

静止電流が 2.5 μ A の 42V、3.5A 同期整流式降圧レギュレータ

特長

- ▶ 広い入力電圧範囲：3V～42V
- ▶ 広い出力電圧範囲：0.787V～($V_{IN} - 0.4V$)
- ▶ 超低静止電流の Burst Mode[®]動作：
- ▶ 2.5 μ A 未満の I_Q で 12V_{IN} を 3.3V_{OUT} に安定化
 - ▶ 出力リップル：<10mV_{P-P}
 - ▶ 超低 EMI 放射の Silent Switcher[®] パワートレイン
- ▶ 高効率の 2MHz 同期動作：
 - ▶ 2MHz で最大 93% の効率 (12V_{IN}、5V_{OUT})
- ▶ 短い最小スイッチオン時間：40ns
- ▶ 非常に低いドロップアウト：125mV (1A 時)
- ▶ 調整と同期が可能：400kHz～2.5MHz
- ▶ オプションのスペクトラム拡散周波数変調
- ▶ 固定周波数ピーク電流モード動作
- ▶ 高精度のイネーブル・ピン閾値：1V
- ▶ 出力ソフトスタートおよび出力トラッキング
- ▶ 小型の 3mm × 3mm サイド・ウェットブル QFN パッケージ
 - ▶ 高電圧ピンと低電圧ピンの間のクリアランス
 - ▶ 優れたハンダ接合信頼性
- ▶ オートモーティブ・アプリケーション向けの AEC-Q100 に適合
 - ▶ 温度グレード 0：-40°C～+150°C、T_A

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
- ▶ 低 EMI 降圧

代表的なアプリケーション回路

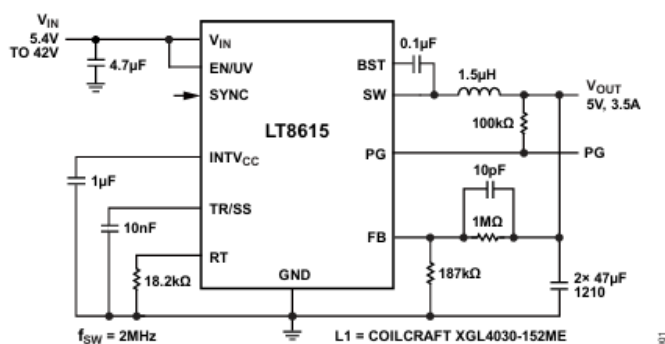


図 1. 5V/3.5A 降圧コンバータ

概要

LT[®]8615 は、小型、高効率、高速の同期整流式モノリシック降圧スイッチング・レギュレータで、3.5A の連続電流を供給します。Burst Mode 動作（出力を完全に安定化した状態）での静止電流が 2.5 μ A と極めて小さく、非常に低い負荷電流まで高い効率を維持しつつ出力リップルを 10mV_{P-P} 未満に抑えることができます。

SYNC ピンを使用すると、外部クロックへの同期やスペクトル拡散変調による低 EMI 動作が可能になります。ピーク電流モード方式を採用した内部補償により、小型のインダクタを使用できるため、高速過渡応答と優れたループ安定性が得られます。EN/UV ピンは 1V の正確な閾値を備えており、V_{IN} の UVLO の設定やデバイスのシャットダウンに使用することができます。TR/SS ピンに接続されたコンデンサにより、起動時の出力電圧の上昇率が設定されます。オープン・ドレインの PG ピン・フラグは、フォルト状態を知らせるほか、出力が±8%以内になったときに通知を出力します。

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。

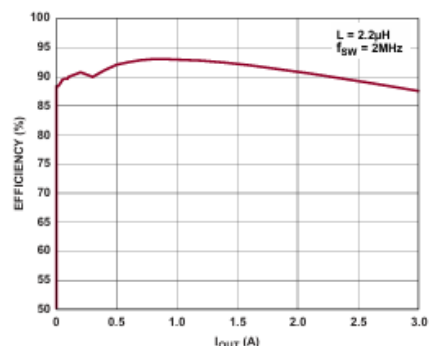


図 2. V_{IN}=12V、V_{OUT}=5V 時の効率

目次

特長.....	1
アプリケーション.....	1
概要.....	1
代表的なアプリケーション回路.....	1
改訂履歴.....	3
仕様.....	4
絶対最大定格 ⁽¹⁾	6
ピン配置およびピン機能の説明.....	7
代表的な性能特性.....	9
ブロック図.....	15
動作原理.....	16
アプリケーション情報.....	17
超低静止電流の達成.....	17
FB 抵抗ネットワーク.....	18
スイッチング周波数の設定.....	19
動作周波数の選択とトレードオフ.....	19
インダクタの選択と最大出力電流.....	20
入力コンデンサ.....	21
出力コンデンサと出力リップル.....	21
セラミック・コンデンサ.....	22
イネーブル・ピン.....	22
INTV _{CC} レギュレータ.....	23
出力電圧のトラッキングとソフトスタート.....	23
出力パワー・グッド.....	23
同期.....	23
短絡保護と逆入力保護.....	24
PCB レイアウト.....	24
熱に関する考慮事項とピーク電流出力.....	25
代表的なアプリケーション.....	27
外形寸法.....	29
オーダー・ガイド.....	30
関連製品.....	30

改訂履歴

版数	改訂日	説明	改訂ページ
0	10/24	初版発行	-

仕様

表 1. 電気的特性

(特に指定のない限り、 $T_J = -40^{\circ}\text{C} \sim +150^{\circ}\text{C}$ 。代表値は $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ での値。特に指定のない限り、電圧は全て GND 基準。)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS/COMMENTS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Minimum Input Voltage	V_{IN}			2.5	3.0	V
V_{IN} Quiescent Current in Shutdown	$I_{Q(SHDN)}$	$V_{EN/UV} = 0V, V_{SYNC} = 0V, T_A = +25^{\circ}\text{C}$		1	4	μA
V_{IN} Quiescent Current in Sleep	I_Q	$V_{EN/UV} = 2V, \text{Not Switching}, V_{SYNC} = 0V, T_A = +25^{\circ}\text{C}$		1.7	5.0	μA
		$V_{EN/UV} = 2V, \text{Not Switching}, V_{SYNC} = 0V$		1.7	12.0	
V_{IN} Current in Regulation	I_{IN}	$V_{IN} = 6V, V_{OUT} = 2.7V, \text{Output Load} = 1\text{mA}, \text{Burst Mode}$		540	700	μA
Feedback Reference Voltage	V_{FB}	$V_{IN} = 6V, I_{LOAD} = 200\text{mA}, T_A = +25^{\circ}\text{C}$	0.783	0.787	0.791	V
		$V_{IN} = 6V, I_{LOAD} = 200\text{mA}$	0.771	0.787	0.801	
Feedback Voltage Line Regulation	$\Delta V_{FB(LINE)}$	$V_{IN} = 4V \text{ to } 40V$		0.005	0.020	%/V
Feedback Pin Input Current	I_{FB}	$V_{FB} = 1V$	20		20	nA
Minimum On-Time	$t_{ON(MIN)}$	$I_{LOAD} = 1.6A, SYNC = 0V$		40	75	ns
		$I_{LOAD} = 1.6A, SYNC = 1.9V$		40	60	
Minimum Off-Time	$t_{OFF(MIN)}$			75	100	ns
Oscillator Frequency	f_{SW}	$RT = 221\text{k}\Omega, I_{LOAD} = 0.5A$	170	200	230	kHz
		$RT = 60.4\text{k}\Omega, I_{LOAD} = 0.5A$	640	700	760	
		$RT = 18.2\text{k}\Omega, I_{LOAD} = 0.5A$	1925	2000	2075	
Top Power NMOS On-Resistance	R_{TOP}	$I_{SW} = 1A$		80		m Ω
Top Power NMOS Current Limit	$I_{PEAK-LIMIT}$		6.0	7.3	8.5	A
Bottom Power NMOS On-Resistance	R_{BOT}			80		m Ω
SW Leakage Current	I_{SW-LKG}	$V_{IN} = 42V, V_{SW} = 0V, 42V$	-15		15	μA

(特に指定のない限り、 $T_J = -40^{\circ}\text{C} \sim +150^{\circ}\text{C}$ 。代表値は $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ の値。特に指定のない限り、電圧は全て GND 基準。)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS/COMMENTS	MIN	TYP	MAX	UNITS
EN/UV Pin Threshold	V_{EN}	EN/UV Rising	0.99	1.05	1.11	V
		EN/UV Hysteresis		50		mV
EN/UV Pin Current	I_{EN}	$V_{\text{EN/UV}} = 2\text{V}$		400		nA
PG Upper Threshold Offset from V_{FB}	PGH	V_{FB} Rising	5.0	7.5	10.0	%
PG Lower Threshold Offset from V_{FB}	PGL	V_{FB} Falling	5.5	8.0	10.5	%
PG Hysteresis	PG_{HYS}			0.5		%
PG Leakage	$I_{\text{PG-LKG}}$	$V_{\text{PG}} = 42\text{V}$	-200		+200	nA
PG Pull-Down Resistance	R_{PG}	$V_{\text{PG}} = 0.1\text{V}$		500	1200	Ω
SYNC Threshold	V_{SYNC}	SYNC DC and Clock Low Level Voltage	0.4	0.9		V
		SYNC Clock High Level Voltage		1.3	1.5	
		SYNC DC High Level Voltage	2.2	2.7	3.2	
TR/SS Source Current	I_{SS}		1.0	2.5	4.0	μA
TR/SS Pull-Down Resistance	R_{SS}	Fault Condition, $\text{TR/SS} = 0.1\text{V}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$		300	900	Ω
Spread-Spectrum Modulation Frequency	f_{SSFM}	$V_{\text{SYNC}} = 3.3\text{V}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	1	3	6	kHz

絶対最大定格⁽¹⁾

特に指定のない限り、T_A = 25°C。

表 2. 絶対最大定格

PARAMETER	RATING
V _{IN} , EN/UV, PG	−0.3V to 42V
TR/SS, INTV _{CC} , RT, FB	−0.3V to 4V
SYNC	−0.3V to 6V
Operating Junction Temperature Range ^(2, 4) , LT8615R	−40°C to +150°C
Storage Temperature Range	−65°C to +150°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。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。絶対最大定格は、これを超えるとデバイス寿命が低下する可能性がある値です。
- 2 LT8615R 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、°C) は、次式を使って周囲温度 (T_A、°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} (°C/W) はパッケージの熱抵抗です。
- 3 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。
- 4 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。

ピン配置およびピン機能の説明

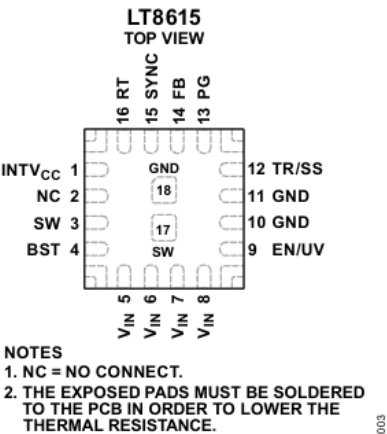


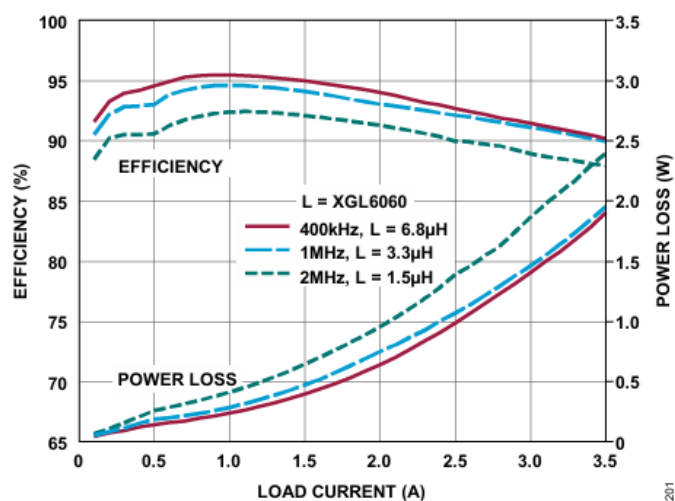
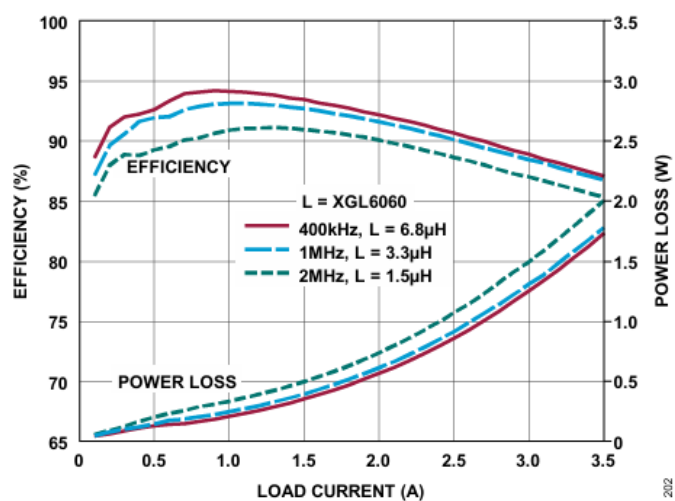
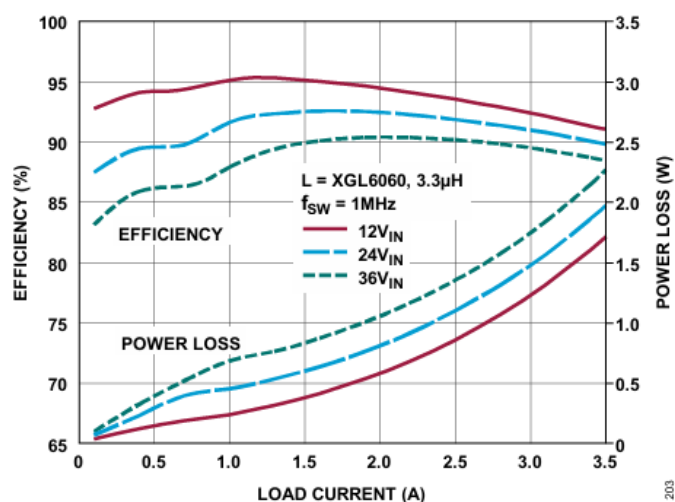
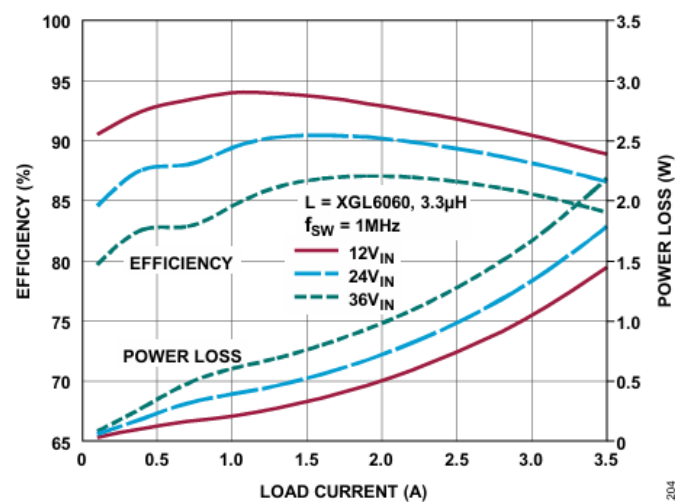
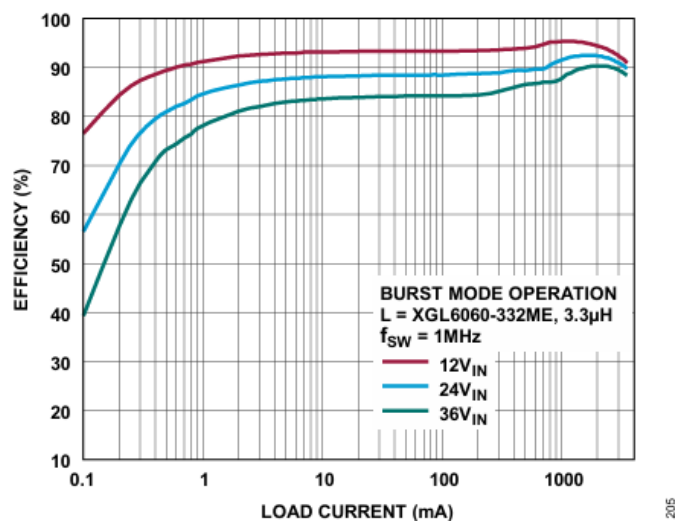
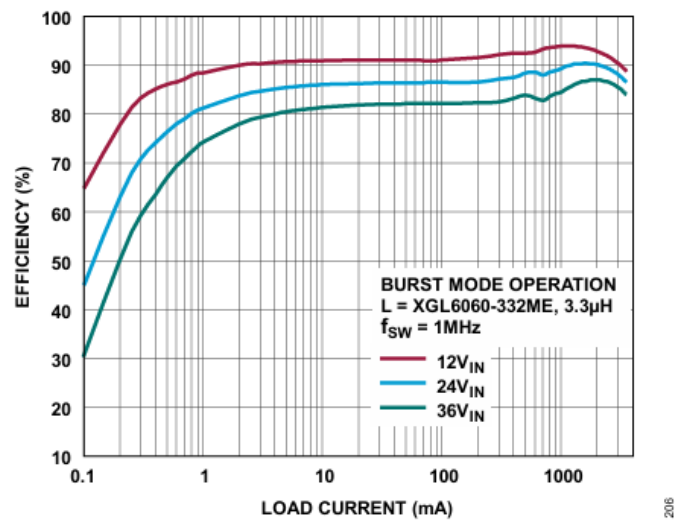
図 3. ピン配置
16 ピン (3mm × 3mm) プラスチック QFN
デモ・ボード : $\theta_{JA} = 32^{\circ}\text{C/W}$ 、 $\Psi_{JT} = 1.2^{\circ}\text{C/W}$ ⁽³⁾
JEDEC ボード : $\theta_{JCTOP} = 51.8^{\circ}\text{C/W}$ 、 $\theta_{JCBOTTOM} = 7.7^{\circ}\text{C/W}$

表 3. ピンの説明

ピン番号	名称	説明
1	INTV _{CC}	内部 3.5V 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} の最大出力電流は 20mA です。INTV _{CC} の電圧は 2.8V~3.5V の範囲で変動します。このピンは、1μF 以上の低 ESR セラミック・コンデンサを使用して電源グラウンドとデカップリングします。外部回路を使って INTV _{CC} ピンに負荷をかけることはしないでください。
2	NC	接続なし。
3, Exposed Pad Pin 17	SW	SW ピンは内部パワー・スイッチの出力です。このピンはインダクタおよび昇圧コンデンサに接続します。良好な性能を得るには、PCB 上でのこのノードの面積をできるだけ小さくする必要があります。良好な熱的性能を得るには、露出パッドを PCB にハンダ付けする必要があります。
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。0.1μF の昇圧コンデンサをデバイスのできるだけ近くに配置してください。抵抗をこのピンと直列に配置しないでください。
5 to 8	V _{IN}	V _{IN} ピンは LT8615 の内部回路と内部上側パワー・スイッチに電流を供給します。このピンはローカルでバイパスする必要があります。入力コンデンサの正端子は V _{IN} ピンにできるだけ近付けて接続し、負端子は GND ピンにできるだけ近付けて接続してください。
9	EN/UV	LT8615 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 1.05V、下降時は 1.00V 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 LT8615 をシャットダウンさせることができます。

ピン番号	名称	説明
10 to 11, Exposed Pad Pin 18	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。良好な熱的性能を得るには、露出パッドを PCB にハンダ付けする必要があります。
12	TR/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を制御できます。TR/SS ピンの電圧が 0.787V より低いときは、LT8615 は FB ピンの電圧を TR/SS ピンの電圧と等しくなるように安定化します。TR/SS ピンの電圧が 0.787V より高くなると、トラッキング機能が無効化され、内部リファレンスによってエラー・アンプの制御が再開されます。このピンには INTV _{CC} から 2 μ A 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、シャットダウン時やフォルト状態になったときに 300 Ω の MOSFET によってグラウンド電位になるため、低インピーダンスの出力で駆動する場合は直列抵抗を使用してください。
13	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 $\pm 8\%$ 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 ピンの状態とは無関係に、V _{IN} が 3V より高い場合に有効になります。
14	FB	LT8615 は、FB ピンを 0.787V に安定化します。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 $\sim$ 22pF のコンデンサを使用します。
15	SYNC	外部クロック同期入力。低出力負荷での低リップル Burst Mode 動作では、このピンを接地します。クロック源に接続すると、外部周波数に同期できます。フロート状態にすると、スペクトラム拡散変調を行わないパルススキッピング・モードにできます。INTV _{CC} に接続するか 3.2V $\sim$ 5.0V の電圧に接続すると、スペクトラム拡散変調を行うパルススキッピング・モードにできます。パルススキッピング・モードでは、IQ が数 mA に増加します。
16	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。

代表的な性能特性

特に指定のない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。図 4. $V_{IN}=12\text{V}$ 、 $V_{OUT}=5\text{V}$ 時の効率と周波数の関係図 5. $V_{IN}=12\text{V}$ 、 $V_{OUT}=3.3\text{V}$ 時の効率と周波数の関係図 6. $V_{OUT}=5\text{V}$ 時の効率図 7. $V_{OUT}=3.3\text{V}$ 時の効率図 8. $V_{OUT}=5\text{V}$ 時の軽負荷での効率図 9. $V_{OUT}=3.3\text{V}$ 時の軽負荷での効率

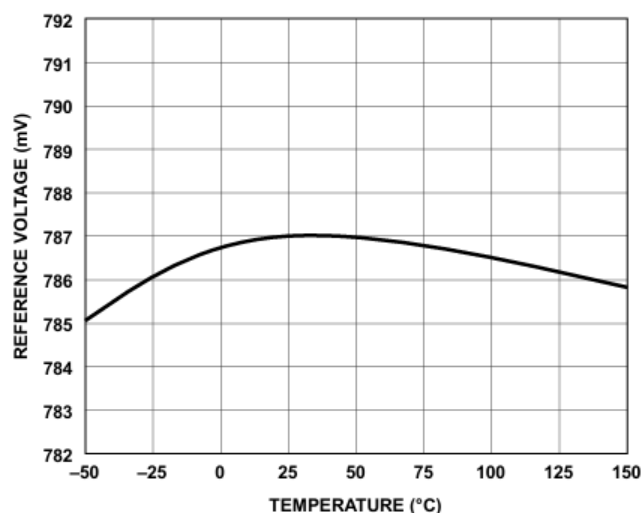


図 10. 帰還リファレンス電圧

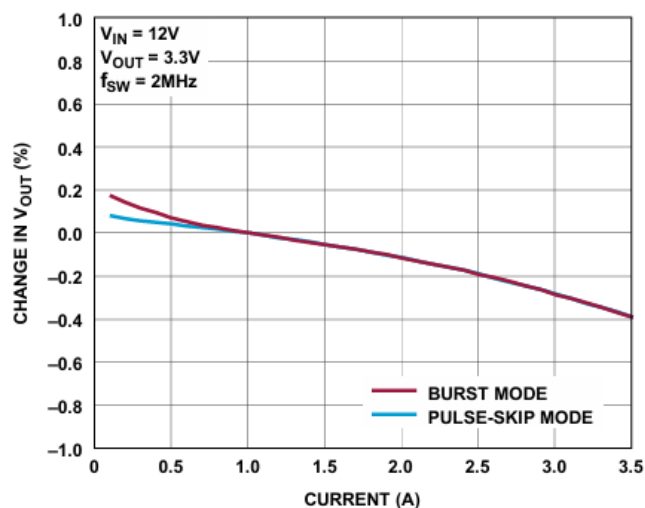


図 11. 負荷レギュレーション

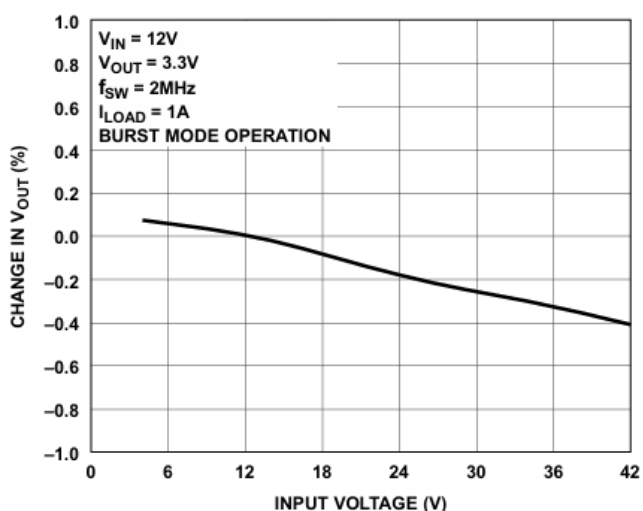


図 12. ライン・レギュレーション

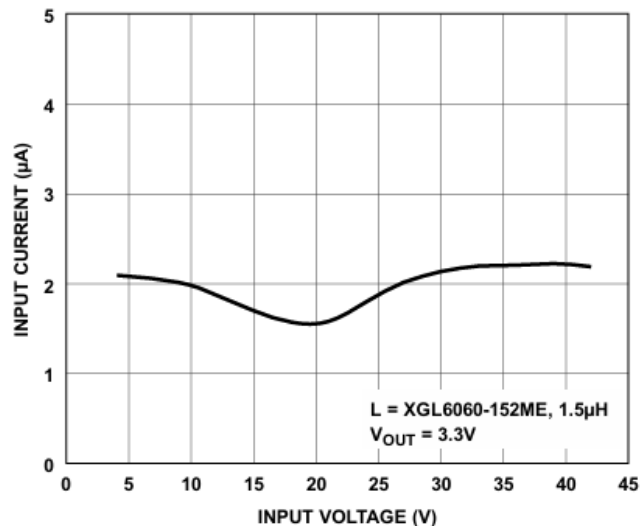


図 13. レギュレーション状態での無負荷時電源電流

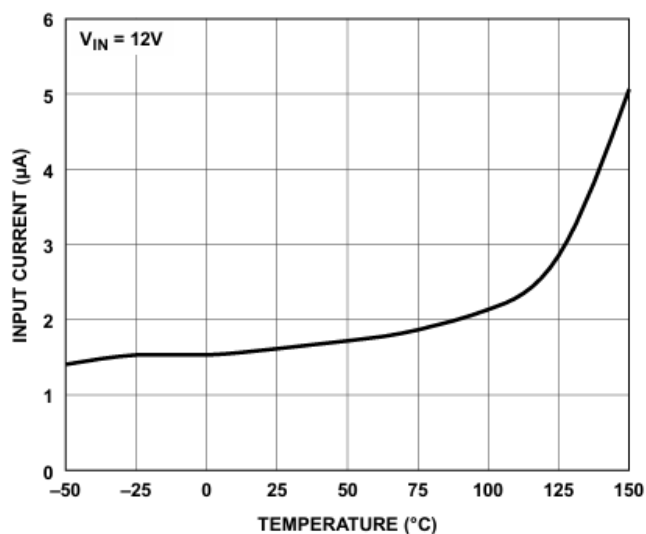


図 14. 無負荷時電源電流と温度の関係（スイッチングなし）

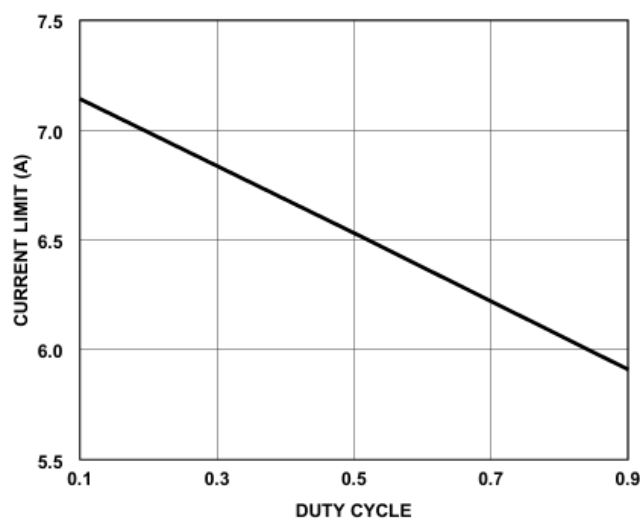


図 15. 上側 FET の電流制限値とデューティサイクルの関係

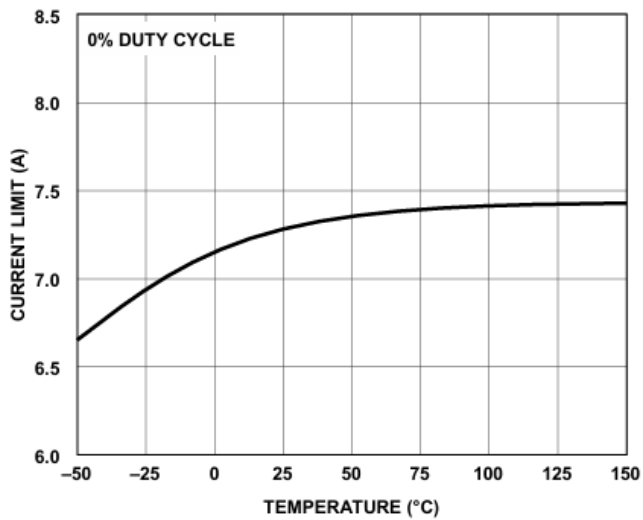


図 16. 上側 FET の電流制限値と温度の関係

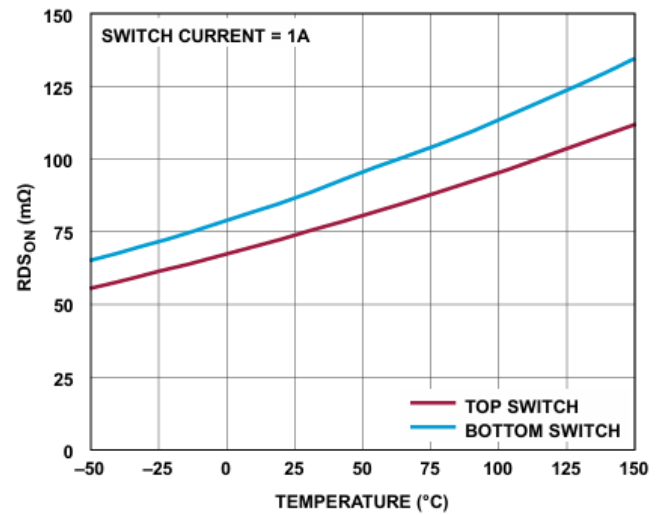
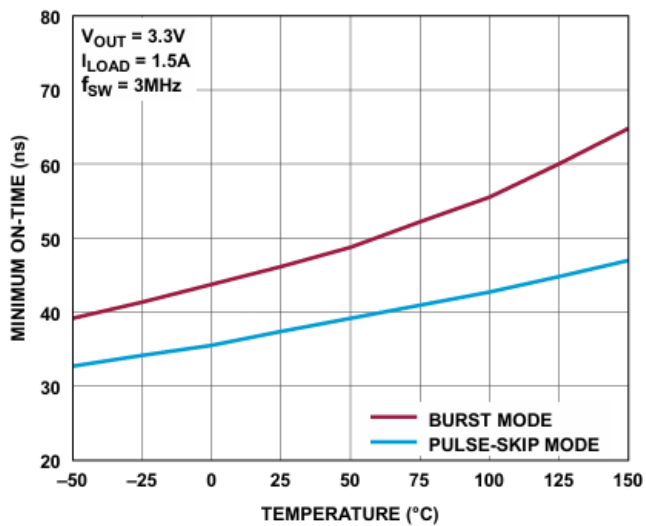
図 17. スイッチの $R_{DS(ON)}$ と温度の関係

図 18. 最小オン時間と温度の関係

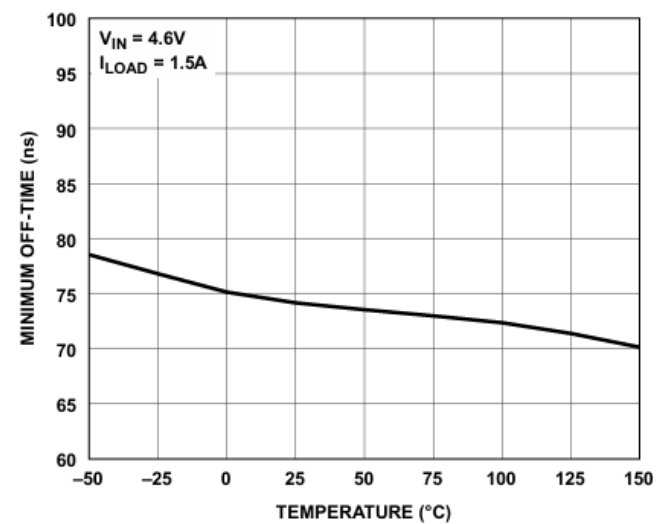


図 19. 最小オフ時間と温度の関係

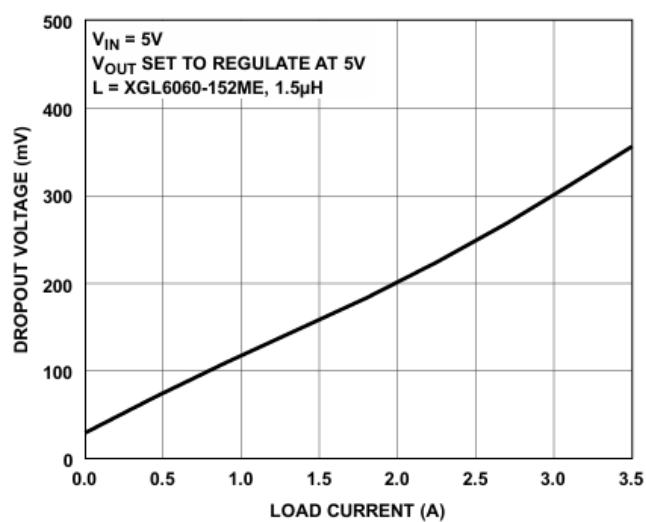


図 20. ドロップアウト電圧と負荷電流の関係

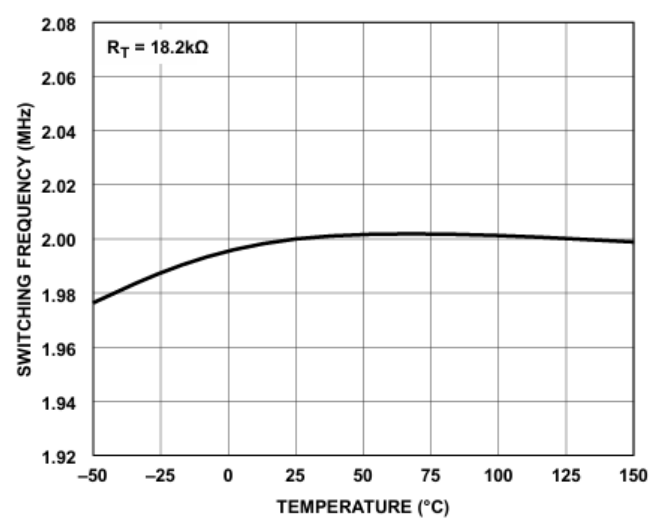


図 21. スイッチング周波数と温度の関係

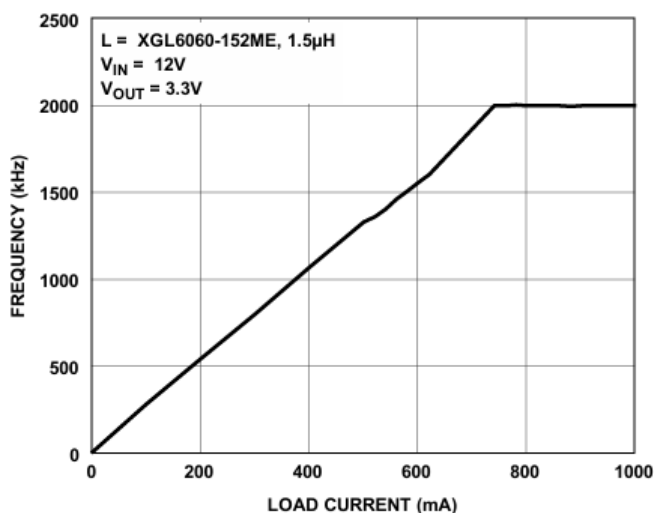


図 22. バースト周波数と負荷電流の関係

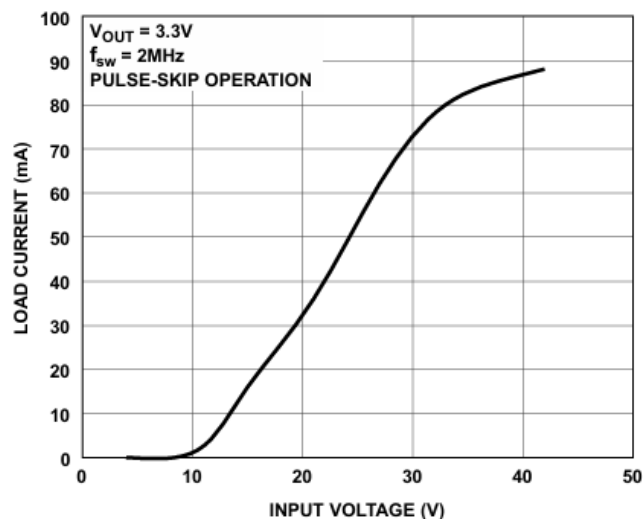


図 23. 最大周波数に達する最小負荷 (パルススキッピング・モード)

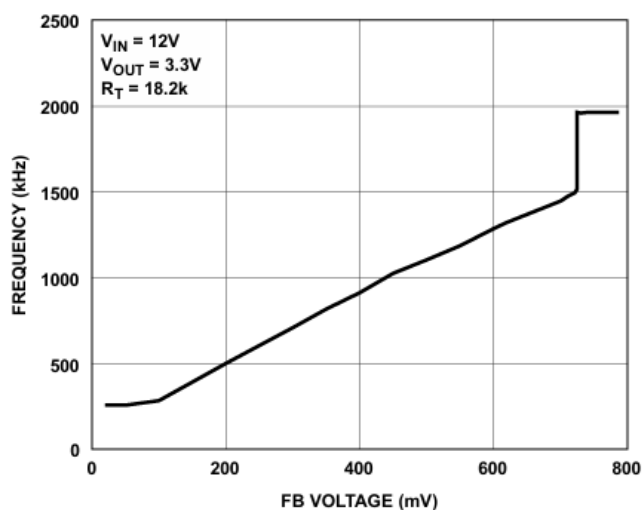


図 24. 周波数フォールドバック

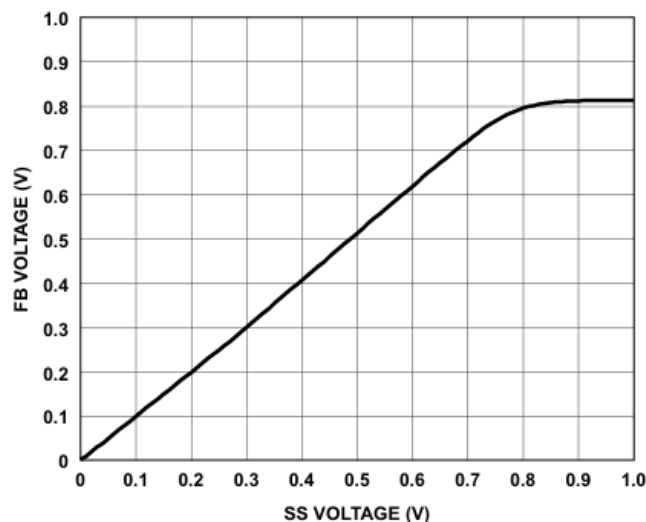


図 25. ソフトスタート・トラッキング

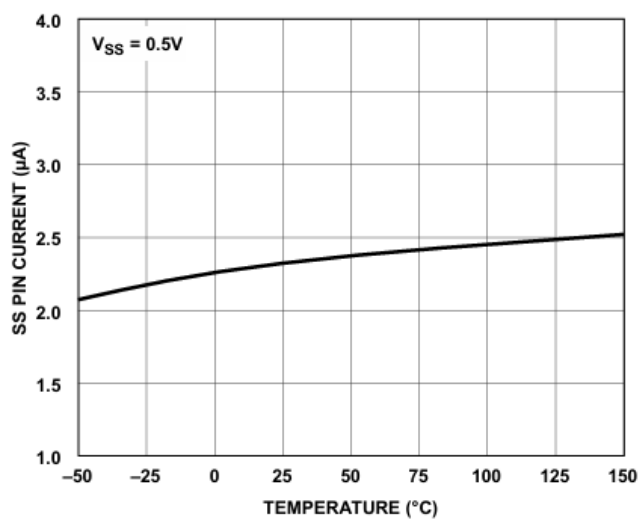


図 26. ソフトスタート・ピンの電流と温度の関係

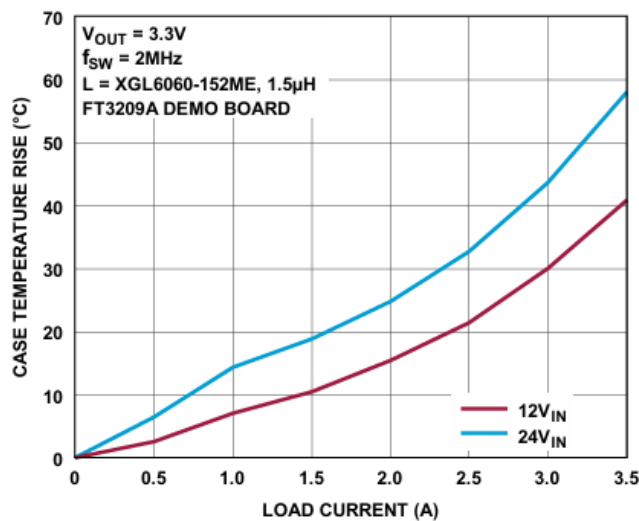
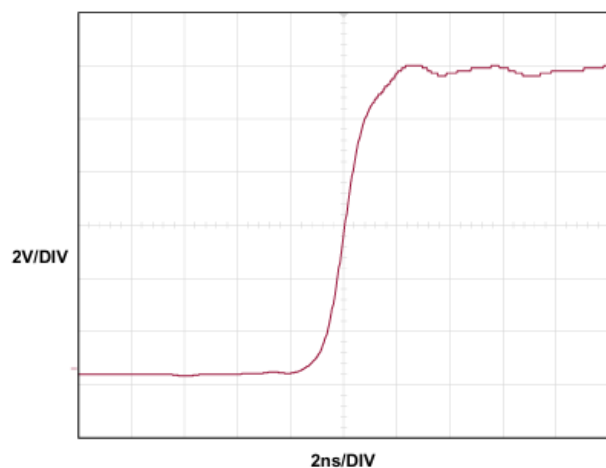
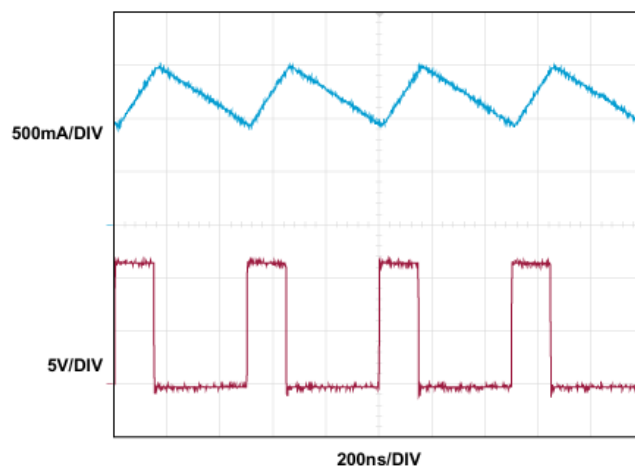


図 27. ケース温度と負荷電流の関係



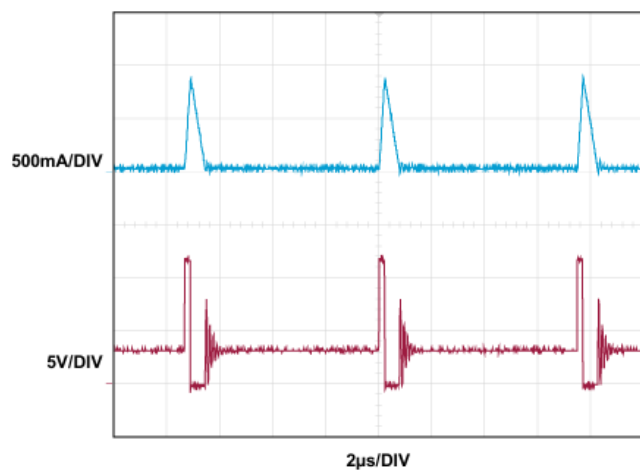
$V_{IN} = 12V$
 $I_{LOAD} = 2A$

図 28. スイッチング時の立上がりエッジ



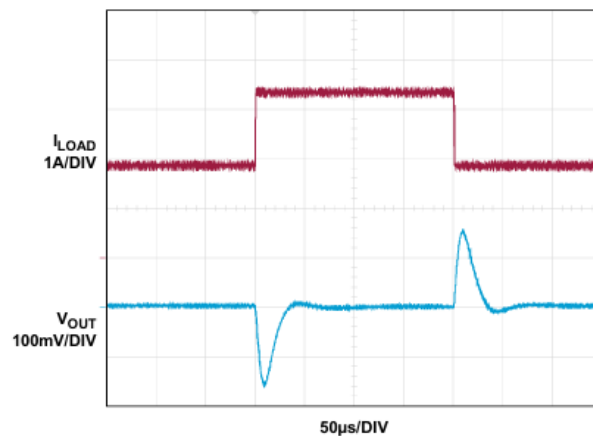
$12V_{IN}$ TO $3.3V_{OUT}$ AT 1.5A

図 29. スイッチング波形



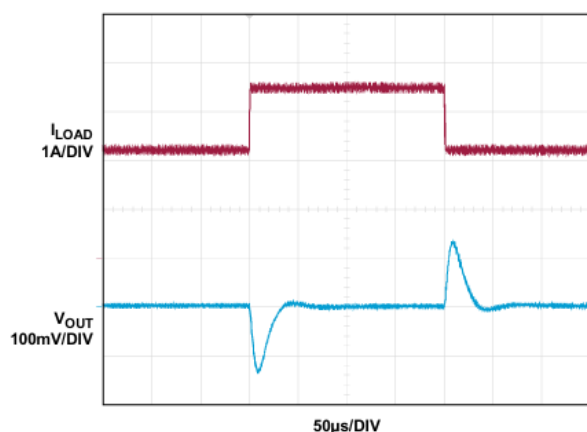
$12V_{IN}$ TO $3.3V_{OUT}$ AT 50mA
BURST MODE OPERATION

図 30. スイッチング波形



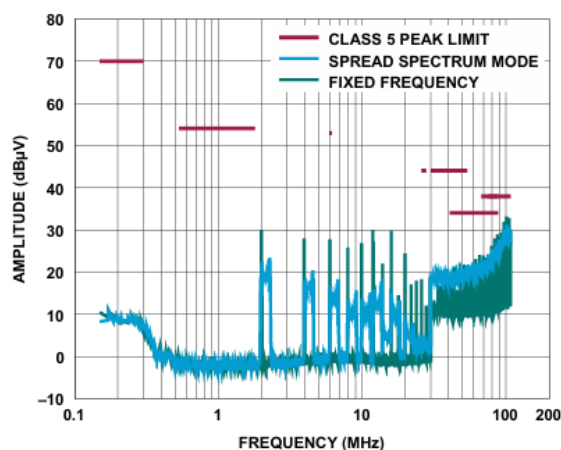
1.85A TO 3.35A TRANSIENT (1.5A PULSE)
 $12V_{IN}$ TO $3.3V_{OUT}$
 $C_{OUT} = 3 \times 22\mu F$

図 31. 過渡応答



2.2A TO 3.5A TRANSIENT (1.3A PULSE)
 $12V_{IN}$ TO $3.3V_{OUT}$
 $C_{OUT} = 3 \times 22\mu F$

図 32. 過渡応答



EVAL-LT8615-AZ DEMO BOARD
(WITH EMI FILTER INSTALLED)
 $12V$ INPUT TO $5V$ OUTPUT AT $2.5A$, $f_{sw} = 2MHz$

図 33. 伝導 EMI 性能

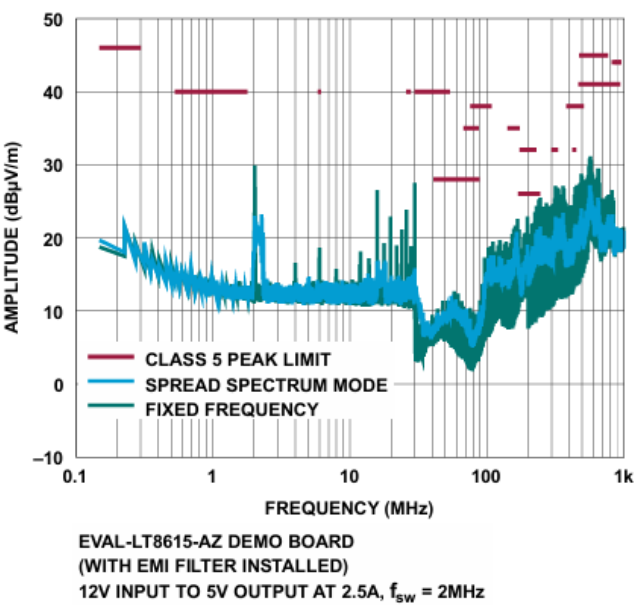


図 34. 放射 EMI 性能

ブロック図

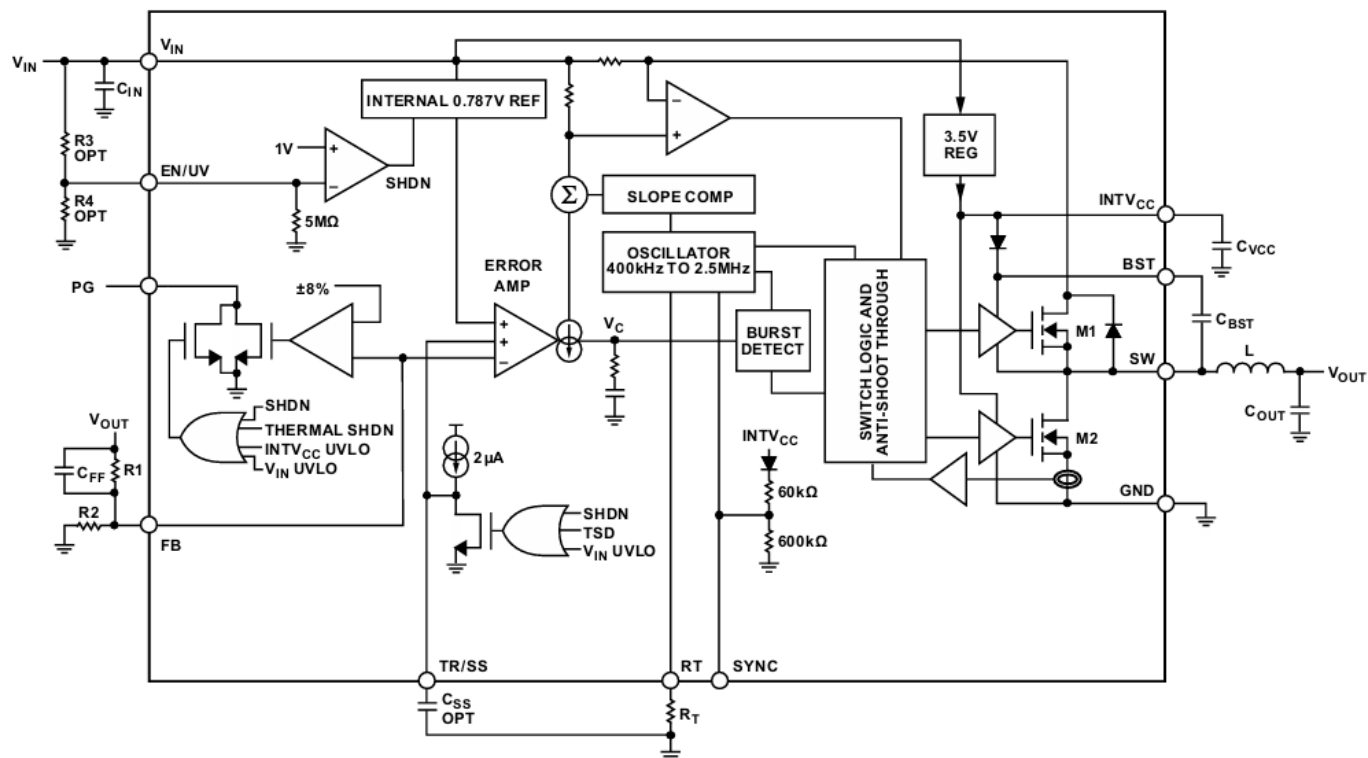


図 35. ブロック図

動作原理

LT8615 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、FB ピンの電圧と 0.787V 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、またはインダクタ電流がゼロに低下するまで、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のスイッチに流れる電流が過大となった場合は、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、LT8615 はシャットダウンされ、入力から流れ込む電流は 1 μ A になります。EN/UV ピンが 1V 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、LT8615 は軽負荷状態では **Burst Mode** 動作になります。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全ての回路がシャットダウンし、入力電源電流が 1.7 μ A に減少します。代表的なアプリケーションでは、無負荷でのレギュレーションの場合、入力電源から 2.5 μ A が消費されます。**Burst Mode** 動作を使用するには、SYNC ピンをローに接続します。フロート状態にすると、パルススキッピング・モードを使用できます。SYNC 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パルススキッピング・モードで動作します。パルススキッピング・モード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、スイッチ・パルスは出力を安定化するためにスキップされ、静止電流は数 mA になります。SYNC ピンをハイに接続するとスペクトラム拡散モードにできます。この場合、LT8615 はパルススキッピング・モードと同じように動作しますが、クロック周波数を変化させて EMI を減らします。

出力電圧の変動幅が設定値から $\pm 8\%$ （代表値）以上外れている場合や、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 LT8615 のコンパレータが PG ピンをローにします。

FB ピンの電圧が低く、かつ SYNC によってデバイスが **Burst Mode** に設定されている場合は、発振器が LT8615 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、インダクタ電流の制御に役立ちます。SYNC ピンにクロックを接続するか、SYNC ピンをフロート状態にするか、または DC ハイに保持すると、LT8615 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。

アプリケーション情報

超低静止電流の達成

軽負荷時の効率を上げるため、LT8615 は低リップルの Burst Mode 動作になり、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充電し続け、目的の出力電圧に保ちます。Burst Mode 動作では、LT8615 は単一の小電流パルスを出力コンデンサに供給し、それに続くスリープ期間には出力コンデンサから出力電力が供給されます。スリープ・モードで LT8615 が消費する電流は $1.7\mu\text{A}$ です。

出力負荷が減少するにつれ、単一電流パルスの周波数は低下し（図 36 を参照）、LT8615 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はるかに高くなります。パルスの間隔を最大にすると、出力負荷がない代表的なアプリケーションでは、コンバータの静止電流が $2.5\mu\text{A}$ 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。

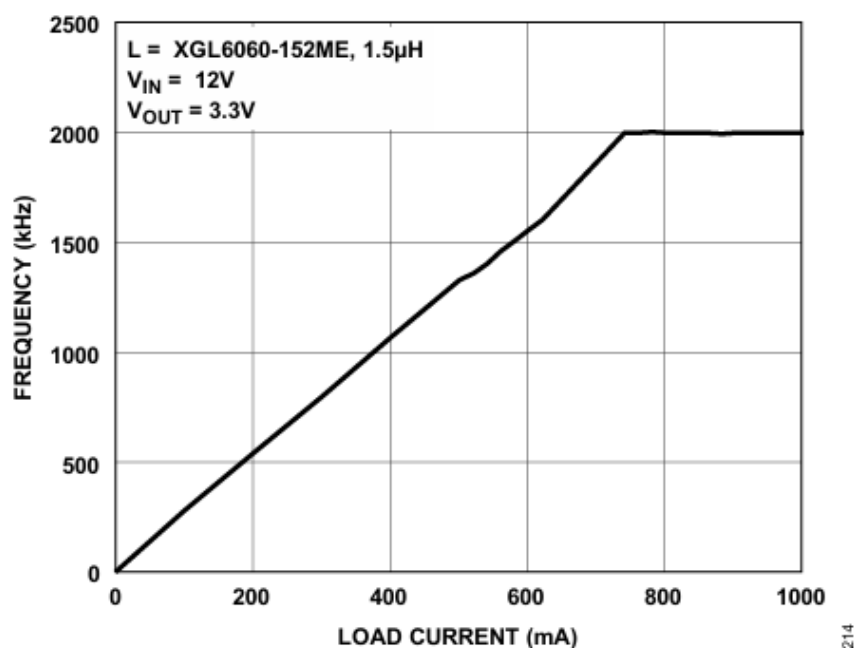


図 36. Burst Mode のスイッチング周波数と負荷の関係

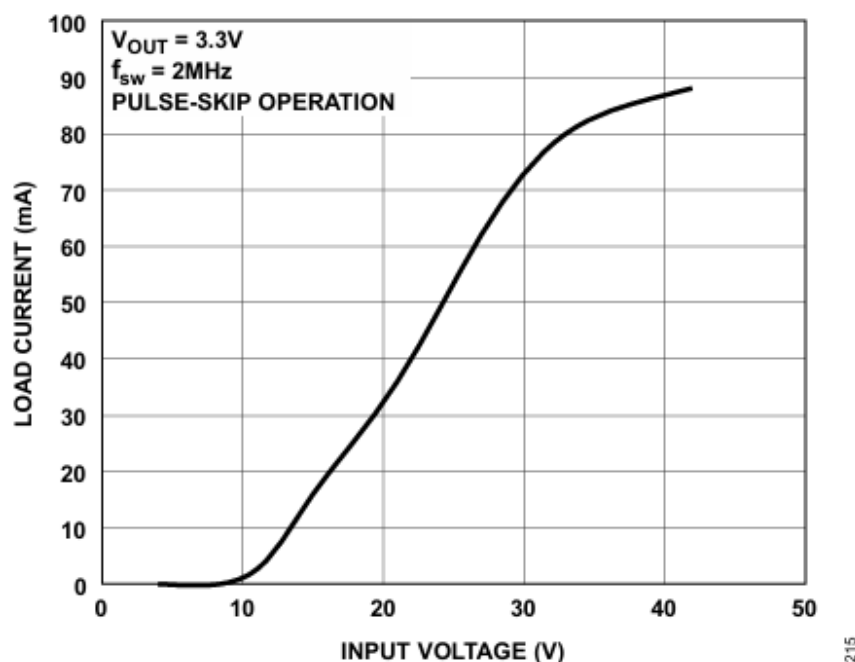


図 37. パルススキッピング・モードにおける最大スイッチング周波数時の最小負荷と V_{IN} の関係

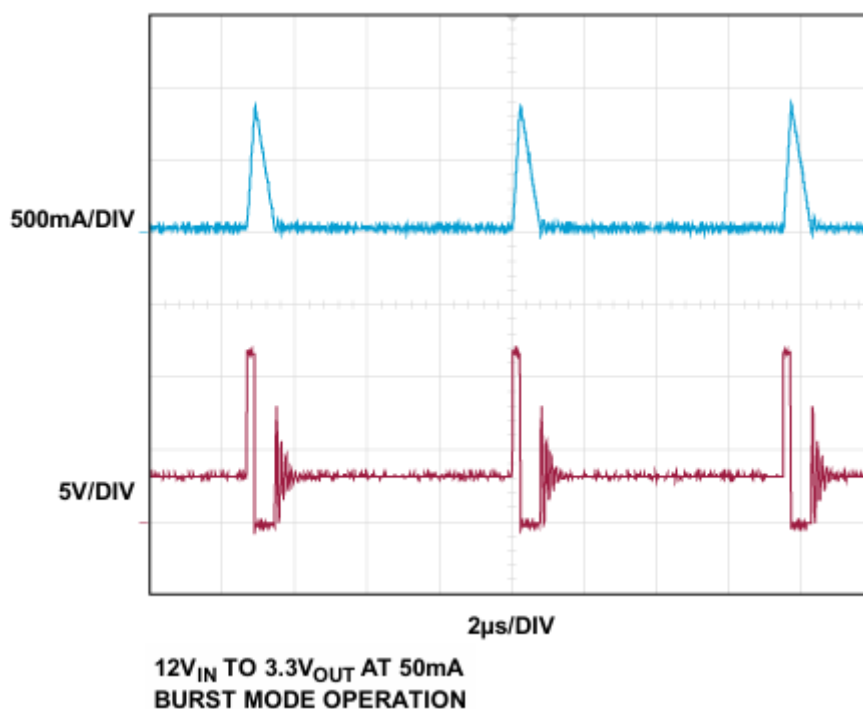


図 38. Burst Mode 動作

Burst Mode 動作時は上側スイッチの電流制限値が約 1A であるため、図 38 に示すような出力電圧リップルが現れます。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、表 4 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。LT8615 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。

アプリケーションによっては、LT8615 がパルススキッピング・モードで動作することが望ましい場合があります。パルススキッピング・モードには、Burst Mode 動作と大きく異なる点が 2 つあります。1 つめは、クロックが常時作動していて、全てのスイッチング・サイクルがこのクロックに同期していることです。このモードでは内部回路のほとんどが常時作動しているため、静止電流が数百 μA まで増加します。2 つめは、図 37 に示すように、Burst Mode 動作の場合よりも軽い出力負荷で最大スイッチング周波数に達することです。パルススキッピング・モードを有効化するには、SYNC ピンをフロート状態にします。パルススキッピング・モードでスペクトラム拡散変調を行うには、SYNC ピンをハイに接続します。SYNC ピンにクロックを入力した場合も、LT8615 はパルススキッピング・モードで動作します。

FB 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。抵抗値は次式に従って選択します。

$$R1 = R2 \times \left(\frac{V_{\text{OUT}}}{0.787V} - 1 \right)$$

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%抵抗を使用することを推奨します。

入力静止電流を低く抑え、良好な軽負荷時効率を得るためには、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やします。この電流は次式で近似できます。

$$I_Q = 1.7\mu\text{A} + \left(\frac{V_{\text{OUT}}}{R1 + R2} \right) \times \left(\frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \right) \times \left(\frac{1}{n} \right)$$

ここで $1.7\mu\text{A}$ は LT8615 の静止電流です。第 2 項は帰還分圧器に流れる電流で、軽負荷時効率「 n 」での降圧動作の入力に反映されます。5V のアプリケーションで $R1 = 1\text{M}\Omega$ かつ $R2 = 187\text{k}\Omega$ のとき、帰還分圧器には $4.2\mu\text{A}$ が流れます。 $V_{\text{IN}} = 12\text{V}$ で $n = 85\%$ の場合は、 $1.7\mu\text{A}$ の静止電流に $2\mu\text{A}$ が加わるため、12V 電源からの無負荷時電流は $3.7\mu\text{A}$ になります。 I_Q 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る点に注意してください。このグラフは超低静止電流の達成のセクションにあります。

大きい FB 抵抗を使用する場合は、 $4.7\text{pF} \sim 22\text{pF}$ 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

LT8615 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、400kHz~2.5MHz 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。スペクトラム拡散変調モードの場合、周波数は、RT で設定された値より高い周波数に変調されます。

表 4. スwitchング周波数と RT 値の関係

f_{SW} (MHz)	R_T (k Ω)
0.4	105
0.5	76.8
0.6	68.1
0.8	51.1
1.0	40.2
1.2	33.2
1.4	27.4
1.6	23.7
1.8	20.5
2.0	18.2
2.2	16.2
2.5	13.7

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、および入力電圧範囲のトレードオフになります。高周波数動作の長所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。

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

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

ここで、 V_{IN} は入力電圧（代表値）、 V_{OUT} は出力電圧、 $V_{SW(TOP)}$ と $V_{SW(BOT)}$ は内部スイッチの電圧降下（最大負荷時でそれぞれ約 0.28V と約 0.28V）、 $t_{ON(MIN)}$ は上側スイッチの最小オン時間です（[代表的なアプリケーション](#)のセクションを参照）。この式から、高い V_{IN}/V_{OUT} 比に対応するためには、スイッチング周波数を下げる必要があることが分かります。

トランジェント動作では、 R_T の値に関わらず V_{IN} が絶対最大定格まで上昇する可能性があります。しかし、LT8615 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。

LT8615 は最大デューティサイクルを 100% に近付けることができ、また、 V_{IN} と V_{OUT} の間のドロップアウト電圧は上側スイッチの $R_{DS(ON)}$ で制限されます。このモードでは、LT8615 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_{IN}/V_{OUT} 比が低いときに、設定されたスイッチング周波数からの偏差を許容できないアプリケーションの場合は、次式を使用してスイッチング周波数を設定します。

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

ここで、 $V_{IN(MIN)}$ はスキップされたサイクルがない場合の最小入力電圧、 V_{OUT} は出力電圧、 $V_{SW(TOP)}$ と $V_{SW(BOT)}$ は内部スイッチの電圧降下（最大負荷時にそれぞれ約 0.28V、約 0.28V）、 f_{SW} は（ R_T によって設定された）スイッチング周波数、 $t_{OFF(MIN)}$ はスイッチの最小オフ時間です。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

LT8615 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。LT8615 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できます。

最初に選択するインダクタの値としては、次の値が適切です。

$$L = \frac{V_{OUT} + V_{SW(BOT)}}{f_{SW}}$$

ここで、 f_{SW} はスイッチング周波数（MHz）、 V_{OUT} は出力電圧、 $V_{SW(BOT)}$ は下側スイッチの電圧降下（約 0.28V）、 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（通常 I_{SAT} と表示）定格は、負荷電流にインダクタのリプル電流の 1/2 を加算した値よりも大きくする必要があります。

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

ここで、 ΔI_L は数段落下で計算されるインダクタのリプル電流、また、 $I_{LOAD(MAX)}$ はそのアプリケーションにおける最大出力負荷です。

簡単な例として、1A 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 1A より大きく、 I_{SAT} が 1.3A より大きいインダクタを使用します。高い効率を保つには、直列抵抗（DCR）を 0.04 Ω 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。

LT8615 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 7.3A ですが、そこから直線的に減少して、DC=0.8 では 6.1A 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（ $I_{OUT(MAX)}$ ）を供給するのに十分な大きさとする必要があります。この電流値は、スイッチ電流制限値（ I_{LIM} ）とリプル電流の関数です。

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

インダクタのピーク to ピークのリプル電流は次式で計算できます。

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

ここで、 f_{SW} は LT8615 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、LT8615 が供給できる最大出力電流は、最小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、インダクタのリプル電流が十分な最大出力電流 ($I_{OUT(MAX)}$) を許容しない場合は、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。

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、LT8615 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 : LT1074/LT1076 デザイン・マニュアル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 ($V_{OUT}/V_{IN} > 0.5$) 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。詳細については、アプリケーション・ノート 19 : LT1070 デザイン・マニュアルを参照してください。

$$L_{MIN} = \frac{V_{IN} \times (2 \times DC - 1)}{1.5 \times f_{SW}}$$

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

入力コンデンサ

LT8615 回路の入力は、X7R タイプまたは X5R タイプのセラミック・コンデンサを使ってバイパスします。Y5V タイプは温度や印加される電圧が変化すると性能が低下するので、使用しないでください。LT8615 をバイパスするには $4.7 \mu F \sim 10 \mu F$ のセラミック・コンデンサが適しており、リップル電流を容易に処理できます。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。これには性能のさほど高くない電解コンデンサを使用できます。

降圧レギュレータには、立上がり時間と立下がり時間の非常に短いパルス電流が入力電源から流れ込みます。その結果として LT8615 に生じる電圧リップルを減らし、周波数が非常に高いこのスイッチング電流を狭い局所的なループに閉じ込めて EMI を最小限に抑えるには、入力コンデンサが必要です。これには $4.7 \mu F$ のコンデンサを使用できますが、LT8615 の近くに配置する必要があります (PCB レイアウトのセクションを参照)。セラミックの入力コンデンサに関する 2 つめの注意点は、LT8615 の最大入力電圧定格に関することです。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さって、高品質の (減衰の小さい) タンク回路を形成します。LT8615 回路を通電状態の電源に接続すると、入力電圧が公称値の 2 倍まで上昇して、LT8615 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 : セラミック入力コンデンサによって生じる過電圧トランジェントを参照)。

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、LT8615 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を小さくすることが重要です。2 つめの役割は、トランジェントな負荷に対応して LT8615 の制御ループを安定させるためにエネルギーを蓄えることです。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。適切な開始値は次式で求められます。

$$C_{OUT} = \frac{100}{V_{OUT} \times f_{SW}}$$

ここで、 f_{SW} は MHz 単位、 C_{OUT} は推奨出力容量で μF 単位です。コンデンサは X5R または X7R タイプを使用してください。これらのコンデンサは、低出力リップルと良好な過渡応答を実現します。また、出力容量を大きくすると、出力電圧リップルを低減できます。値の小さい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、ループが不安定に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 [代表的なアプリケーション](#) のセクションを参照してください。

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、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や、電圧定格の高い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、LT8615 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 LT8615 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、LT8615 がセラミック・コンデンサを可聴周波数で共振させて、可聴ノイズを発生することがあります。Burst Mode 時の LT8615 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・コンデンサまたは電解コンデンサを使用してください。

セラミック・コンデンサに関する最後の注意点は、LT8615 の最大入力電圧定格に関することです。前述のように、セラミックの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（減衰の小さい）タンク回路を形成します。LT8615 の回路を通電中の電源に接続すると、入力電圧にリングングが生じ、この電圧が公称値の 2 倍になって LT8615 の電圧定格を超えるおそれがあります。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：セラミック入力コンデンサによって生じる過電圧トランジェントを参照）。

イネーブル・ピン

LT8615 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 1.05V で、ヒステリシスは 50mV 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。また、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} が目的の電圧を超えた場合にのみ出力を安定化するように LT8615 を設定できます（[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。この現象は電源からは負の抵抗負荷のように見えるため、電源電圧が低い条件下では、電源が電流制限されるか、ローにラッチされる可能性があります。 $V_{IN(EN)}$ 閾値は、この問題が生じるおそれのある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、次式を満足するように R3 と R4 の値を設定することにより調整することができます。

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

この場合、 V_{IN} が $V_{IN(EN)}$ より高くなるまで LT8615 はオフのままです。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、 $V_{IN(EN)}$ 抵抗ネットワークを流れる電流が LT8615 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

内蔵の低ドロップアウト (LDO) レギュレータは V_{IN} から 3.5V の電源を生成し、ドライバと内部バイアス回路に電力を供給します。INTV_{CC} は、LT8615 の回路に十分な電流を供給できますが、1 μ F 以上のセラミック・コンデンサを使用してグラウンドにバイパスする必要があります。パワー MOSFET のゲート・ドライバに必要な大きい過渡電流を供給するには、良好なバイパスが必要です。入力電圧もスイッチング周波数も高い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。INTV_{CC} ピンには外部負荷を接続しないでください。

出力電圧のトラッキングとソフトスタート

LT8615 では、TR/SS ピンによって出力電圧の上昇率を設定できます。内部の 2 μ A 電流源により、TR/SS ピンの電圧は INTV_{CC} に引き上げられます。コンデンサを TR/SS ピンに外付けすると、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。ソフトスタートによる電圧上昇時には、出力電圧は TR/SS ピンの電圧に比例して追従します。出力トラッキング・アプリケーションでは、別の電圧源によって TR/SS ピンを外部から駆動できます。TR/SS ピンの電圧が 0V~0.787V の範囲では、TR/SS ピンの電圧がエラー・アンプへの 0.787V の内部リファレンス入力をオーバーライドするので、FB ピンの電圧は TR/SS ピンの電圧になるように安定化されます。TR/SS が 0.787V を超えると、トラッキングは無効化され、帰還電圧は内部リファレンス電圧に安定化されます。

TR/SS ピンにはアクティブなブ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。ソフトスタート・コンデンサをクリアするようなフォルト状態になるのは、EN/UV ピンがローに遷移した場合、 V_{IN} 電圧が低くなりすぎた場合、またはサーマル・シャットダウンが発生した場合です。

出力パワー・グッド

LT8615 の出力電圧がレギュレーション・ポイントの $\pm 8\%$ の枠内にある場合、出力電圧は正常な状態にあると見なされ、オープン・ドレインの PG ピンは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、内部のブルダウン・デバイスにより、PG ピンはローになります。グリッチの発生を防ぐため、上側と下側のどちらの閾値にも、0.5%のヒステリシスが含まれています。

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 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です。

同期

低リップルの Burst Mode 動作を選択するには、SYNC ピンを 0.4V 未満の電圧に接続します（グラウンドまたはロジック・ロー出力のいずれかでもかまいません）。LT8615 の発振器を外部周波数に同期させるには、SYNC ピンに矩形波を接続します。矩形波の振幅には、0.4V を下回る低レベルと 1.5V を上回る高レベル（最大 5V）が必要です。矩形波のデューティサイクルは、最小 50ns の高レベル時間まで低くでき、最小 50ns の低レベル時間まで高くできます。

LT8615 は、外部クロックに同期しているときは低出力負荷時に Burst Mode 動作になりませんが、代わりにパルスをスキップしてレギュレーションを維持します。LT8615 は 400kHz~2.5MHz の範囲で同期できます。 R_T 抵抗は、LT8615 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 2MHz 以上になる場合は、スイッチング周波数が 2MHz となるように R_T を選択します。スロープ補償は R_T 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、 R_T 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。

アプリケーションによっては、LT8615 がパルススキッピング・モードで動作することが必要な場合があります。パルススキッピング・モードには、Burst Mode 動作と大きく異なる点が 2 つあります。1 つめは、クロックが常時作動していて、全てのスイッチング・サイクルがクロックに同期していることです。2 つめは、図 37 に示すように、Burst Mode 動作の場合よりも軽い出力負荷で最大スイッチング周波数に達することです。これら 2 つの違いが生じる代償として、静止電流が増加します。パルススキッピング・モードを有効化するには、SYNC ピンをフロート状態にします。

アプリケーションによっては低 EMI 動作が必要な場合がありますが、これは、スペクトラム拡散変調を使用することで実現できます。このモードは、パルススキッピング動作と同様ですが、大きな違いは、3kHz の三角波によってスイッチング周波数が高周波数および低周波数に変調されることです。この変調には低周波数値として RT で設定される周波数があり、変調はこの RT で設定された周波数より最大で約 20% 高い周波数で行われます。スペクトラム拡散モードを有効化するには、SYNC を INTV_{CC} に接続するか、3.2V~5V の電圧に駆動します。

LT8615 は、SYNC 信号にかかわらず、強制連続モードでは動作しません。

短絡保護と逆入力保護

LT8615 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 つめはスイッチング周波数で、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フォールドバックされます。2 つめ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。この機能によって、LT8615 を個々のアプリケーションに合わせて調整したり、短絡状態のときの発熱を制限することができます。

周波数フォールドバック動作は SYNC ピンの状態に依存します。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、フロート状態にするか、またはハイに接続すると、LT8615 は設定周波数を維持してフォールドバックを行わず、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。

LT8615 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。この状況が発生する可能性があるのは、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・システムなど、バッテリーや他の電源が LT8615 の出力とダイオード OR 接続されている場合です。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、LT8615 の内部回路には SW ピンを通じて静止電流が流れます。この状態でシステムが数 μ A に耐えられる場合は許容できます。EN ピンを接地している場合、SW ピンの電流は 0.7 μ 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、LT8615 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 39 に示すように V_{IN} ピンと EN/UV ピンを接続すれば、LT8615 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。

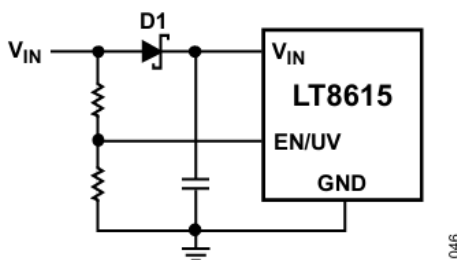


図 39. 逆 V_{IN} 保護

PCB レイアウト

適切な動作と最小の EMI を確保するために、プリント回路基板 (PCB) のレイアウト時には注意が必要です。推奨部品配置と、パターン、グラウンド・プレーン、およびビアの位置を図 40 に示します。LT8615 の V_{IN} ピン、GND ピン、および入力コンデンサ (C_{IN}) には大きなスイッチング電流が流れることに注意してください。入力コンデンサを V_{IN} ピンと GND ピンの近くに配置することにより、入力コンデンサによって形成されるループをできるだけ小さくする必要があります。物理的に大きな入力コンデンサを使用すると、形成されるループが大きくなりすぎる可能性があります。この場合には、小型で値の小さなコンデンサを V_{IN} ピンと GND ピンの近くに配置して、大型のコンデンサを遠くに配置することを推奨します。これらの部品に加えて、インダクタと出力コンデンサも回路基板の同じ側に配置し、それらの接続も同じ層上で行う必要があります。表面層に最も近い層のアプリケーション回路の下には、グラウンド・プレーンを局所的に切れ目なく配置します。SW ノードと BOOST ノードは、できるだけ小さくする必要があります。最後に、RT ノードを小さくしておくことで、グラウンド・パタ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。パッケージ底面の露出パッドは、電気的にグラウンドに接続され、ヒート・シンクとしても機能するように、グラウンドにハンダ付けする必要があります。熱抵抗を小さく保つために、グラウンド・プレーンをできるだけ広げ、LT8615 の下や近くから回路基板内および裏側の別のグラウンド・プレーンまでサーマル・ビアを複数配置します。

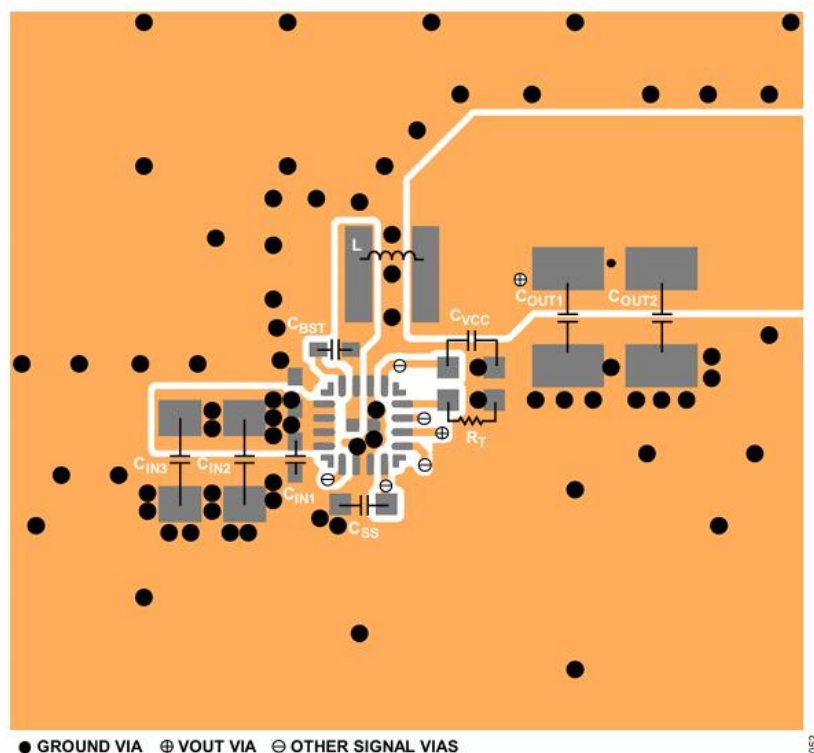


図 40. PCB レイアウト

熱に関する考慮事項とピーク電流出力

周囲温度が高い場合は、PCB のレイアウトに注意を払い、LT8615 が十分放熱できるようにします。パッケージ底面にある露出パッドは、グランド・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 LT8615 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付くにつれて、最大負荷電流をディレーティングする必要があります。

LT8615 内での消費電力は、効率の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、LT8615 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。安全なジャンクション温度を超えた場合、LT8615 はスイッチングを停止しフォルト状態を通知します。

LT8615 の温度上昇が最も大きくなるのは、高負荷、高 V_{IN} 、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、 V_{IN} 、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 41 に、 V_{IN} を下げることでケース温度の上昇をどのように制御できるかを示します。

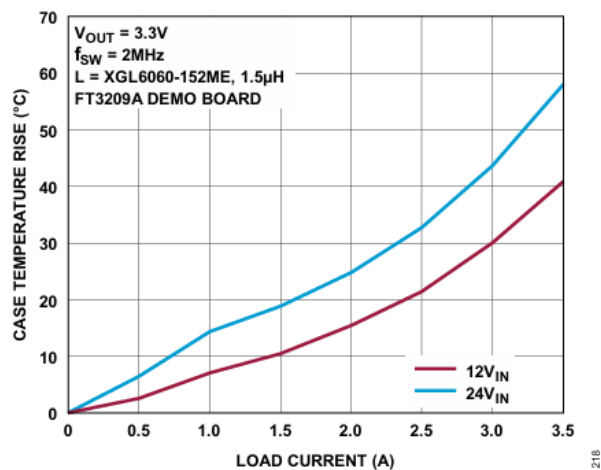


図 41. ケース温度の上昇と負荷電流の関係

代表的なアプリケーション

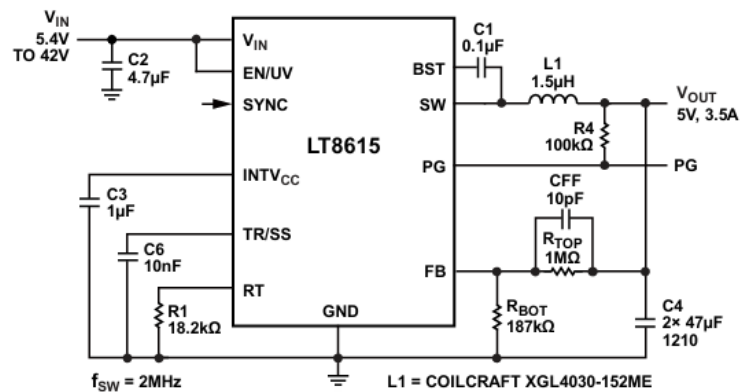


図 42. 5V 降圧コンバータ

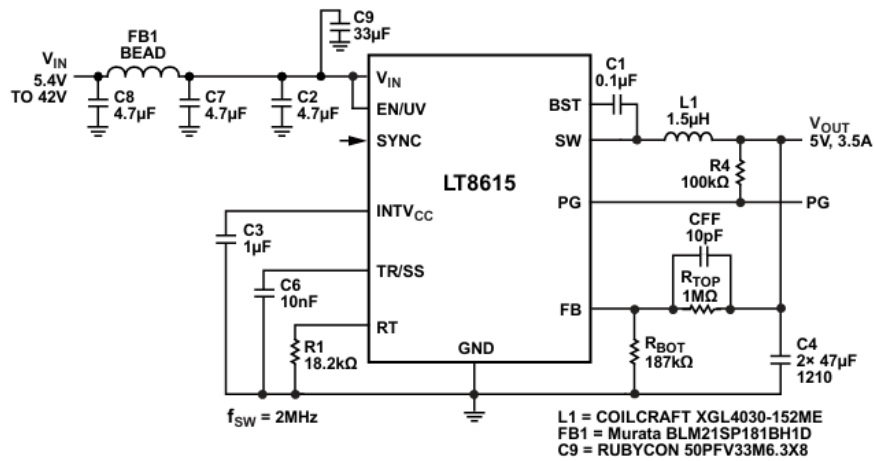


図 43. 超低 EMI の 5V 降圧コンバータ

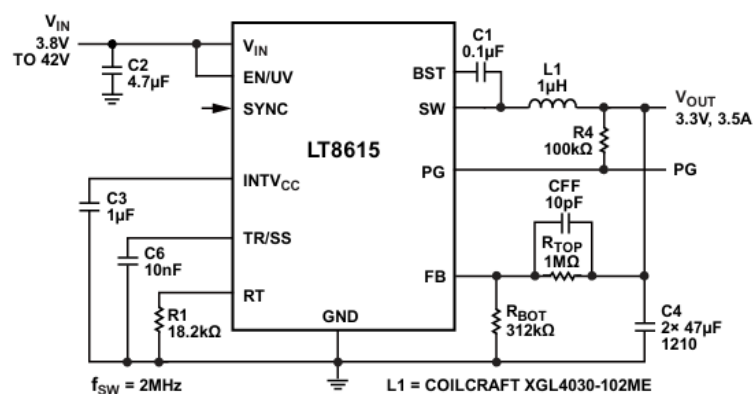


図 44. 3.3V 降圧コンバータ

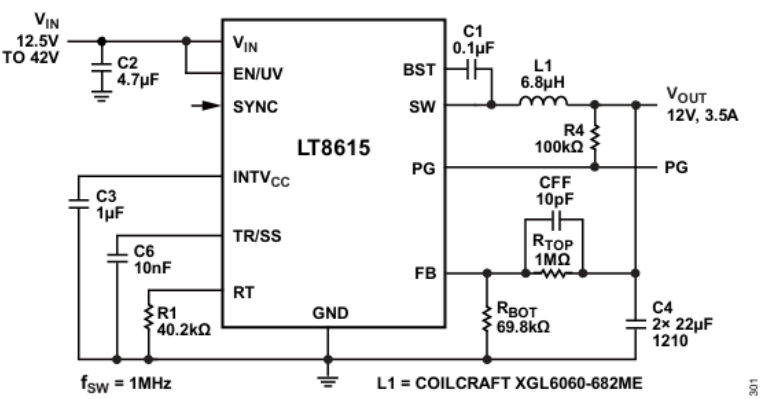


図 45. 12V 降圧コンバータ

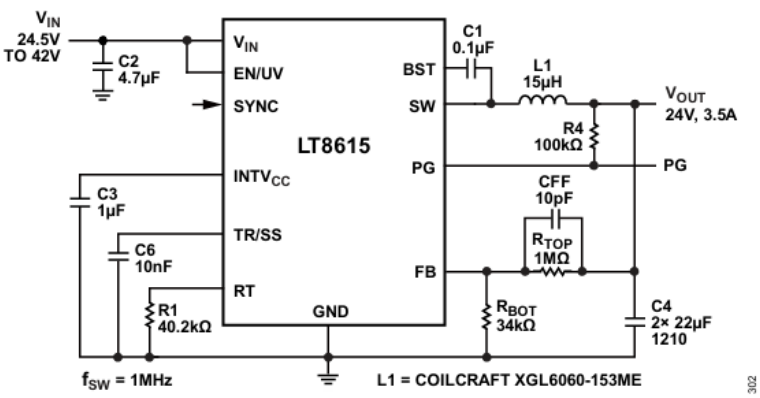
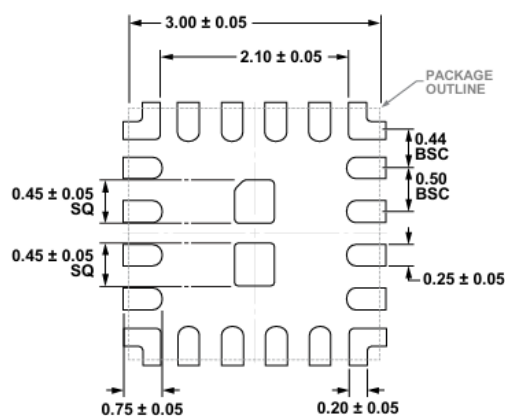
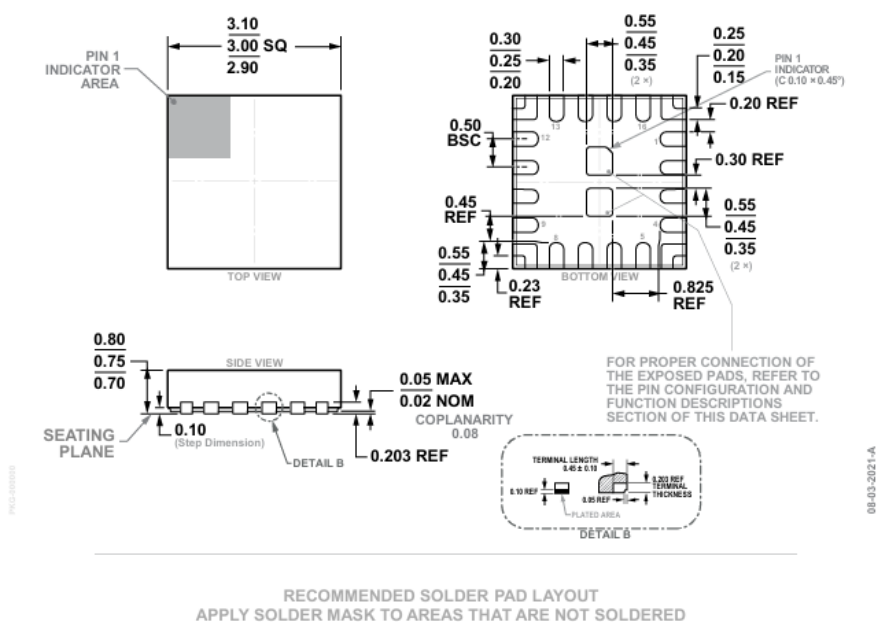


図 46. 24V 降圧コンバータ

外形寸法

最新のパッケージ図については、<https://www.analog.com/jp/design-center/packaging-quality-symbols-footprints.html> を参照してください。



16 ピン・リード・フレーム・チップ・スケール・パッケージ [LFCSP_SS]
 3mm × 3mm ボディ、側面ハンダ付け可能リード付き
 (CS-16-2)
 寸法 : mm

オーダー・ガイド

表 5. オーダー・ガイド

LEAD FREE FINISH	TAPE AND REEL	PART MARKING	PACKAGE DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE
LT8615RUDM#PBF	LT8615RUDM#TRPBF	LHWC	16-Lead (3mm × 3mm) Plastic QFN	−40°C to +150°C
AUTOMOTIVE PRODUCTS**				
LT8615RUDM#WPBF	LT8615RUDM#WTRPBF	LHWC	16-Lead (3mm × 3mm) Plastic QFN	−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。*温度グレードは出荷容器のラベルに表示されています。

テープのリール巻き仕様

**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オートモーティブ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。

関連製品

製品番号	説明	注釈
LT8608/ LT8608B	静止電流 2.5μA の 42V、1.5A 同期整流式降圧レギュレータ	$V_{IN(MIN)} = 3.2V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.778V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} = 1\mu A$ 、MSOP-10E、2mm × 2mm DFN-8
LT8609/ LT8609A	$I_Q = 2.5\mu A$ の 42V、3A、効率 94%、2.2MHz の同期整流式 MicroPower 降圧 DC/DC コンバータ	$V_{IN(MIN)} = 3V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MSOP-10E、3mm × 3mm DFN-10
LT8640A	静止電流 2.5μA の 42V、5A/8A ピーク同期整流式降圧 Silent Switcher	$V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm × 4mm QFN-18 パッケージ
LT8614	静止電流 2.5μA の 42V、4A 同期整流式降圧 Silent Switcher	$V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} = 1\mu A$ 、3mm × 4mm QFN-18 パッケージ
LT8610A/ LT8610AB	$I_Q = 2.5\mu A$ の 42V、3.5A、効率 96%、2.2MHz の同期整流式 MicroPower 降圧 DC/DC コンバータ	$V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MSOP-16E パッケージ
LT8610AC	$I_Q = 2.5\mu A$ の 42V、3.5A、効率 96%、2.2MHz の同期整流式 MicroPower 降圧 DC/DC コンバータ	$V_{IN} = 3V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MSOP-16E パッケージ
LT8611	$I_Q = 2.5\mu A$ で入出力電流制限／モニタ機能を備えた 42V、2.5A、効率 96%、2.2MHz の同期整流式 MicroPower 降圧 DC/DC コンバータ	$V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm × 5mm QFN-24 パッケージ

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・デバイセズ社は、その情報の利用に関して、あるいはその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。仕様は予告なく変更される場合があります。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。ここに記載されているすべてのアナログ・デバイセズ製品は、販売状況および在庫状況に依存します。