力を必要とするアプリケーションでは、実効電流定格値が3Aより大きく、 I_{SAT} が4Aより大きいインダクタを使用します。過負荷状態または短絡状態が長時間に及ぶ場合は、インダクタの過熱を防ぐために、インダクタの実効電流定格の要求値が大きくなります。高い効率を保つには、直列抵抗 (DCR) を $8\text{m}\Omega$ より小さくし、コア材を高周波アプリケーション向けのものにする必要があります。

LT8638-2 は、スイッチとシステムを過負荷によるフォルトから保護するために、ピーク・スイッチ電流を制限します。上側スイッチの電流制限値 (I_{LIM}) は低デューティサイクルでは 20A ですが、そこから直線的に減少して、 $\text{DC} = 0.8$ では 15A になります。したがって、インダクタの値は目的の最大出力電流 ($I_{\text{OUT}(\text{MAX})}$) を供給するのに十分な大きさにする必要があります。この電流は、スイッチ電流制限値 (I_{LIM}) とリップル電流の関数です (式7)。

$$I_{\text{OUT}(\text{MAX})} = I_{\text{LIM}} - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (7)$$

インダクタのピーク to ピーク・リップル電流は、式8を使って計算できます。

$$\Delta I_L = \frac{V_{\text{OUT}}}{L \times f_{\text{SW}}} \times \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}(\text{MAX})}} \right) \quad (8)$$

ここで、 f_{SW} はLT8638-Sのスイッチング周波数、 L はインダクタの値です。

したがって、LT8638-2 が供給できる最大出力電流は、スイッチ電流制限値、インダクタの値、および入力電圧と出力電圧に依存します。目的のアプリケーションで使用するスイッチング周波数と最大入力電圧が決まっている場合で、インダクタのリップル電流が最大出力電流 ($I_{\text{OUT}(\text{MAX})}$) に対して不十分な場合は、インダクタの値を大きくしなければならないことがあります。

軽負荷時の効率を向上させるには、各パルス間でLT8638-2がより長くスリープ・モードに留まることができるように、Burst Mode動作時の小さい単発パルスで、より多くのエネルギーを出力に供給する必要があります。これは値の大きいインダクタ ($4.7\mu\text{H}$) を使用することによって実現できますが、インダクタ選択時のスイッチング周波数とは別に考える必要があります。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、より低い値のインダクタを通常は使用しますが、軽負荷時の効率を上げたい場合は高い値のインダクタを選ぶ必要があります。代表的な性能特性のグラフを参照してください。

特定のアプリケーションに最適なインダクタは、この設計ガイドに示すものと異なる場合があります。インダクタの値が大きければ最大負荷電流は増加し、出力電圧リップルは減少します。必要な負荷電流が小さいアプリケーションではインダクタの値を小さくすることができ、LT8638-2 を大きいリップル電流で動作させることが可能です。したがって、物理的に小さいインダクタを使用するか DCR の小さいものを使用して、効率を高めることができます。ただし、インダクタンスが小さいと不連続モード動作になることがあり、最大負荷電流が更に減少するので注意が必要です。

最大出力電流と不連続動作の詳細については、アプリケーション・ノート44を参照してください。

デューティサイクルが50%を超える場合 ($V_{\text{OUT}}/V_{\text{IN}} > 0.5$) は、低調波発振を防ぐためにインダクタンスを最小限に抑える必要があります (式9)。詳細は、アプリケーション・ノート19を参照してください。

$$L_{\text{MIN}} = \frac{V_{\text{IN}}(2 \times \text{DC} - 1)}{5 \times f_{\text{SW}}} \quad (9)$$

ここで、DCはデューティサイクル比 ($V_{\text{OUT}}/V_{\text{IN}}$)、 f_{SW} はスイッチング周波数です。

入力コンデンサ

最大限の性能を得るには、LT8638-2 の V_{IN} を、少なくとも 3 個のセラミック・コンデンサでバイパスする必要があります。1 μ F の小型セラミック・コンデンサ 2 個 (C_{IN1} 、 C_{IN2}) をデバイスに近付けて配置してください。これらのコンデンサのサイズは 0402 または 0603 とします。2 個の直列入力コンデンサが必要なオートモーティブ・アプリケーションの場合は、小型の 0402 または 0603 コンデンサ 2 個を、LT8638-2 の両側にある V_{IN} ピンと GND ピンの近くに配置できます。

3 つ目の、4.7 μ F 以上の大きいセラミック・コンデンサは、 C_{IN1} または C_{IN2} の近くに配置します。詳細については、[低 EMI の PCB レイアウト](#) のセクションを参照してください。温度と入力電圧の変動に対して最高性能を発揮するために、X7R または X5R コンデンサを推奨します。

スイッチング周波数が低いほど、より大きな入力容量が必要になることに注意してください。入力電源のインピーダンスが高い場合、あるいは長い配線やケーブルによって大きなインダクタンスが存在する場合は、更に大きい容量が必要になることがあります。これには性能の高くない電解コンデンサを使用できます。

セラミック入力コンデンサは、パターンまたはケーブルのインダクタンスと組み合わせると、高品質の（不足減衰の）タンク回路を形成します。LT8638-2 の回路を通電状態の電源に接続すると、入力電圧に公称値の 2 倍のリングングが生じて、LT8638-2 の定格電圧を超えるおそれがありますが、この状況は簡単に回避できます（アプリケーション・ノート 88 を参照）。

出力コンデンサと出力リップル

出力コンデンサには 2 つの重要な役割があります。まず、インダクタと併用して、LT8638-2 によって生成される矩形波をフィルタ処理することで DC 出力を発生させます。この役割においては、コンデンサにより出力リップルが決まります。そのため、スイッチング周波数でのインピーダンスが低いことが重要です。2 つ目の役割は、トランジェントな負荷に対応できるようエネルギーを保存し、LT8638-2 の制御ループを安定させることです。セラミック・コンデンサは、等価直列抵抗 (ESR) が非常に低く、最高のリップル性能を提供します。適切な検討初期値については、[標準的応用例](#) のセクションを参照してください。

X5R または X7R タイプを用いると、低出力リップルで良好な過渡応答を実現できます。トランジェント性能は、出力コンデンサの値を大きくし、 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で改善できます。出力容量を大きくしても出力電圧リップルを低減できます。値の小さい出力コンデンサを使用するとスペースとコストが節約できますが、トランジェント性能が悪化し、ループ不安定の原因となる可能性があります。コンデンサの推奨値については、このデータシートの [標準的応用例](#) を参照してください。

コンデンサを選ぶときは、そのデータシートを十分に吟味し、関係する電圧バイアスと温度での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や、より高い電圧定格のコンデンサが必要になる場合があります。

セラミック・コンデンサ

セラミック・コンデンサは小型、堅牢で、ESR が非常に小さいコンデンサです。ただし、セラミック・コンデンサには圧電特性があるため、LT8638-2 に使用すると問題を引き起こすことがあります。Burst Mode 動作時の LT8638-2 のスイッチング周波数は、負荷電流に依存します。また、負荷が非常に小さい場合は、LT8638-2 がセラミック・コンデンサを可聴周波数で発振させて、可聴ノイズを発生することがあります。Burst Mode 時の LT8638-2 は低い電流制限値で動作するので、通常は非常に静かでノイズが気になることはありませんが、これが許容できない場合は、出力に高性能のタンタル・コンデンサか電解コンデンサを使用してください。低ノイズのセラミック・コンデンサを使用することもできます。

セラミック・コンデンサに関する最後の注意点は、LT8638-2 の最大入力電圧定格に関することです。既に述べたように、セラミック入力コンデンサはパターンやケーブルのインダクタンスと結合して、高品質の（不足減衰の）タンク回路を形成します。LT8638-2 の回路を通電状態の電源に接続すると、入力電圧に公称値の 2 倍のリングングが生じて定格値を超えてしまうおそれがありますが、この状況は簡単に回避できます（アプリケーション・ノート 88 を参照）。

イネーブル・ピン

LT8638-2 は EN ピンがローになるとシャットダウンされ、ハイになるとアクティブになります。EN コンパレータの立上がり閾値は 0.98V で、ヒステリシスは 40mV です。シャットダウン機能を使わない場合は、EN ピンを V_{IN} に接続できます。もしくは、シャットダウン制御が必要な場合はロジック・レベルに接続することも可能です。

V_{IN} と EN の間に抵抗分圧器を追加すると、 V_{IN} が目的の電圧より高くなった場合に限り LT8638-2 が出力をレギュレーションするように設定されます (ブロック図を参照)。通常、この閾値 $V_{IN(EN)}$ は、入力電源の電流が制限されている場合や、入力電源のソース抵抗が比較的高い場合に使われます。スイッチング・レギュレータは電源から一定の電力を引き出すため、電源電圧が低下するにつれて電源電流が増加します。これは電源からは負の抵抗負荷のように見えるため、電源電圧が低い条件下では、電源の電流が制限されたり、ローにラッチされたりすることがあります。 $V_{IN(EN)}$ 閾値は、この問題が生じる可能性があるような電源電圧でレギュレータが動作するのを防ぎます。この閾値は、式 10 を満たすように R3 と R4 の値を設定することによって調整できます。

$$V_{IN(EN)} = \left(\frac{R3}{R4} + 1 \right) \times 0.98V \quad (10)$$

この場合、LT8638-2 は V_{IN} が $V_{IN(EN)}$ より大きくなるまでオフのままになります。コンパレータにはヒステリシスがあるので、入力が $V_{IN(EN)}$ よりわずかに低くなるまでスイッチングは停止しません。

軽負荷電流の Burst Mode 動作時には、 $V_{IN(EN)}$ 抵抗回路を流れる電流が LT8638-2 の消費電源電流を簡単に超えてしまう可能性があるため、 $V_{IN(EN)}$ の抵抗を大きくして、軽負荷時の効率への影響を最小限に抑える必要があります。

INTV_{CC} レギュレータ

内部の低ドロップアウト (LDO) レギュレータは、ドライバと内部バイアス回路に電力を供給する 3.4V 電源を V_{IN} から生成します。このレギュレータは、1 μ F 以上のセラミック・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。INTV_{CC} は LT8638-2 の回路に十分な電流を供給できます。効率を上げるために、BIAS ピンの電圧が 3.1V 以上の場合は、内蔵 LDO に BIAS ピンから電流を流すこともできます。通常、BIAS ピンは LT8638-2 の出力、または 3.3V 以上の外部電源に接続できます。BIAS ピンを V_{OUT} 以外の電源に接続する場合は、ローカル・セラミック・コンデンサを接続してバイパスするようにしてください。BIAS ピンの電圧が 3.0V 未満の場合、内蔵 LDO は V_{IN} から流れ込む電流を消費します。入力電圧もスイッチング周波数も高く、 V_{IN} からの電流が内蔵 LDO に流れ込むアプリケーションでは、LDO での消費電力が大きいのでダイ温度が上昇します。INTV_{CC} ピンには外部負荷を接続しないでください。

周波数補償

ループ補償は安定性とトランジェント性能を決定し、 V_C ピンに接続する部品によって行われます。一般的には、グラウンドに直列に接続したコンデンサ (C_C) と抵抗 (R_C) が使われます。補償回路の設計は少々複雑で、最適値はアプリケーション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、補償回路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® または LTpowerCAD® によるシミュレーションが役に立つ場合があります。その後負荷電流、入力電圧、温度など、全動作条件について安定性を確認します。LT1375 のデータシートには、ループ補償に関する詳細な説明が記載されており、トランジェント負荷を使用した安定性のテスト方法も説明されています。

LT8638-2 の制御ループの等価回路を図 48 に示します。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 つのポールが生じます。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。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。

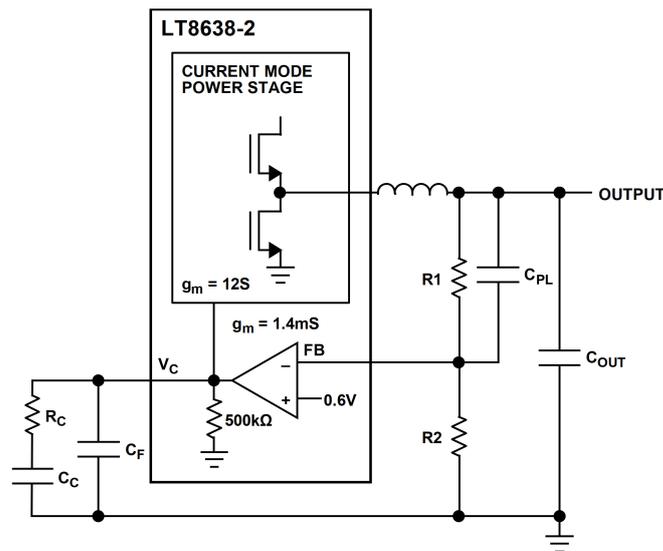


図 48. ループ応答のモデル

表 5 に、いくつかの標準的アプリケーションにおける参考補償値を示します。アプリケーションによっては、これらの値の微調整が必要になることもあります。すべてのアプリケーションが R1 = 100k を使用しています。

表 5. 補償値

V _{OUT}	f _{sw}	C _c	R _c	C _{OUT}	C _{PL}
3.3V	400k	820pF	8.87k	47μF × 3	33pF
3.3V	2M	220pF	12.1k	47μF × 2	15pF
5V	400k	820pF	9.31k	47μF × 3	33pF
5V	2M	220pF	13.7k	47μF	10pF

出力電圧のトラッキングとソフトスタート

LT8638-2 では、SS ピンによって出力電圧の上昇率を設定できます。SS ピンは 2μA の内部電流によって INTV_{CC} にプルアップされます。SS ピンにコンデンサを外付けすると、出力がソフトスタートするため、入力電源の電流サージを防ぐことができます。ソフトスタート時には、出力電圧は SS ピンの電圧に比例するように上昇します。出力トラッキング・アプリケーションの場合、SS は別の電圧源によって外部から駆動できます。0V~1V の範囲では、エラー・アンプに入力される 0.6V 内部リファレンスより SS ピンの電圧の方が優先されるので、FB ピン電圧は SS ピン電圧の関数としてレギュレーションされます。代表的な性能特性のグラフを参照してください。SS が 1V を超えると、トラッキングはディスエーブルされ、帰還電圧は内部リファレンス電圧にレギュレーションされます。この機能が不要な場合は、SS ピンをフロート状態のままにしておくことができます。

SS ピンにはアクティブなプルダウン回路が接続されており、この回路は、フォルト状態になると外付けのソフトスタート・コンデンサを放電し、フォルト状態が解消されると電圧の上昇を再開します。このようにソフトスタート・コンデンサを放電させる障害状態には、EN/UV ピンのローへの遷移、V_{IN} 電圧の過大な低下、またはサーマル・シャットダウンがあります。

多相動作

より多くの電流を必要とする出力負荷の場合は、複数の LT8638-2 デバイスを並列にして同じ出力に接続することができます。これを行うには、 V_C ピンと FB ピンを互いに接続し、それぞれの LT8638-2 の SW ノードを個々のインダクタを通じて共通の出力に接続します。CLKOUT 信号を後続の LT8638-2 の SYNC/MODE ピンに接続すれば、システム全体の周波数と位相の両方を揃えることができます。PHMODE ピンを GND ピンに接続すると、LT8638-2 の内部クロックと CLKOUT の間には 180° の位相差が生じます。これは 2 相動作に相当します。また、INTV_{CC} ピンに接続した場合は位相差 90° で 4 相動作、フロート状態のままにした場合は位相差 120° で 3 相動作になります。それぞれの LT8638-2 の PHMODE ピンを異なる電圧レベルにプログラムすることによって、位相シフトを付けて相互にインターリーブ動作させ、合計 12 位相を同時に並列で動作させることができます。FCM モード、スペクトラム拡散モード、同期モードでは、すべてのデバイスが同じ周波数で動作します。図 49 は 2 相アプリケーションの例で、2 つの LT8638-2 を並列に接続して、1 つの出力で最大 20A を供給できるようにしています。

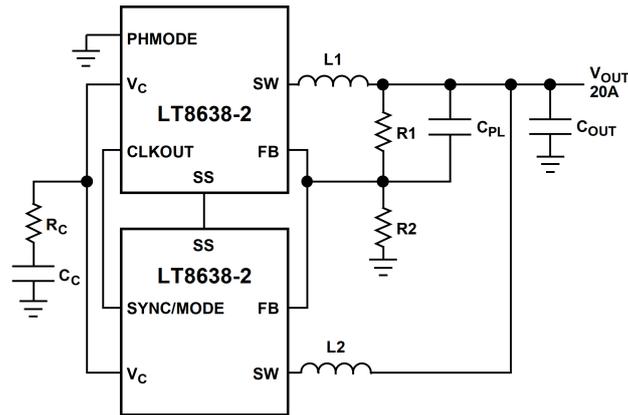


図 49. 2 つの LT8638-2 デバイスの並列接続

出力パワー・グッド

LT8638-2 デバイスの出力電圧がレギュレーション・ポイントの $\pm 7.75\%$ の枠内にある場合、出力電圧は正常な状態であると見なされ、オープン・ドレインの PG ピンが高インピーダンスになり、通常は外付け抵抗によりハイにプルアップされます。そうでない場合は、内部のプルダウン・デバイスにより、PG ピンがローになります。グリッチの発生を防ぐため、上側と下側の閾値には、共に 0.4% のヒステリシスが含まれています。 V_{IN} が $2.8V$ より高い場合は PG が有効です。

PG ピンは以下のフォルト状態でも能動的にローになります。すなわち、EN/UV ピンが $0.98V$ 未満になった場合、INTV_{CC} が低くなりすぎた場合、 V_{IN} が低くなりすぎた場合、あるいはサーマル・シャットダウンが発生した場合です。

短絡保護と逆入力保護

LT8638-2 は出力短絡に耐えることができます。出力短絡や出力電圧低下時の保護には複数の機能が使われています。1 つ目はスイッチング周波数のフォールドバックで、この機能は、出力が設定値より低くなった場合にインダクタ電流制御を維持するために使われます。2 つ目は下側スイッチの電流モニターで、インダクタ電流が安全なレベルを超えた場合は、インダクタ電流が安全なレベルに減少するまで上側スイッチのスイッチングが遅延されます。

周波数フォールドバック動作は SYNC ピンの状態によって決まります。SYNC ピンがローの場合、出力電圧が設定レベルより低くなると、スイッチング周波数が低下します。SYNC ピンをクロック源に接続するか、フローティング状態にするか、またはハイに接続すると、LT8638-2 はフォールドバックを行わずに設定周波数を維持し、インダクタ電流が安全なレベルを超えた場合のみスイッチング速度を低下させます。

LT8638-2 への入力がない場合に出力が高い電圧に保たれるシステムでは、考慮すべき状況がもう 1 つあります。このような状態となる可能性があるのは、バッテリー電源や他の電源が LT8638-2 の出力にダイオード OR 接続されている、バッテリー充電アプリケーションやバッテリー・バックアップ・システムです。 V_{IN} ピンをフロート状態にできる場合に、(ロジック信号によって、あるいは V_{IN} に接続することによって) EN ピンがハイに保持されていると、LT8638-2 デバイスの内部回路には SW ピンを通じて静止電流が流れます。システムがこの状態で数 μA の電流を許容できる場合は、このことが問題になることはありません。EN ピンを接地している場合、SW ピンの電流は $6\mu A$ 近くまで減少します。しかし、出力を高い値に保持した状態で V_{IN} ピンを接地すると、EN ピンの状態に関係なく、出力から SW ピンと V_{IN} ピンを通して、LT8638-2 内部の寄生ボディ・ダイオードに電流が流れる可能性があります。図 50 に示すように V_{IN} ピンと EN/UV ピンを接続すれば、LT8638-2 は入力電圧が加わっているときのみ動作し、短絡入力や逆入力に対して保護されます。

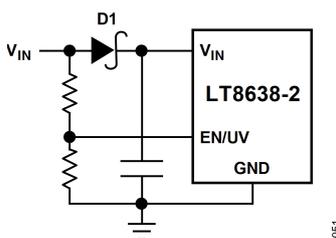


図 50. 逆 VIN 保護

熱に関する検討事項とピーク出力電流

周囲温度が高い場合は、PCB のレイアウトに注意を払い、LT8638-2 が十分放熱できるようにします。パッケージ底面にあるグラウンド・ピンは、グラウンド・プレーンにハンダ付けする必要があります。このグラウンド・プレーンは、その下にある広い銅層にサーマル・ビアで接続してください。これらの層は LT8638-2 が発生する熱を拡散します。ビアを追加すれば、熱抵抗を更に小さくすることができます。周囲温度が最大ジャンクション温度の定格値に近づくにつれて、最大負荷電流をデレーティングする必要があります。LT8638-2 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。ダイ温度は、LT8638-2 の消費電力に、ジャンクションから周囲への熱抵抗を乗じることによって計算できます。

内蔵の過熱保護機能が、LT8638-2 のジャンクション温度をモニタします。ジャンクション温度が約 175°C に達すると LT8638-2 はスイッチング動作を停止し、温度が約 10°C 低下するまでフォルト状態を示します。

LT8638-2 の温度上昇が最も大きくなるのは、高負荷、高 VIN、高スイッチング周波数の状態で動作させた場合です。与えられたアプリケーションにおけるケース温度が高すぎる場合は、VIN、スイッチング周波数、負荷電流のいずれかを減らせば、温度を許容可能なレベルまで下げることができます。図 51 の例は、VIN、スイッチング周波数または負荷電流を減らすことでケース温度の上昇をどのように管理できるかを示しています。

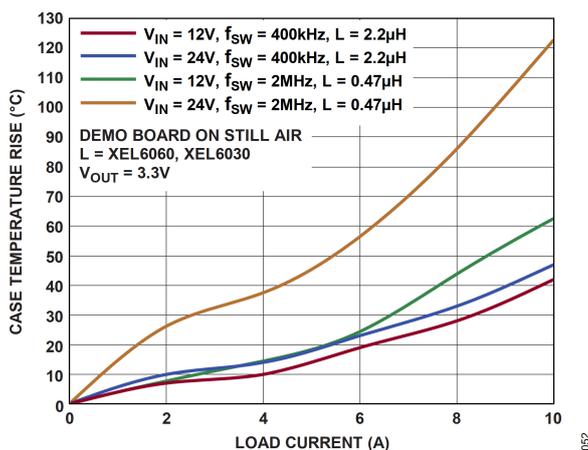


図 51. ケース温度の上昇

LT8638-2 の内部パワー・スイッチは、最大 12A のピーク出力電流を安全に供給できます。ただし、熱的な制約のため、12A の負荷を扱うことができるのは短時間に限られます。この時間は、ケース温度が最大ジャンクション定格値に近づく際の温度上昇率によって決まります。1kHz パルスの 12A 負荷とした場合のデューティサイクルによるケース温度上昇値の変化の例を、図 52 に示します。

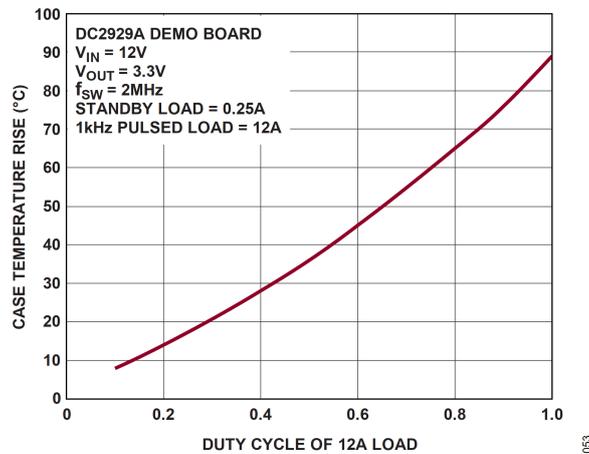


図 52. ケースの温度上昇と 12A パルス負荷の関係

LT8638-2 デバイスの上側スイッチ電流制限は、スロープ補償のために、デューティサイクルが高くなるにつれて減少します。このため、特定のアプリケーションで LT8638-2 が供給できるピーク出力電流も制限されます。代表的な性能特性のグラフを参照してください。

標準的応用例

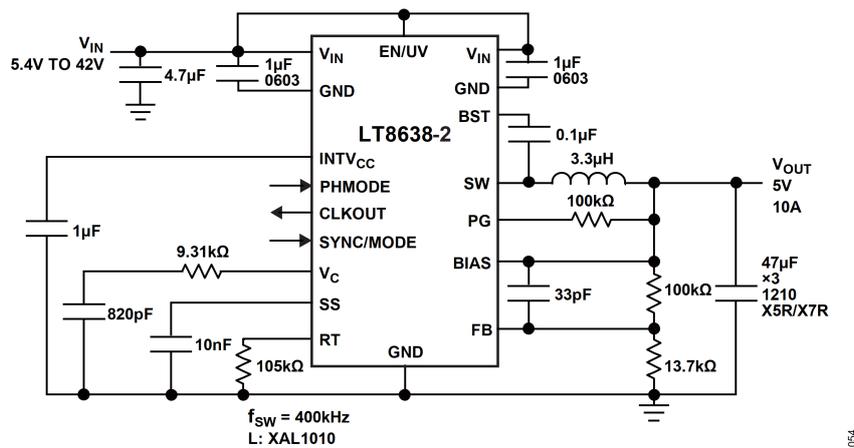


図 53. ソフトスタートおよびパワー・グッド機能を備えた 400kHz、5V/10A 降圧コンバータ

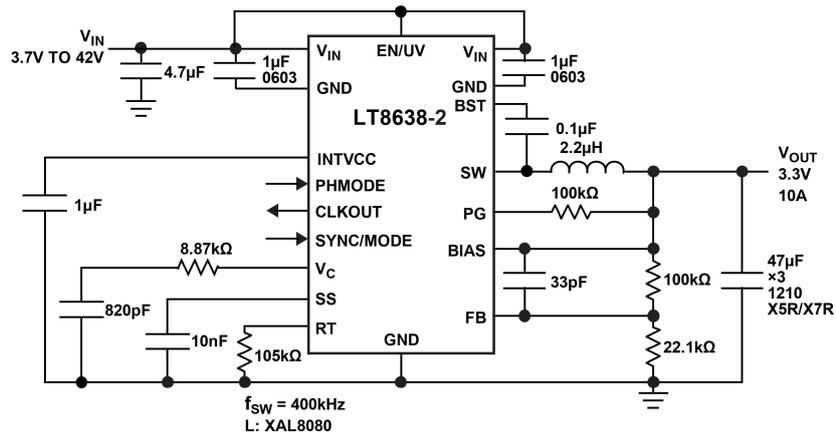


図 54. ソフトスタートおよびパワー・グッド機能を備えた 400kHz、3.3V/10A 降圧コンバータ

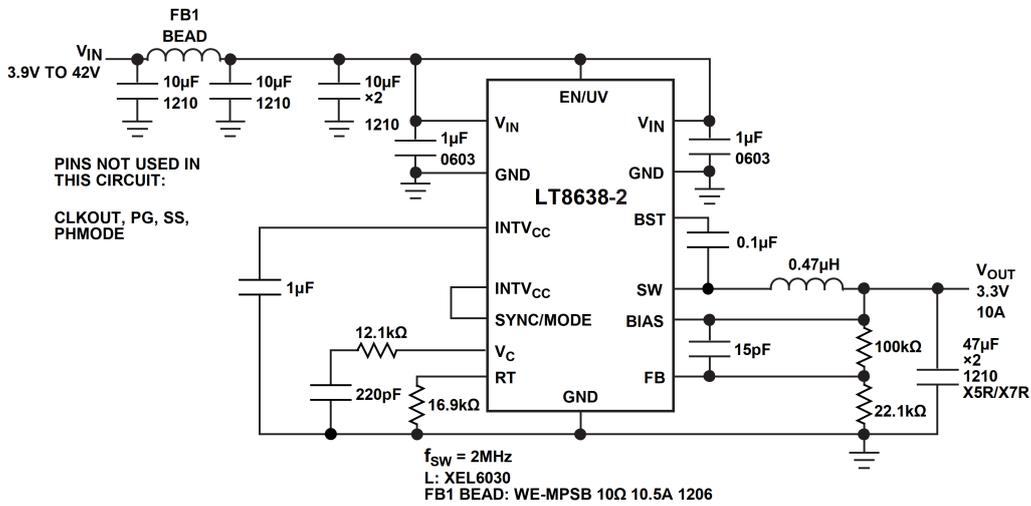


図 55. スペクトラム拡散機能を備えた超低 EMI の 3.3V/10A 降圧コンバータ

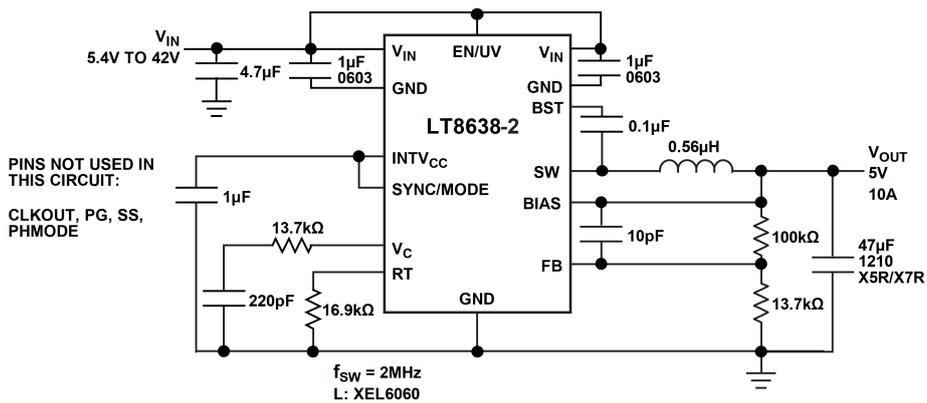


図 56. スペクトラム拡散機能を備えた 2MHz、5V/10A 降圧コンバータ

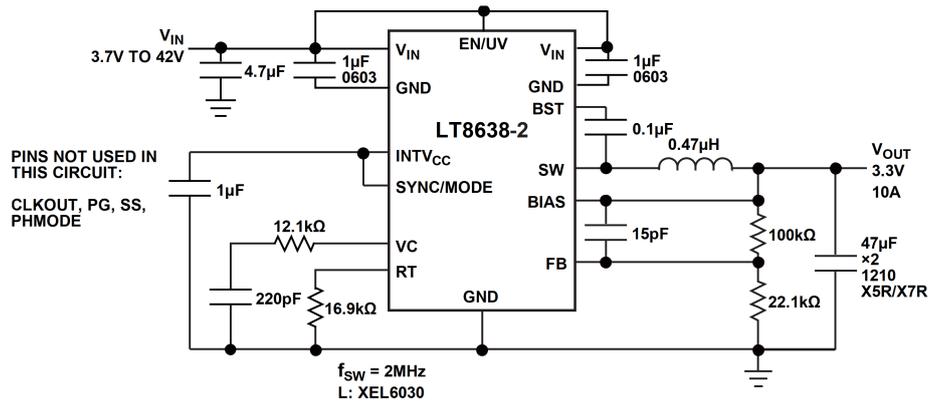


図 57. スペクトラム拡散機能を備えた 2MHz、3.3V/10A 降圧コンバータ

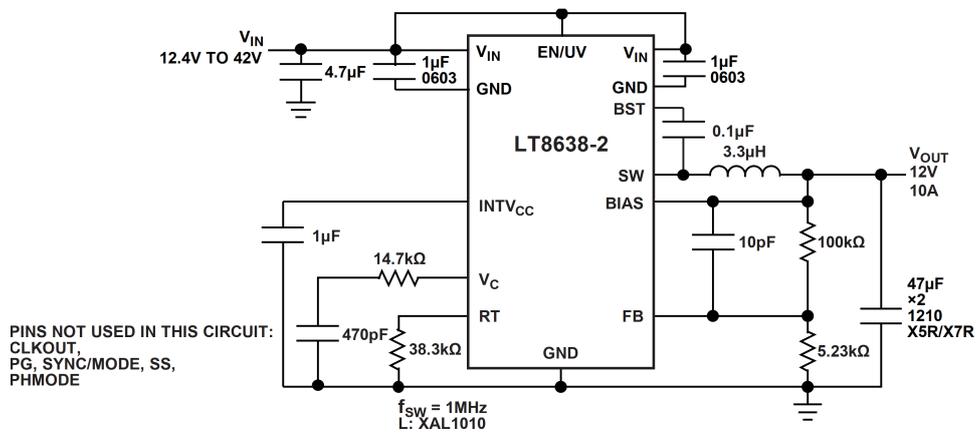


図 58. 1MHz、12V/10A 降圧コンバータ

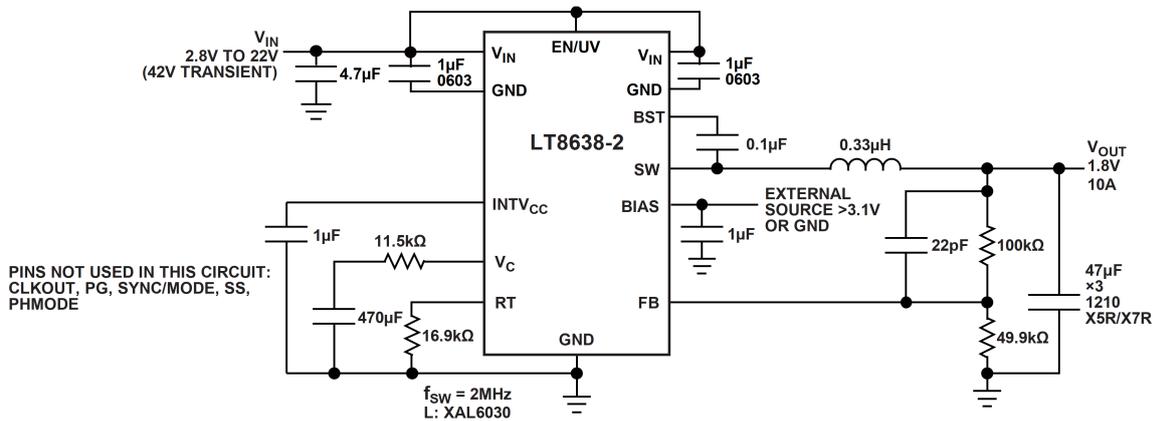


図 59. 2MHz、1.8V/10A 降圧コンバータ

パッケージの説明

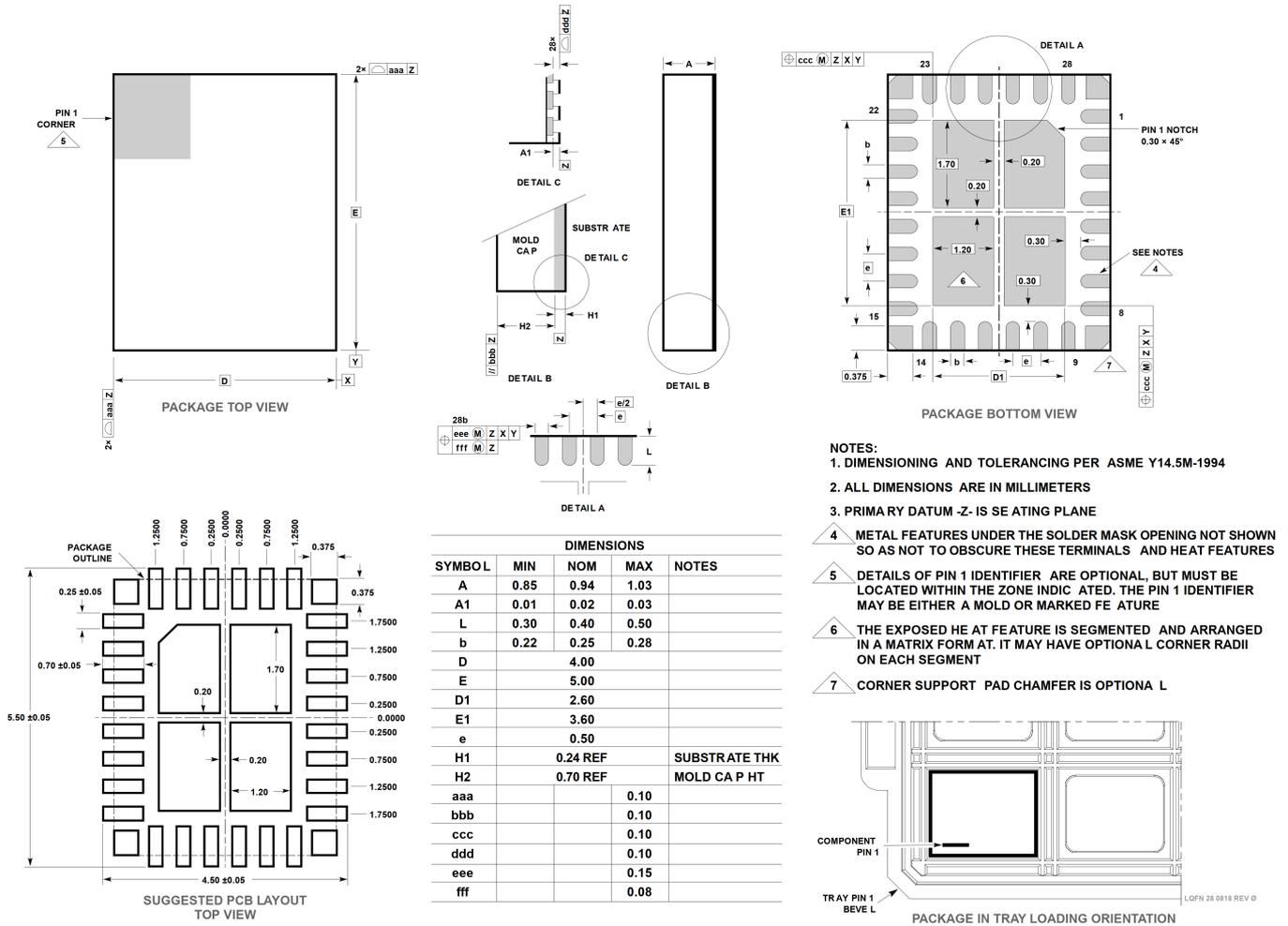


図 60. 外形寸法

関連製品

デバイス	説明	注釈
LT8638S	42V、10A/12A 同期整流式降圧 Silent Switcher 2	$V_{IN} = 2.8V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ 、 $I_Q = 100\mu A$ 、 $I_{SD} = 6\mu A$ 、 $5mm \times 4mm$ LQFN-28
LT8648S	42V、15A 同期整流式降圧 Silent Switcher 2	$V_{IN} = 3V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ 、 $I_Q = 100\mu A$ 、 $I_{SD} = 6\mu A$ 、 $7mm \times 4mm$ LQFN-36
LT8636	42V/5A 同期整流式降圧 Silent Switcher、 $I_Q = 2.5\mu A$	$V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、 $4mm \times 3mm$ LQFN-20
LT8640S/ LT8643S	42V/6A 同期整流式降圧 Silent Switcher 2、 $I_Q = 2.5\mu A$	$V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、 $4mm \times 4mm$ LQFN-24

LT8640/ LT8640-1	42V/5A、効率 96%、3MHz の同期整流式 MicroPower 降圧 DC/DC コンバータ、 $I_Q = 2.5\mu\text{A}$	$V_{IN} = 3.4\text{V} \sim 42\text{V}$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97\text{V}$ 、 $I_Q = 2.5\mu\text{A}$ 、 $I_{SD} < 1\mu\text{A}$ 、3mm × 4mm QFN-18
LT8650S	42V デュアル 4A 同期整流式降圧 Silent Switcher 2、 $I_Q = 6.2\mu\text{A}$	$V_{IN} = 3\text{V} \sim 42\text{V}$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8\text{V}$ 、 $I_Q = 6.2\mu\text{A}$ 、 $I_{SD} = 1.7\mu\text{A}$ 、4mm × 6mm LQFN-32
LT8653S	42V デュアル 2A 同期整流式降圧 Silent Switcher 2、 $I_Q = 6.2\mu\text{A}$	$V_{IN} = 3\text{V} \sim 42\text{V}$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8\text{V}$ 、 $I_Q = 6.2\mu\text{A}$ 、 $I_{SD} = 1.7\mu\text{A}$ 、4mm × 3mm LQFN-20
LT8652S	18V デュアル 8.5A 同期整流式降圧 Silent Switcher 2、 $I_Q = 16\mu\text{A}$	$V_{IN} = 3\text{V} \sim 18\text{V}$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.6\text{V}$ 、 $I_Q = 16\mu\text{A}$ 、 $I_{SD} = 6\mu\text{A}$ 、4mm × 7mm LQFN-36
LT8645S/ LT8646S	65V/8A 同期整流式降圧 Silent Switcher 2、 $I_Q = 2.5\mu\text{A}$	$V_{IN} = 3.4\text{V} \sim 65\text{V}$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97\text{V}$ 、 $I_Q = 2.5\mu\text{A}$ 、 $I_{SD} < 1\mu\text{A}$ 、4mm × 6mm LQFN-32
LT8641	65V/3.5A、効率 95%、3MHz の同期整流式 MicroPower 降圧 DC/DC コンバータ、 $I_Q = 2.5\mu\text{A}$	$V_{IN(MIN)} = 3\text{V}$ 、 $V_{IN(MAX)} = 65\text{V}$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.81\text{V}$ 、 $I_Q = 2.5\mu\text{A}$ 、 $I_{SD} < 1\mu\text{A}$ 、3mm × 4mm QFN-18
LT8609S	42V/2A 同期整流式降圧 Silent Switcher 2、 $I_Q = 2.5\mu\text{A}$	$V_{IN} = 3\text{V} \sim 42\text{V}$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.774\text{V}$ 、 $I_Q = 2.5\mu\text{A}$ 、 $I_{SD} < 1\mu\text{A}$ 、3mm × 3mm LQFN-16
LT8609/ LT8609A	42V/2A、効率 94%、2.2MHz の同期整流式 MicroPower 降圧 DC/DC コンバータ、 $I_Q = 2.5\mu\text{A}$	$V_{IN} = 3\text{V} \sim 42\text{V}$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.782\text{V}$ 、 $I_Q = 2.5\mu\text{A}$ 、 $I_{SD} < 1\mu\text{A}$ 、MSOP-10E、3mm × 3mm DFN-18

オーダー・ガイド

表 6. オーダー・ガイド

PART NUMBER	PAD OR BALL FINISH	PART MARKING*		PACKAGE TYPE**	MSL RATING	TEMPERATURE RANGE (SEE NOTE 2)
		DEVICE	FINISH CODE			
AUTOMOTIVE PRODUCTS***						
LT8638RV-2#WPBF	Au (RoHS)	86382	e4	LQFN (Laminate Package with QFN Footprint)	3	-40°C to 150°C
LT8638RV-2#WTRPBF	Au (RoHS)	86382	e4	LQFN (Laminate Package with QFN Footprint)	3	-40°C to 150°C

- ▶ 更に広い動作温度範囲仕様のデバイスについては、弊社または弊社代理店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 に準拠しています。
- ▶ デバイスの温度グレードは出荷容器のラベルに示されています。
- ▶ 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。

製品番号末尾が PBF となっている製品は RoHS および WEEE に準拠しています。**LT8638-2 のパッケージ寸法は、標準の 5mm × 4mm QFN パッケージと同じです。

***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工程により提供されています。これらのモデルは「#W」という末尾記号で指定されます。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や、これらのモデルの具体的な車載信頼性レポートについては、アナログ・デバイセズの販売代理店にご相談ください。

ここに含まれるすべての情報は、現状のまま提供されるものであり、アナログ・デバイセズはそれに関するいかなる種類の保証または表明も行いません。アナログ・デバイセズは、その情報の利用に関して、また利用によって生じる第三者の特許またはその他の権利の侵害に関して、一切の責任を負いません。仕様は予告なく変更されることがあります。明示か黙示かを問わず、アナログ・デバイセズ製品またはサービスが使用される組み合わせ、機械、またはプロセスに関するアナログ・デバイセズの特許権、著作権、マスクワーク権、またはその他のアナログ・デバイセズの知的財産権に基づくライセンスは付与されません。商標および登録商標は、各社の所有に属します。



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、2024年6月11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：2024年6月11日

製品名：LT8638-2

対象となるデータシートのリビジョン(Rev)：Rev.0

訂正箇所：23頁、ページ中程 式8の次の文

【誤】

「ここで、 f_{sw} は **LT8638-S** のスイッチング周波数、 L はインダクタの値です。」の下線部分。

【正】

「ここで、 f_{sw} は **LT8638-2** のスイッチング周波数、 L はインダクタの値です。」が正しい文です。