

# 18V、10Aの同期整流式降圧 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変調
- 高周波数で高い効率
  - 1MHz、12VIN、3.3VOUTで最大96%の効率
  - 2MHz、12VIN、3.3VOUTで最大95%の効率
- 広い入力電圧範囲: 2.8V~18V
- 出力電流: 10A
- 外部補償: 高速過渡応答および電流分担
- 低静止電流のBurst Mode®動作
  - I<sub>Q</sub> = 240μAで12VINから1.2VOUTへのレギュレーション
  - 出力リップル: <10mV<sub>p-p</sub>
- 高速最小スイッチオン時間: 20ns
- すべての条件下で低ドロップアウト: 50mV/1A
- 強制連続モード
- 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
- 小型の20ピン3mm × 4mm LQFNパッケージ

## アプリケーション

- サーバー電源アプリケーション
- オートモティブ用および工業用電源
- 汎用降圧

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。第8823345号米国特許により保護されています。

## 概要

LT®8642-1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、LT8642-1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。

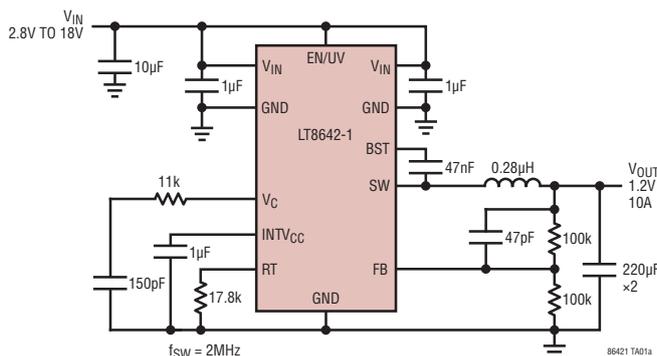
高速でクリーンな上にオーバーシュートの小さいスイッチング・エッジにより、高スイッチング周波数でも高効率の動作が可能です。全体的なソリューション・サイズを小さく抑えることができます。また、20nsという極めて低い最小オン時間のピーク電流モード制御により、高スイッチング周波数でも高い降圧比を実現します。また、V<sub>C</sub>ピンを介して外部補償を行えば、高スイッチング周波数で高速の過渡応答を実現できます。V<sub>C</sub>ピンは電流分担も可能にし、CLKOUTピンを使用すると他のレギュレータをLT8642-1に同期させることができます。

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ピンを通じ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。

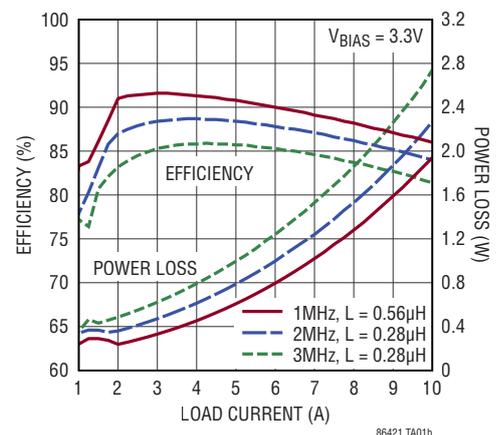
	INTERNAL CAPACITORS	PACKAGE
LT8642S	V <sub>IN</sub> , BST, INTV <sub>CC</sub>	4mm × 4mm LQFN
LT8642-1	None	3mm × 4mm LQFN

## 標準的応用例

1.2V/10A 降圧コンバータ



12VIN/1.2VOUTの効率



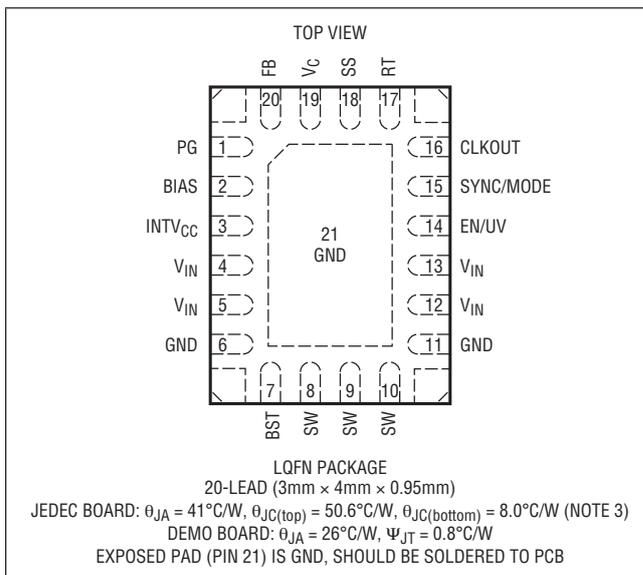
# LT8642-1

## 絶対最大定格

(Note 1)

$V_{IN}$ , EN/UV, PG, BIAS.....	18V
SW.....	$V_{IN} + 0.3V$
SW (25ns 未満のトランジェント).....	21V
FB, SS.....	4V
SYNC/MODE 電圧.....	6V
動作ジャンクション温度範囲 (Note 2)	
LT8642-1E.....	-40°C~125°C
保管温度範囲.....	-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*	仕上げコード	パッド仕上げ	パッケージ** タイプ	MSL レーティング	温度範囲
LT8642EV-1#PBF	86421	e4	Au (RoHS)	LQFN (QFN フットプリントの 積層パッケージ)	3	-40°C~125°C
LT8642EV-1#TRPBF						

\* 更に広い動作温度範囲仕様の部品についてはアナログ・デバイス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 に依ります。

• 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

テープ&リールの仕様

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。\*LT8642-1 のパッケージ寸法は、標準の 4mm x 3mm QFN パッケージと同じです。

## 電気的特性

● は、全動作温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値です。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Minimum Input Voltage		●	2.5	2.8	V	
$V_{IN}$ Quiescent Current in Shutdown	$V_{EN/UV} = 0V, V_{IN} = 12V$		0.75	3	$\mu\text{A}$	
$V_{IN}$ Quiescent Current in Sleep	$V_{EN/UV} = 2V, V_{FB} > 0.597V, V_{SYNC} = 0V, V_{BIAS} = 0V, V_{IN} = 6V$	●	230	290	$\mu\text{A}$	
Feedback Reference Voltage	$V_{IN} = 6V, V_C = 1.25V$	●	0.594	0.597	0.600	V
	$V_{IN} = 6V, V_C = 1.25V$	●	0.591	0.597	0.603	V
Feedback Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 4.0V$ to $18V$	●	0.0002	0.02	%/V	
Feedback Pin Input Current	$V_{FB} = 0.6V$		-20	20	nA	
Error Amplifier Transconductance	$V_C = 1.25V$		1.4	1.75	2.05	mS
Error Amp Gain			400		V/V	

## 電気的特性

●は、全動作温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値です。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
$V_C$ Source Current	$V_{FB} = 0.4\text{V}$ , $V_C = 1.25\text{V}$		360		$\mu\text{A}$	
$V_C$ Sink Current	$V_{FB} = 0.8\text{V}$ , $V_C = 1.25\text{V}$		360		$\mu\text{A}$	
$V_C$ Pin to Switch Current Gain			8.5		A/V	
$V_C$ Clamp Voltage			2.6		V	
BIAS Pin Current Consumption	$V_{BIAS} = 3.3\text{V}$ , $f_{SW} = 2\text{MHz}$		20		mA	
Minimum On-Time	$I_{LOAD} = 3\text{A}$ , $SYNC = 2\text{V}$	●	20	35	ns	
Minimum Off-Time			80	110	ns	
Oscillator Frequency	$R_T = 221\text{k}$ $R_T = 60.4\text{k}$ $R_T = 18.2\text{k}$	●	175	210	245	kHz
		●	650	700	745	kHz
		●	1.875	1.95	2.00	MHz
Top Power NMOS On-Resistance			17.5		m $\Omega$	
Top Power NMOS Current Limit	Duty Cycle = 5%	●	14.5	18	21.5	A
Bottom Power NMOS On-Resistance	$V_{INTVCC} = 3.4\text{V}$		8		m $\Omega$	
Bottom Power NMOS Current Limit	$V_{INTVCC} = 3.4\text{V}$		10	13	16	A
SW Leakage Current	$V_{IN} = 18\text{V}$ , $V_{SW} = 0\text{V}$ , $18\text{V}$		-15		15	$\mu\text{A}$
EN/UV Pin Threshold	EN/UV Rising	●	0.93	0.99	1.05	V
EN/UV Pin Hysteresis			40		mV	
EN/UV Pin Current	$V_{EN/UV} = 2\text{V}$		-20		20	nA
PG Upper Threshold Offset from $V_{FB}$	$V_{FB}$ Rising	●	5	8	11	%
PG Lower Threshold Offset from $V_{FB}$	$V_{FB}$ Falling	●	-11	-8	-5	%
PG Hysteresis			0.4		%	
PG Leakage	$V_{PG} = 3.3\text{V}$		-40		40	nA
PG Pull-Down Resistance	$V_{PG} = 0.1\text{V}$	●		600	2000	$\Omega$
SYNC/MODE Threshold	SYNC/MODE DC and Clock Low Level Voltage	●	0.6			V
		●			1.5	V
		●	2.2		2.9	V
Spread Spectrum Modulation Frequency Range	$R_T = 60.4\text{k}$ , $V_{SYNC} = 3.3\text{V}$		22		%	
Spread Spectrum Modulation Frequency	$V_{SYNC} = 3.3\text{V}$		3		kHz	
SS Source Current			1.2	1.9	2.6	$\mu\text{A}$
SS Pull-Down Resistance	Fault Condition, $SS = 0.1\text{V}$		200		$\Omega$	

**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:** LT8642-1E 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、および統計のプロセス制御との相関付けによって確認されています。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。

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

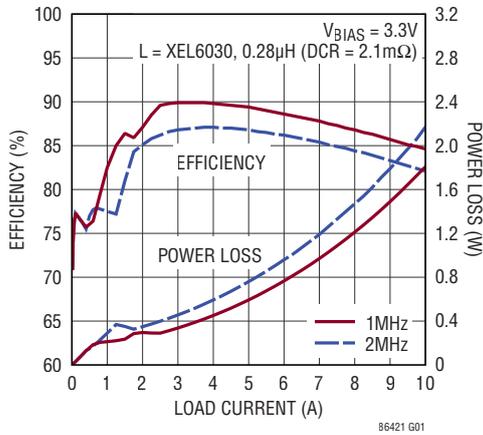
ここで、 $\theta_{JA}$  ( $^\circ\text{C}/\text{W}$ ) はパッケージの熱抵抗です。

**Note 3:** 9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。

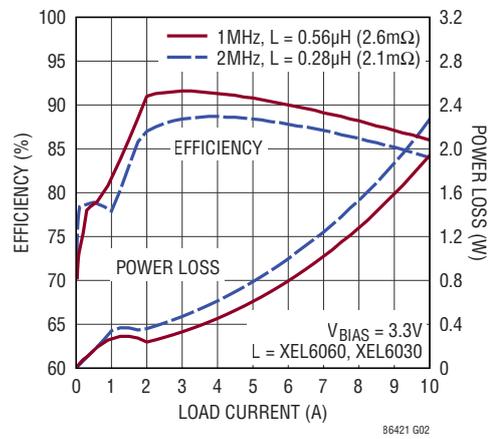
**Note 4:** このICは、過負荷状態からデバイスを保護することを目的とした過熱保護機能を備えています。過熱保護機能が作動した場合、ジャンクション温度は $150^\circ\text{C}$ を超えています。仕様規定された最大動作ジャンクション温度を超えてデバイスを連続動作させると、寿命が短くなります。

## 代表的な性能特性

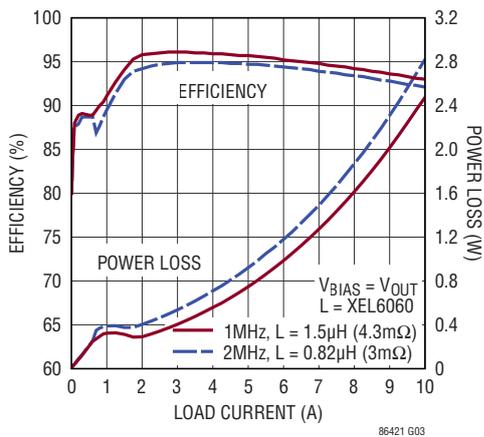
### 12VIN/1VOUTの効率



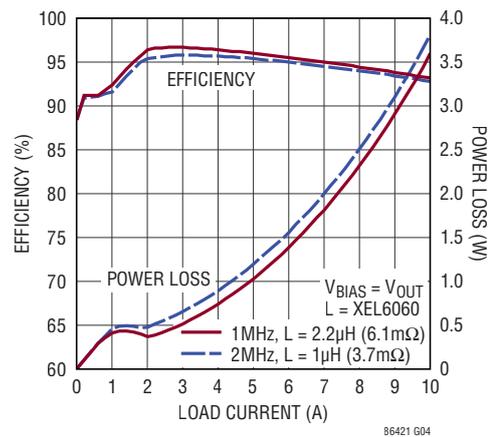
### 12VIN/1.2VOUTの効率



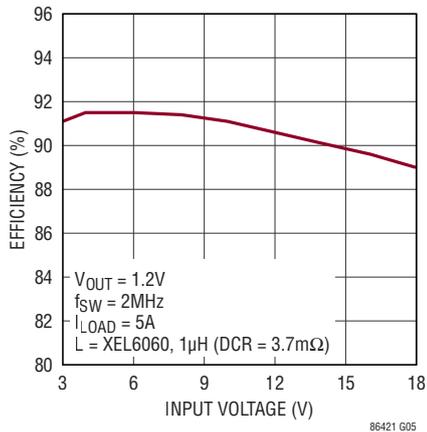
### 12VIN/3.3VOUTの効率



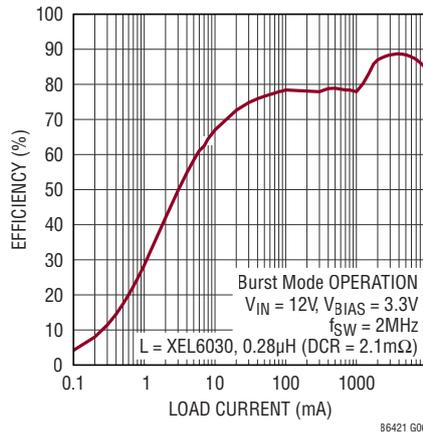
### 12VIN/5VOUTの効率



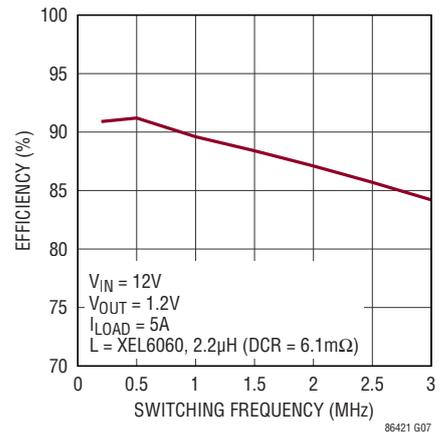
### 効率とVINの関係



### 12VIN/1.2VOUTの低負荷時の効率

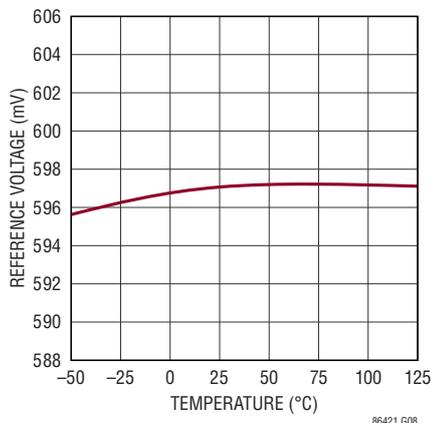


### 効率と周波数の関係

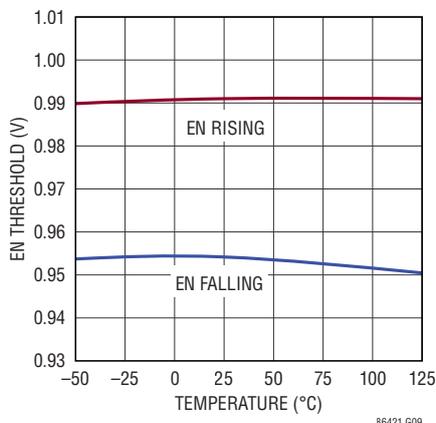


代表的な性能特性

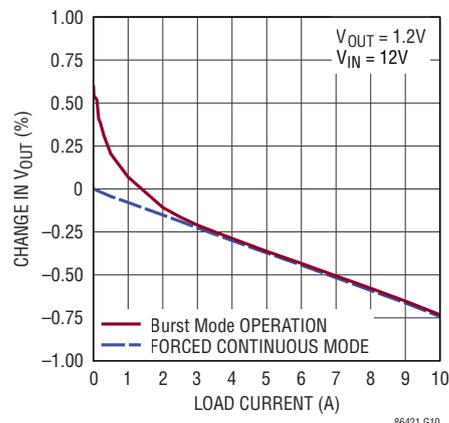
リファレンス電圧



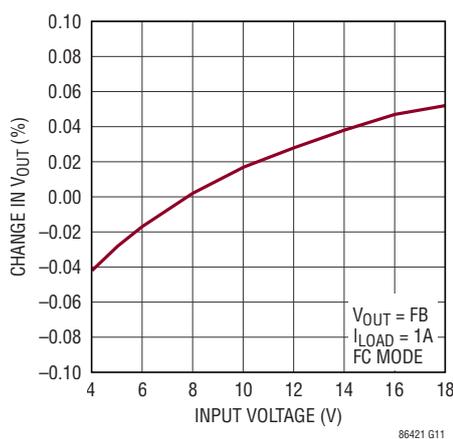
ENピンの閾値



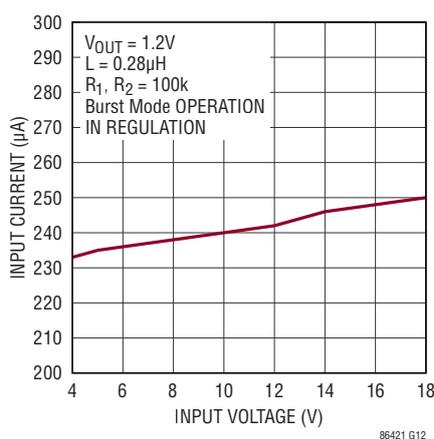
負荷レギュレーション



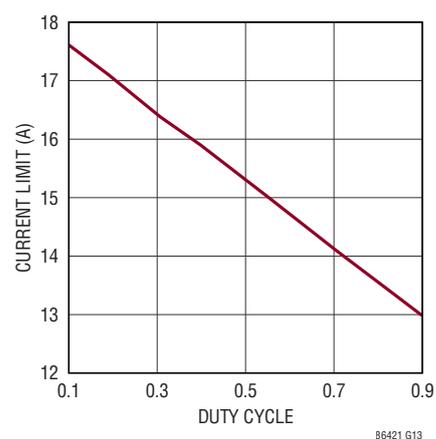
ラインレギュレーション



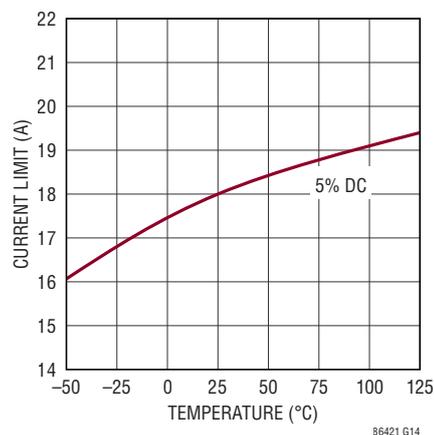
無負荷時の電源電流



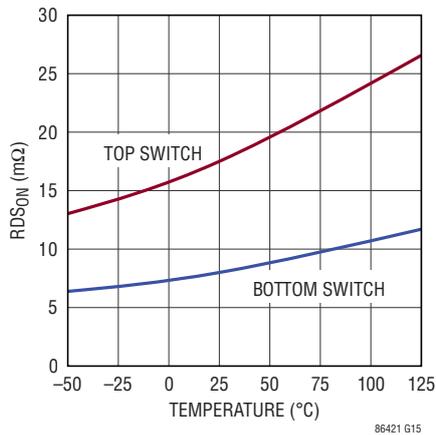
上側FET電流制限値とデューティサイクルの関係



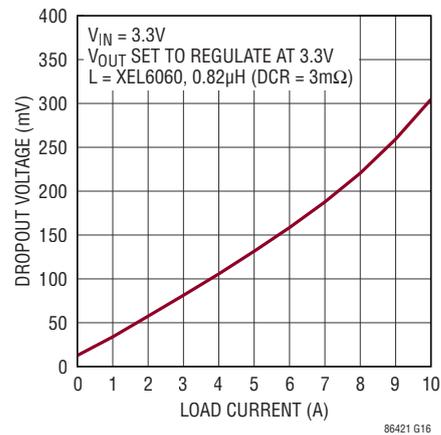
上側FETの電流制限値



スイッチのR<sub>DS(ON)</sub>と温度の関係

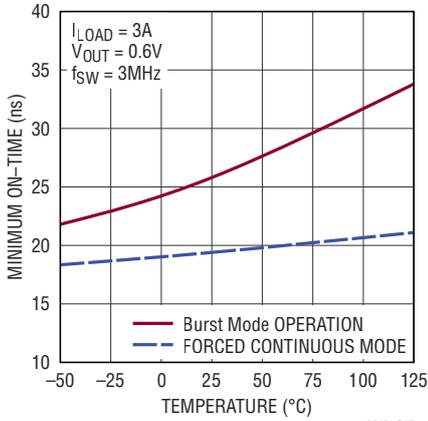


ドロップアウト電圧

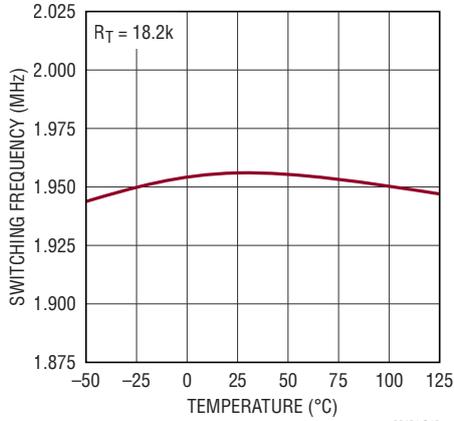


## 代表的な性能特性

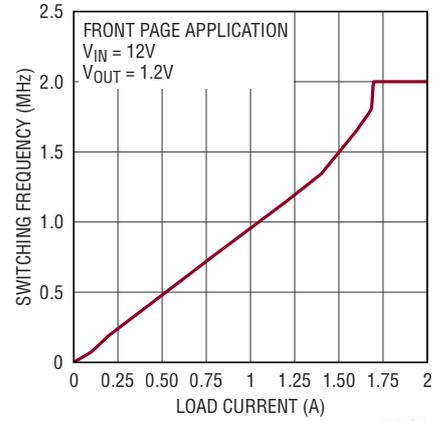
最小オン時間



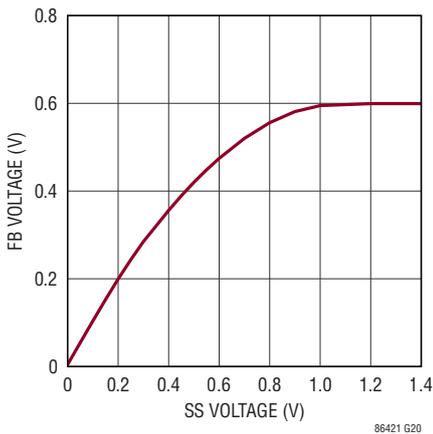
スイッチング周波数



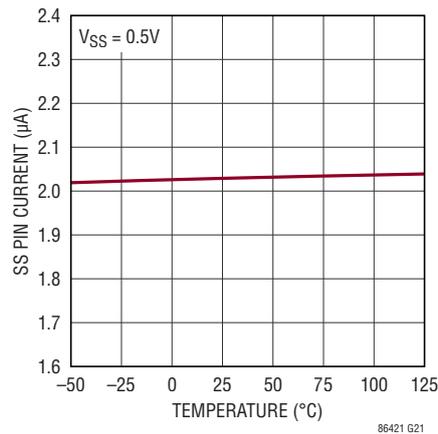
バースト周波数



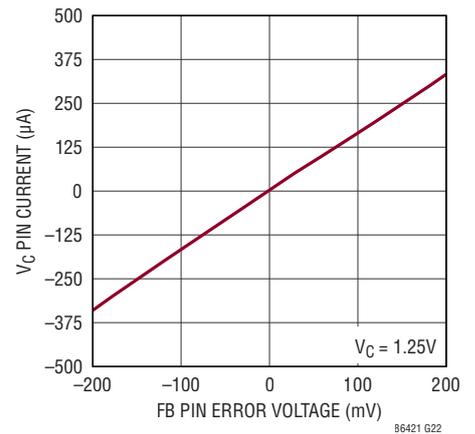
ソフトスタート・トラッキング



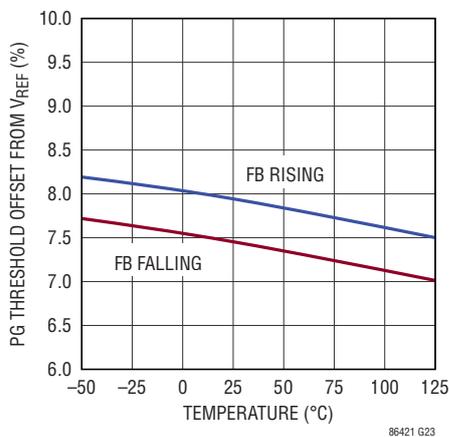
ソフトスタート電流



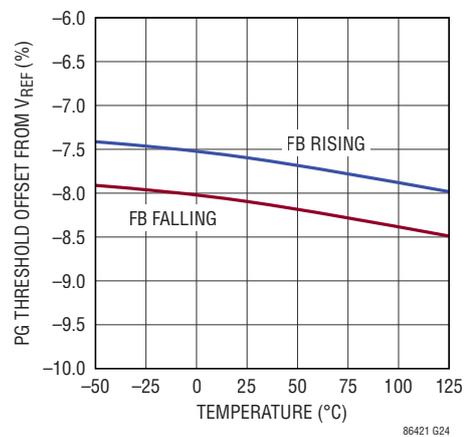
エラー・アンプ出力電流



PG 閾値、 $V_{REF}$  上側

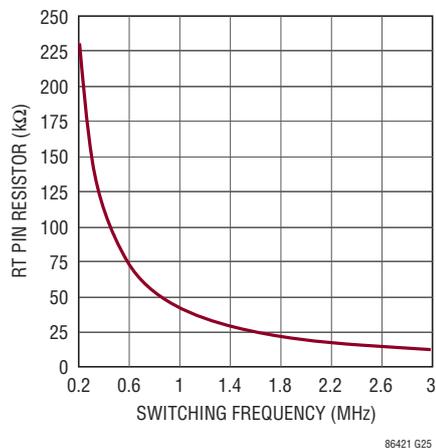


PG 閾値、 $V_{REF}$  下側

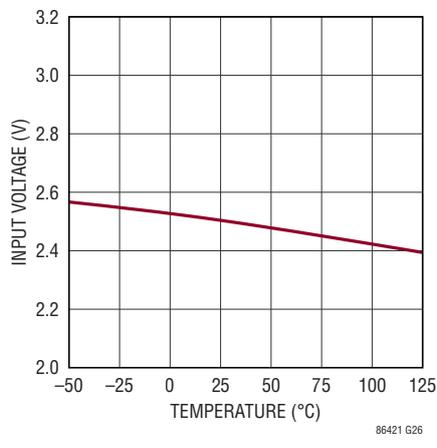


代表的な性能特性

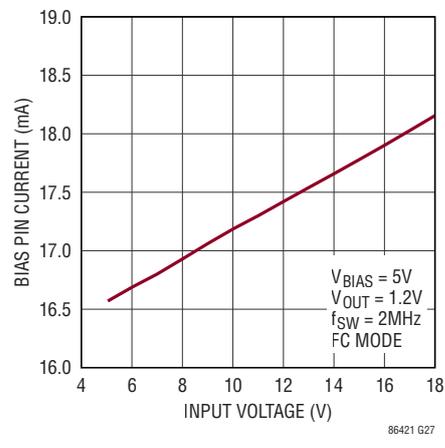
RT 設定によるスイッチング周波数



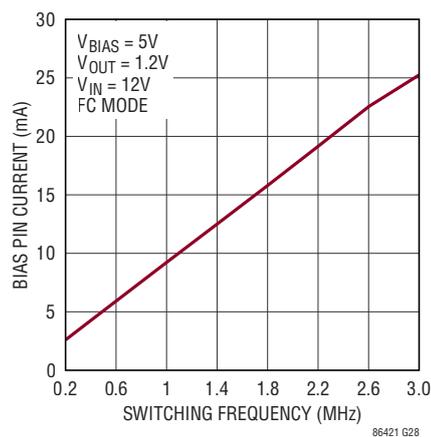
最小入力電圧



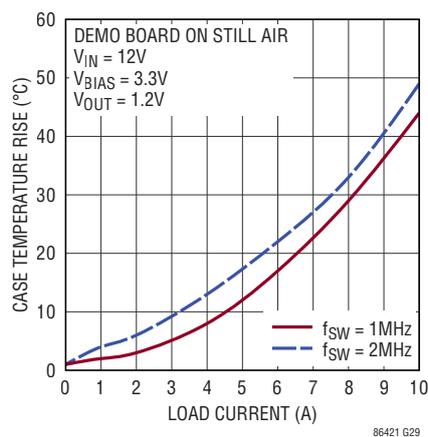
バイアス・ピンの電流とVINの関係



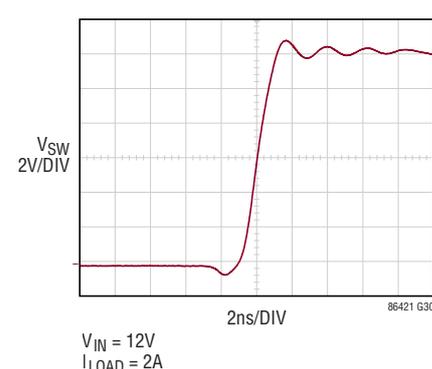
バイアス・ピン電流と周波数の関係



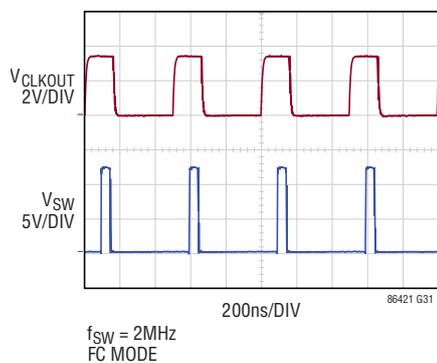
ケース温度の上昇



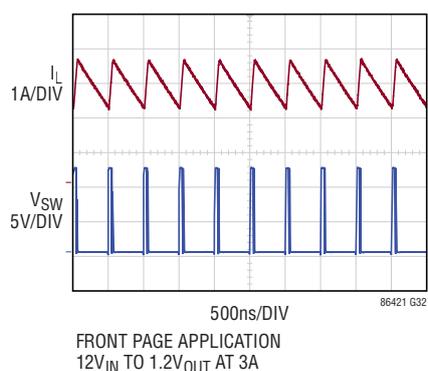
スイッチング時の立上がりエッジ



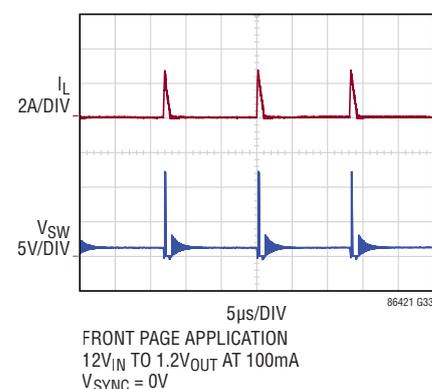
CLKOUT 波形



スイッチング波形、全周波数連続動作時

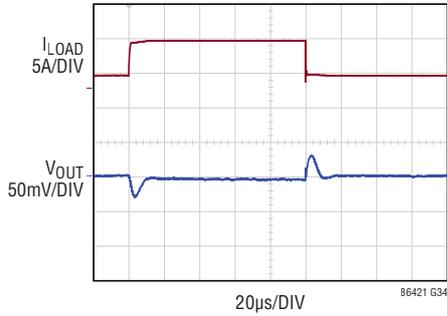


スイッチング波形、Burst Mode 動作時



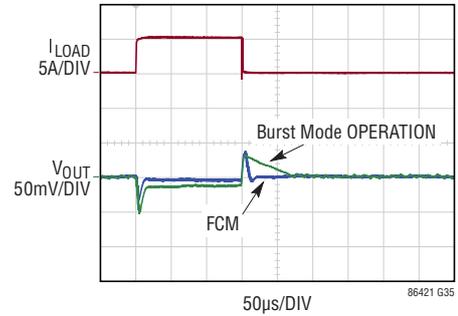
## 代表的な性能特性

過渡応答: 負荷電流を2Aから7Aにステップ状に変化



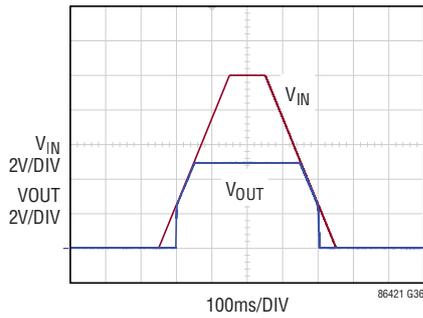
FRONT PAGE APPLICATION  
2A TO 7A TRANSIENT  
 $V_{IN} = 12V, V_{OUT} = 1.2V, f_{SW} = 2MHz$   
 $C_C = 150pF, R_C = 11k$   
 $C_{OUT} = 2 \times 220\mu F, C_{LEAD} = 47pF$

過渡応答: 負荷電流を100mAから5.1Aにステップ状に変化



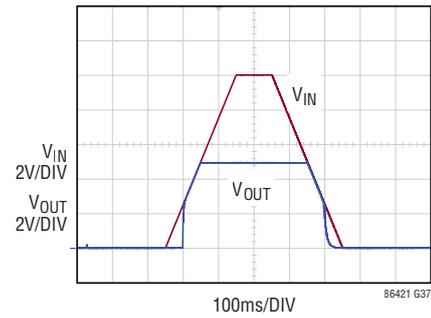
FRONT PAGE APPLICATION  
100mA TO 5.1A TRANSIENT  
 $V_{IN} = 12V, V_{OUT} = 1.2V, f_{SW} = 2MHz$   
 $C_C = 150pF, R_C = 11k$   
 $C_{OUT} = 2 \times 220\mu F, C_{LEAD} = 47pF$

起動時のドロップアウト性能



1Ω LOAD  
(5A IN REGULATION)

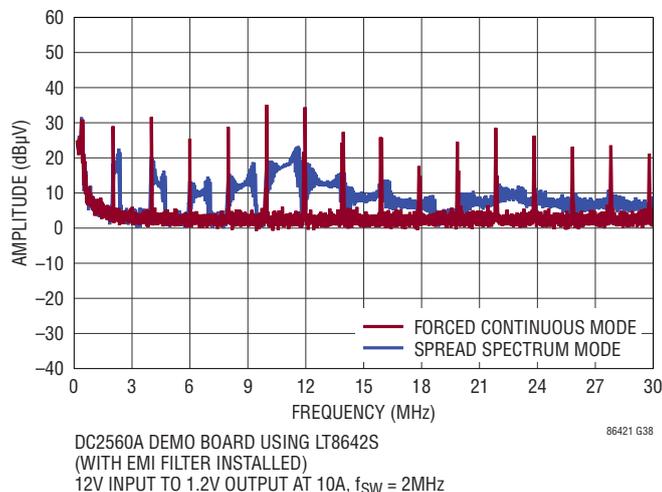
起動時のドロップアウト性能



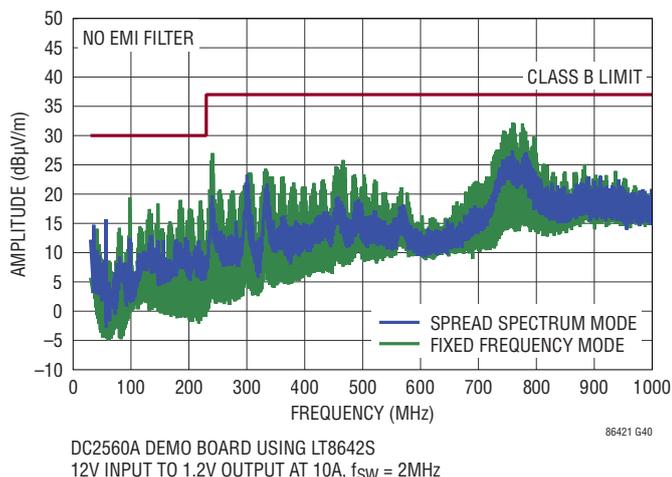
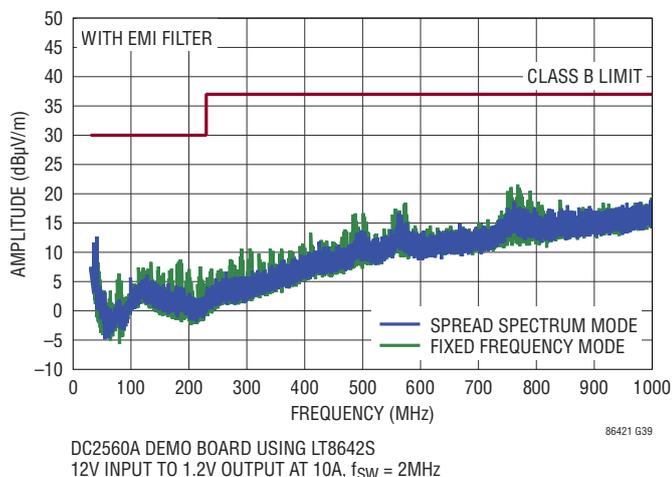
20Ω LOAD  
(250mA IN REGULATION)

代表的な性能特性

伝導 EMI 性能



放射 EMI 性能  
(Class B 限界値での CISPR32 放射妨害波テスト)



## ピン機能

**PG (ピン1)** : 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 $\pm 8\%$ 以内になるまでローのままです。フォルト状態にはなりません。PGは、EN/UVが1V未満になった場合、INTV<sub>CC</sub>が低くなりすぎた場合、V<sub>IN</sub>が低くなり過ぎた場合、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<sub>IN</sub>が2.8Vより高い場合はPGが有効です。

**BIAS (ピン2)** : BIASを3.1Vを超える電圧に接続すると、内部レギュレータへの電流はV<sub>IN</sub>ではなくBIASから供給されます。出力電圧が3.3V以上の場合、これらのピンをV<sub>OUT</sub>に接続する必要があります。このピンをV<sub>OUT</sub>以外の電源に接続する場合は、このピンに1 $\mu$ Fの局所的なバイパス・コンデンサを接続してください。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。

**INTV<sub>CC</sub> (ピン3)** : 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への電力は、この電圧から供給されます。INTV<sub>CC</sub>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<sub>CC</sub>の電流はBIASから供給され、それ以外の場合はV<sub>IN</sub>から供給されます。BIASが3.0V~3.6Vの場合、INTV<sub>CC</sub>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、1 $\mu$ F以上の低ESRセラミック・コンデンサを接続します。コンデンサはできるだけデバイスに近付けてください。

**V<sub>IN</sub> (ピン4、5、12、13)** : V<sub>IN</sub>ピンはLT8642-1の内部回路と上側パワー・スイッチに電流を供給します。LT8642-1では、複数のV<sub>IN</sub>バイパス・コンデンサを使用する必要があります。1 $\mu$ Fの小型コンデンサ2個をLT8642-1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<sub>IN1</sub>、C<sub>IN2</sub>)。値のより大きな(4.7 $\mu$ F以上)3個目のコンデンサを、C<sub>IN1</sub>またはC<sub>IN2</sub>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。

**GND (ピン6、11、露出パッド・ピン21)** : 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な場合はピン21を未接続のままにできますが、熱性能は低下します。

**BST (ピン7)** : 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47nFの昇圧コンデンサを配置してください。

**SW (ピン8-10)** : 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。

**EN/UV (ピン14)** : LT8642-1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0.99V、下降時は0.95Vです。このシャットダウン機能を使わない場合は、V<sub>IN</sub>に接続してください。V<sub>IN</sub>との間に抵抗分圧器を外付けすれば、V<sub>IN</sub>の閾値をプログラムして、その閾値未満ではLT8642-1をシャットダウンさせることができます。

**SYNC/MODE (ピン15)** : LT8642-1では、このピンは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 $\mu$ A未満にする必要があります。内部プルアップ抵抗とプルダウン抵抗についてはBlock Diagramを参照してください。(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<sub>CC</sub>(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。同期中、デバイスは強制連続モードで動作します。

**CLKOUT (ピン16)** : 強制連続モード、スペクトラム拡散モード、同期モードでは、CLKOUTピンは、約200ns幅のパルスを所定のスイッチング周波数で出力します。CLKOUTピンのロー・レベルはグラウンド、ハイ・レベルはINTV<sub>CC</sub>です。また、CLKOUTピンの駆動強度は数100 $\Omega$ 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。

**RT (ピン17)** : 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。

**SS (ピン18)** : 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することができます。SSピンの電圧が1V未満になると、LT8642-1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

## ピン機能

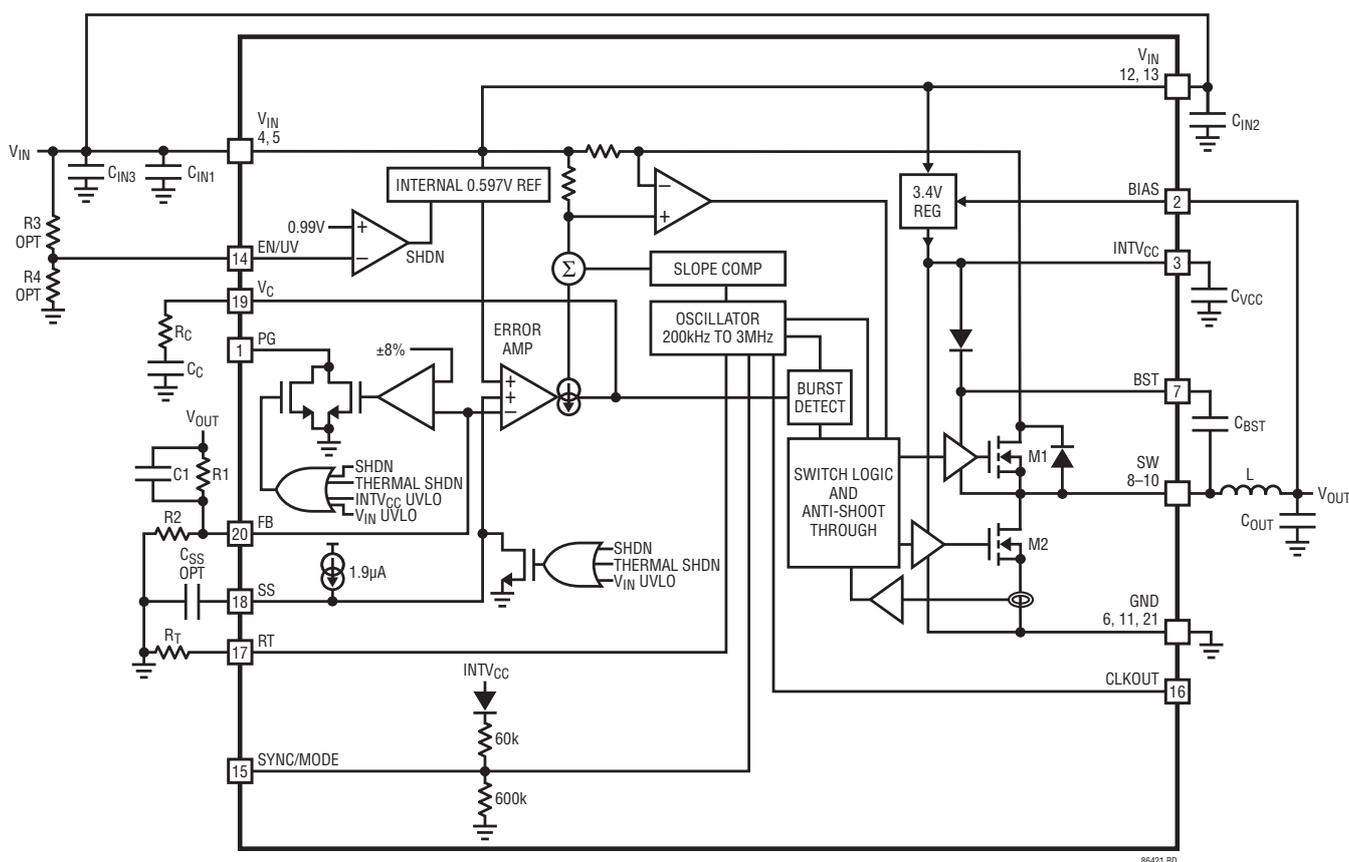
キング機能が無効化され、内部リファレンスによるエラー・アンプの制御が再開されます。このピンにはINTV<sub>CC</sub>から1.9 $\mu$ Aの内部プルアップ電流が流れるので、コンデンサを使って出力電圧のスルー・レートを設定できます。このピンは、シャットダウン時およびフォルト状態時には内蔵の200 $\Omega$  MOSFETによってグラウンド電位になります。低インピーダンス出力で駆動する場合は、直列抵抗を使用してください。ソフトスタート機能を使わない場合は、このピンをフロート状態のままにしておくことができます。

**V<sub>C</sub> (ピン19) :** V<sub>C</sub>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。

**FB (ピン20) :** LT8642-1は、FBピンを0.597V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<sub>OUT</sub>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。

**コーナー・ピン:** 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。

## ブロック図



## 動作

LT8642-1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ピーク・インダクタ電流値は、 $V_C$ ピンの電圧によって制御されます。エラー・アンプは、VFBピンの電圧と0.597V内部リファレンスを比較することによって $V_C$ 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に対して低くなる平均インダクタ電流が新たな負荷電流と釣り合うまでエラー・アンプが $V_C$ 電圧を引き上げます。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13.5A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、LT8642-1はシャットダウンされ、入力から流れ込む電流は0.75 $\mu$ Aになります。EN/UVピンが0.99V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、LT8642-1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し、入力電源電流が230 $\mu$ 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240 $\mu$ Aが消費されます。帰還抵抗分圧器の電流が負荷電流のように出力に現れる点に注意してください。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)を使用できます。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。

LT8642-1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、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、LT8642-1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。

LT8642-1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、+20%の三角波周波数変調によってクロックを変化させます。例えば、LT8642-1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~2.4MHz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<sub>CC</sub>(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以上の場合は、内部回路への電源電流をBIASピンから供給することができます。それ以外の場合、内部回路への電流は $V_{IN}$ から供給されます。LT8642-1の出力を3.3V以上に設定する場合は、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。 $V_C$ ピンは電流分担も可能にし、CLKOUTピンを使用すると他のレギュレータをLT8642-1に同期させることができます。

出力電圧の変動幅が設定値の $\pm 8\%$ (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ピンがローの場合は、発振器がLT8642-1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ピンをフロート状態にした場合、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ディスエーブルされ、スイッチング周波数は過電流状態のときのみ低下するようになります。

## アプリケーション情報

### 低EMIのPCBレイアウト

LT8642-1はEMIの放出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特別に設計されています。LT8642-1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 $\mu$ F未満の小型コンデンサ2個をLT8642-1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 $\mu$ F以上)3個目のコンデンサを、 $C_{OPT1}$ または $C_{OPT2}$ 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1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、LT8642-1のデモ・ボード・ガイドを参照してください。

LT8642-1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。0402や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にあるアプリケーション回路の下に配置してください。

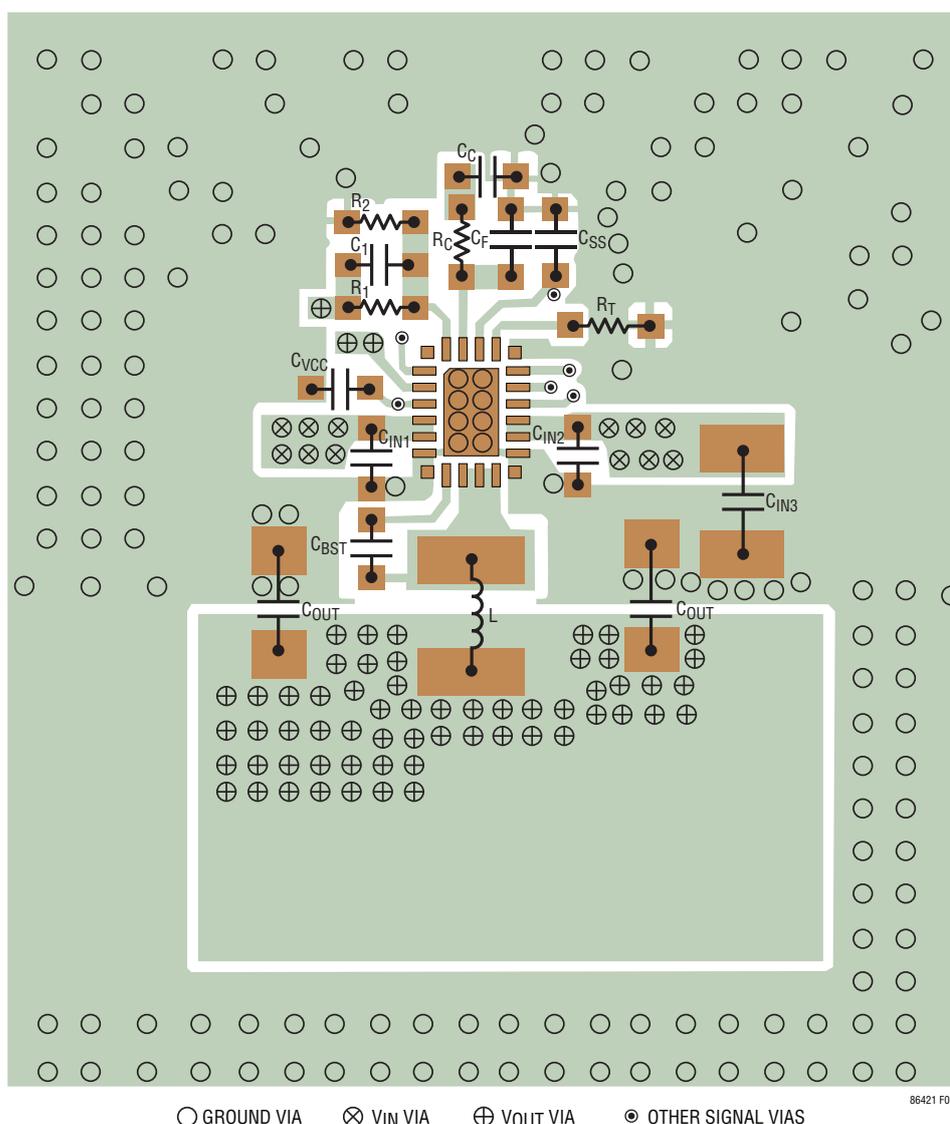


図1. LT8642-1の推奨PCBレイアウト

## アプリケーション情報

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、FB ノードと 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 からのグラウンド・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くなった電源グラウンド・プレーンに、サーマル・ビアを追加します。

### Burst Mode 動作

軽負荷時の効率を上げるために、LT8642-1 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出力電圧まで充電した状態に保ちます。Burst Mode 動作では、LT8642-1 は単一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・モードで LT8642-1 が消費する電流は 230 $\mu$ A です。

出力負荷が低下するにつれて単一電流パルスの周波数も減少し (図2を参照)、LT8642-1 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

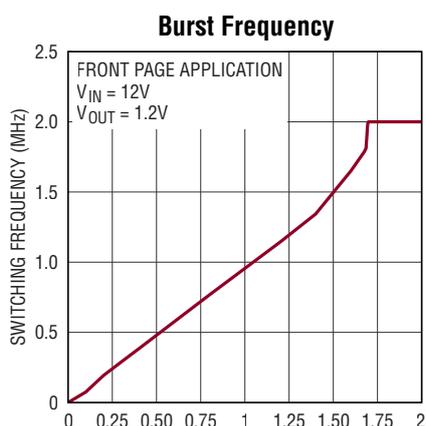


図2. SW 周波数と負荷の関係 (Burst Mode 動作時)

アプリケーションでは、コンバータの静止電流が 240 $\mu$ A に近づきます。帰還抵抗分圧器の電流が負荷電流のように出力に現れる点に注意してください。

Burst Mode 動作時は (図3に示すように) 上側スイッチの電流制限値が約 2A であり、その結果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、それに反比例して出力リップルが小さくなります。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2に示すように、RT ピンの抵抗によってプログラムされた値が上限値となります。

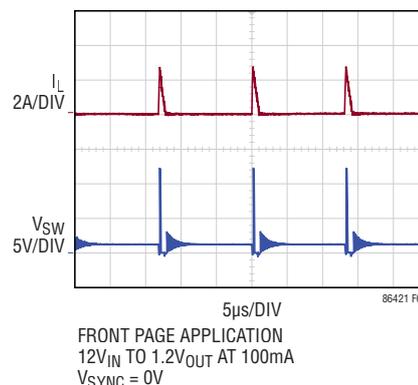


図3. Burst Mode 動作

LT8642-1 が設定周波数に達する出力負荷は、入力電圧、出力電圧およびインダクタの選択に基づいて変化します。低リップルの Burst Mode 動作を選択するには、SYNC/MODE 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・ロー出力のどちらかとすることができます)。

### 強制連続モード

LT8642-1 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では、負のインダクタ電流が許容されます。このモードでは、LT8642-1 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4を参照)。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

## アプリケーション情報

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 $\mu$ A未満とする必要があります。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。

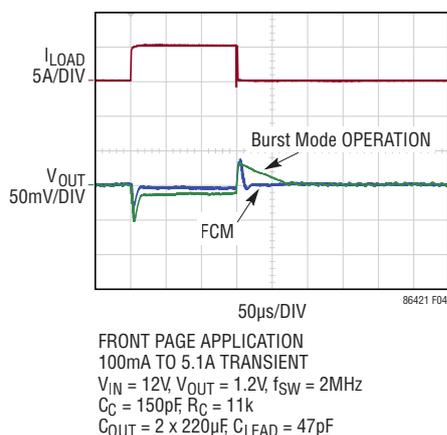


図4. 強制連続モード使用時と未使用時の負荷ステップ過渡応答

$V_{IN}$ ピンが17.5V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%高い電圧に保持されている場合、FCMはディスエーブルされます。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(約2V)に充電されるまでFCMはディスエーブルされます。このような形でFCMがディスエーブルされた場合は負のインダクタ電流が許容されず、LT8642-1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

LT8642-1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<sub>CC</sub>(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によってプログラムされた値から、その値より約20%高い値までの範囲で、スイッチ周波数を変化させます。変調周波数は約3kHzです。例えば、LT8642-1を2MHzに設定すると、周波数は2MHz~2.4MHzの範囲を3kHzの割合で変化します。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

LT8642-1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、最小オン時間とオフ時間が50nsで、振幅の谷が0.4V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。

LT8642-1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。LT8642-1は200kHz~3MHzの範囲で同期できます。RT抵抗は、LT8642-1のスイッチング周波数が最小同期入力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。同期周波数はインダクタ電流波形のスロープを変えないので、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抵抗回路

出力電圧は、出力とFBピンにある抵抗分圧器でプログラムされます。**式1**に従って抵抗値を選んでください。

$$R1 = R2 \left( \frac{V_{OUT}}{0.597V} - 1 \right) \quad (1)$$

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は、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<sub>OUT</sub>とFBの間に接続してください。

## アプリケーション情報

### スイッチング周波数の設定

LT8642-1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することができます。希望のスイッチング周波数を得るために必要なRTの値を表1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。

$$R_T = \frac{46.5}{f_{SW}} - 5.2 \quad (2)$$

ここでRTの単位はkΩです。また、fswは目的のスイッチング周波数で、単位はMHzです。

表 1. SW周波数とRT値の関係

fsw (MHz)	RT (kΩ)
0.2	232
0.3	150
0.4	110
0.5	88.7
0.6	71.5
0.7	60.4
0.8	52.3
1.0	41.2
1.2	33.2
1.4	28.0
1.6	23.7
1.8	20.5
2.0	17.8
2.2	15.8
3.0	10.7

### 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すが、効率が低く、入力電圧範囲が狭いという欠点があります。

アプリケーションの最大スイッチング周波数(fsw(MAX))は式3で計算できます。

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

ここで、VINは入力電圧(代表値)、VOUTは出力電圧、Vsw(TOP)とVsw(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0.1V)、ton(MIN)は上側スイッチの最小オン時間です(電気的特性のセクションを参照)。式3は、高いVIN/VOUT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、RTの値に関係なくVINが18Vの絶対最大定格まで増加する可能性があります。LT8642-1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。

LT8642-1は約99%の最大デューティ・サイクルに対応でき、VIN～VOUT間のドロップアウト電圧は上側スイッチのRDS(ON)によって制限されます。このモードでは、LT8642-1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RTで設定した周波数より低くなります。

VIN/VOUT比が低い場合には設定スイッチング周波数からの偏差が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。

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

ここで、VIN(MIN)はサイクルをスキップしない場合の最小入力電圧、VOUTは出力電圧、Vsw(TOP)とVsw(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0.1V)、fswは(RTによって設定された)スイッチング周波数、toff(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、サイクル数を減少させてデューティ・サイクルを高める場合の最小入力電圧が高くなることに注意してください。

## アプリケーション情報

### インダクタの選択と最大出力電流

LT8642-1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。LT8642-1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。

最初に選択するインダクタ値として妥当な値は、式5で得られます。

$$L = \left( \frac{V_{OUT} + V_{SW(BOT)}}{f_{SW}} \right) \cdot 0.5 \quad (5)$$

ここで、 $f_{SW}$ はスイッチング周波数(MHz)、 $V_{OUT}$ は出力電圧、 $V_{SW(BOT)}$ は下側スイッチの電圧降下(約0.1V)、 $L$ はインダクタの値( $\mu\text{H}$ )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 $I_{SAT}$ で表します)は、負荷電流にインダクタ・リップル電流の1/2を加えた値より大きくなければなりません。(式6)。

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

ここで、 $\Delta I_L$ は式8で計算されるインダクタのリップル電流、 $I_{LOAD(MAX)}$ はその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。高い効率を維持するため、直列抵抗(DCR)は $0.01\Omega$ 未満でなくてはならず、また、コア材質は高周波アプリケーション用のものにしてください。

LT8642-1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18Aですが、そこから直線的に減少して、 $DC = 0.8$ では13.5A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( $I_{LIM}$ )とリップル電流の関数です(式7)。

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

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。

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

ここで、 $f_{SW}$ はLT8642-1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、LT8642-1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( $I_{OUT(MAX)}$ )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りません。

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、LT8642-1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、アナログ・デバイセズのアプリケーション・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( $V_{OUT}/V_{IN} > 0.5$ )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(式9参照)。詳細についてはアナログ・デバイセズのアプリケーション・ノート19を参照してください。

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

## アプリケーション情報

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

最大限の性能を得るには、LT8642-1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 $\mu$ F未満の小型セラミック・コンデンサ2個( $C_{IN1}$ 、 $C_{IN2}$ )をデバイスの近くに両側に1個ずつ配置してください。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、LT8642-1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 $\mu$ 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、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、更に大きな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。LT8642-1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、LT8642-1の定格電圧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(アナログ・デバイセズのアプリケーション・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、インダクタと共に、LT8642-1によって生成される矩形波をフィルタに通してDC出力を発生させます。この操作は出力リップルを決定するので、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を吸収してLT8642-1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。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。

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。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、出力電圧リップルは小さくなります。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を節約できますが、トランジェント性能が悪化し、ループが不安定になるおそれがあります。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、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です。

### 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、LT8642-1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LT8642-1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、LT8642-1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LT8642-1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、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、LT8642-1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。LT8642-1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LT8642-1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(アナログ・デバイセズのアプリケーション・ノート88を参照)。

## アプリケーション情報

### イネーブル・ピン

LT8642-1はENピンがローになるとが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0.99V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<sub>IN</sub>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<sub>IN</sub>とENの間に抵抗分圧器を追加すると、V<sub>IN</sub>が所定の電圧を超えた場合のみ出力をレギュレーションするようにLT8642-1を設定できます(ブロック図を参照)。通常、この閾値V<sub>IN(EN)</sub>は、入力電源の電流が制限されている場合や、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取り出すので、電源電圧が低下すると電源電流が増大します。これは電源からすると負の抵抗負荷のように見え、低電源電圧条件下では、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<sub>IN(EN)</sub>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の条件を満たすようにR3とR4の値を設定することによって調整できます。

$$V_{IN(EN)} = \left( \frac{R3}{R4} + 1 \right) \cdot 0.99V \quad (10)$$

この場合、LT8642-1は、V<sub>IN</sub>がV<sub>IN(EN)</sub>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<sub>IN(EN)</sub>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<sub>IN(EN)</sub>抵抗回路を流れる電流がLT8642-1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<sub>IN(EN)</sub>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<sub>CC</sub>レギュレータ

内部低ドロップアウト(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の電源をV<sub>IN</sub>から生成します。INTV<sub>CC</sub>は、LT8642-1の回路に十分な電流を供給可能であり、1μF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。効率を上げるために、BIASピンの電圧が3.1V以上の場合、内部のLDOによってBIASピンから電流を流すこともできます。通常、BIAS

ピンはLT8642-1の出力に接続できますが、3.3V以上の外部電源に接続することもできます。BIASピンをV<sub>OUT</sub>以外の電源に接続する場合は、セラミック・コンデンサを局部的に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、内部LDOはV<sub>IN</sub>から流れる電流を消費します。入力電圧もスイッチング周波数も高く、V<sub>IN</sub>からの電流が内部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<sub>CC</sub>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<sub>C</sub>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<sub>C</sub>)と抵抗(R<sub>C</sub>)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。このプロセスにはシミュレーションが役に立ちます。次に、負荷電流、入力電圧、温度を含むすべての動作条件について安定性をチェックします。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。

図5にLT8642-1の制御ループの等価回路を示します。エラー・アンプは、出力インピーダンスが有限のトランスコンダクタンス・アンプです。変調器、パワー・スイッチ、およびインダクタで構成される電源セクションは、V<sub>C</sub>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<sub>C</sub>ピンのコンデンサ(C<sub>C</sub>)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<sub>C</sub>と直列に接続した抵抗R<sub>C</sub>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<sub>PL</sub>)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。

## アプリケーション情報

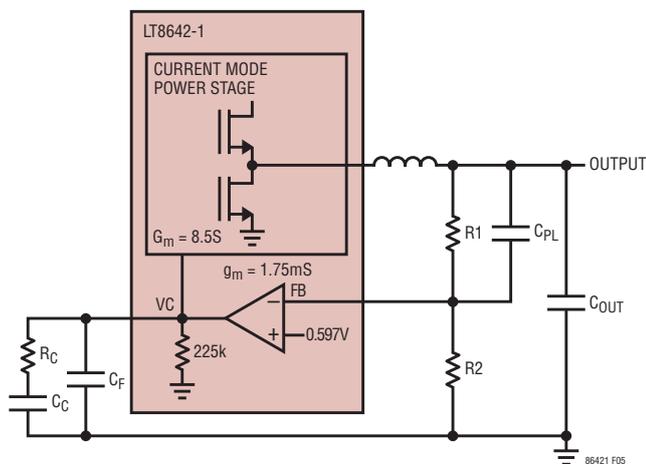


図5. ループ応答のモデル

表2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で、 $R1 = 100k$ を使用しています。

表2. 補償値

$V_{OUT}$	$f_{sw}$	$C_C$	$R_C$	$C_{PL}$	$C_{OUT}$
1.0V	1MHz	470pF	7.68k	47pF	2× 220μF
1.0V	2MHz	330pF	10.2k	47pF	2× 220μF
1.2V	1MHz	680pF	10.2k	47pF	2× 220μF
1.2V	2MHz	150pF	11k	47pF	2× 220μF
3.3V	1MHz	470pF	15k	18pF	2× 47μF
3.3V	2MHz	220pF	6.98k	39pF	2× 47μF

### 出力電圧のトラッキングとソフトスタート

LT8642-1では、SSピンを使って出力電圧の上昇率を設定することができます。SSピンは $1.9\mu A$ の内部電流によってINTV<sub>CC</sub>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、出力のソフトスタートをイネーブルして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、出力電圧はSSピンの電圧に従って増加していきます。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SSピンを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0.597V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を超える場合はトラッキングがデイスエーブルされ、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・プルダウン回路が接続されています。この回路は、フォルトが発生すると外付けのソフトスタート・コンデンサを放電し、フォルトが解消されると電圧上昇を再開します。このようにソフトスタート・コンデンサを放電させるフォルト状態には、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。

### 出力パワー・グッド

LT8642-1の出力電圧がレギュレーション・ポイントの±8%の枠内にある場合、出力電圧は正常な状態にあると見なされ、オープンドレインPGピンが高インピーダンスになって、通常は外付け抵抗によりハイにプルアップされます。それ以外の場合は、内部プルダウン・デバイスによってPGピンがローにプルダウンされます。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自動的にローになります。すなわち、EN/UVピンが0.99V未満になった場合、INTV<sub>CC</sub>が低くなり過ぎた場合、 $V_{IN}$ が低くなり過ぎた場合、あるいはサーマル・シャットダウンが発生した場合です。

### 並列化

実現可能な出力電流を増加するため、2個のLT8642-1を並列にして同じ出力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LT8642-1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。一方のLT8642-1のCLKOUTピンを他方のLT8642-1のSYNC/MODEピンに接続し、両デバイスが同じモードで動作するようにします。FCMモード、スペクトラム拡散モード、同期モードでは、両デバイスが同じ周波数と位相で動作します。図6に、2個のLT8642-1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たアプリケーションを示します。

## アプリケーション情報

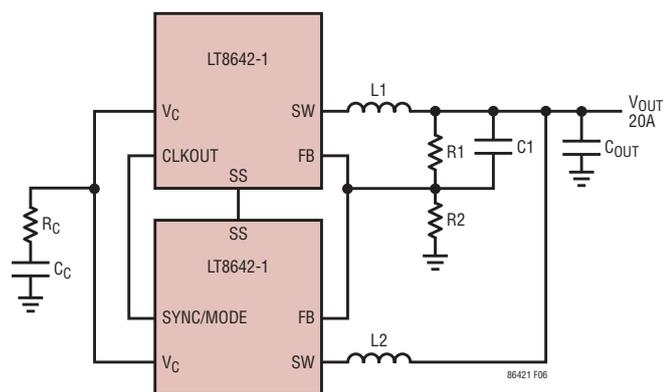


図 6. 2個のLT8642-1の並列接続

### 短絡保護と逆入力保護

LT8642-1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。

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ピンをクロック信号源に接続するか、フロート状態にするか、またはハイに接続すると、LT8642-1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。

LT8642-1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、バッテリーや他の電源がLT8642-1の出力とダイオード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・システムにおいてです。VIN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VIN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、LT8642-1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

の状態では電流流出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1μA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VIN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VINピンを通して、LT8642-1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7に示すようにVINピンとEN/UVピンを接続すれば、LT8642-1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。

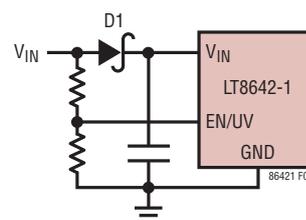


図 7. 逆VIN保護

### 熱に対する考慮事項

周囲温度が高い場合にLT8642-1のヒートシンク機能が適切に確保されるよう、PCBのレイアウトに注意する必要があります。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LT8642-1が発生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、周囲温度が最大ジャンクション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。LT8642-1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、LT8642-1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。

## アプリケーション情報

内蔵の過熱保護機能がLT8642-1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165°Cに達するとLT8642-1はスイッチング動作を停止し、温度が約5°C低下するまでフォルト状態を示します。

LT8642-1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8に、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管理する方法の例を示します。

LT8642-1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。このことによっても、特定のアプリケーションでLT8642-1が供給できる出力電流が制限されます。代表的な性能特性のセクションに示すグラフを参照してください。

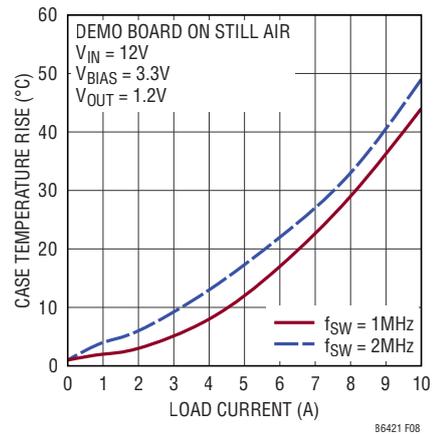


図8. ケース温度の上昇

標準的応用例

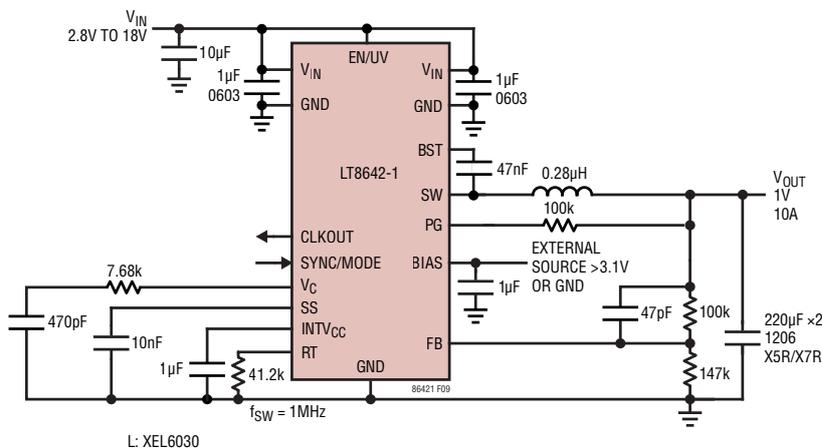


図9. ソフトスタートおよびパワー・グッド機能を備えた1V/10A 降圧コンバータ

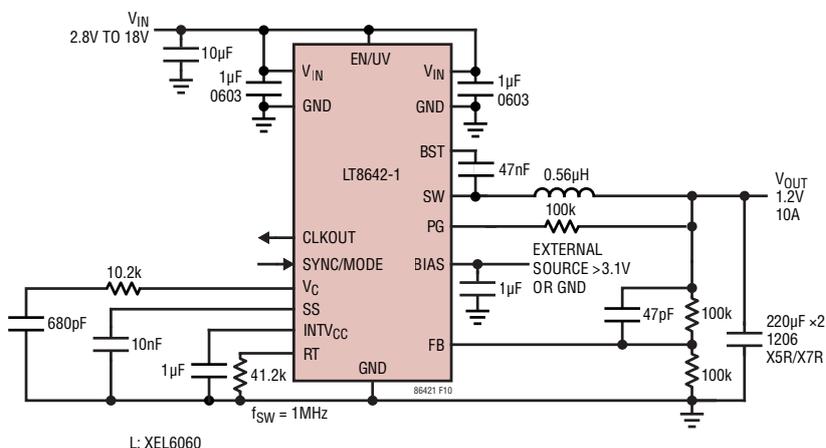


図10. ソフトスタートおよびパワー・グッド機能を備えた、1.2V/10A 降圧コンバータ

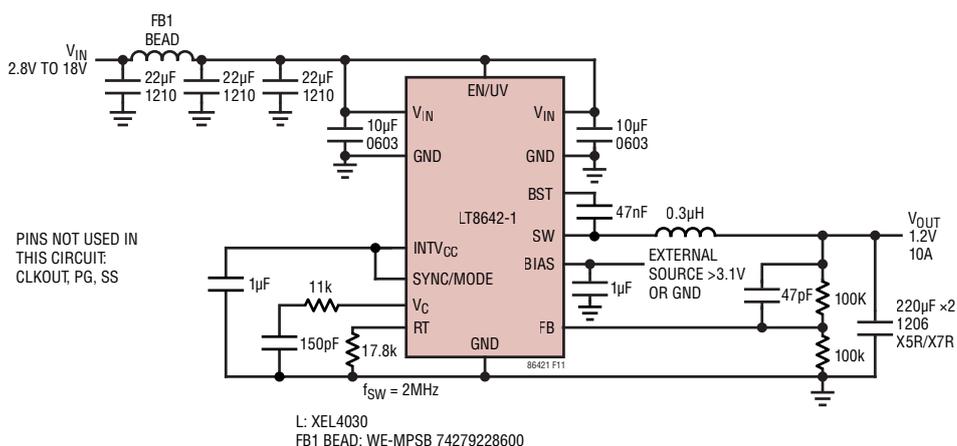
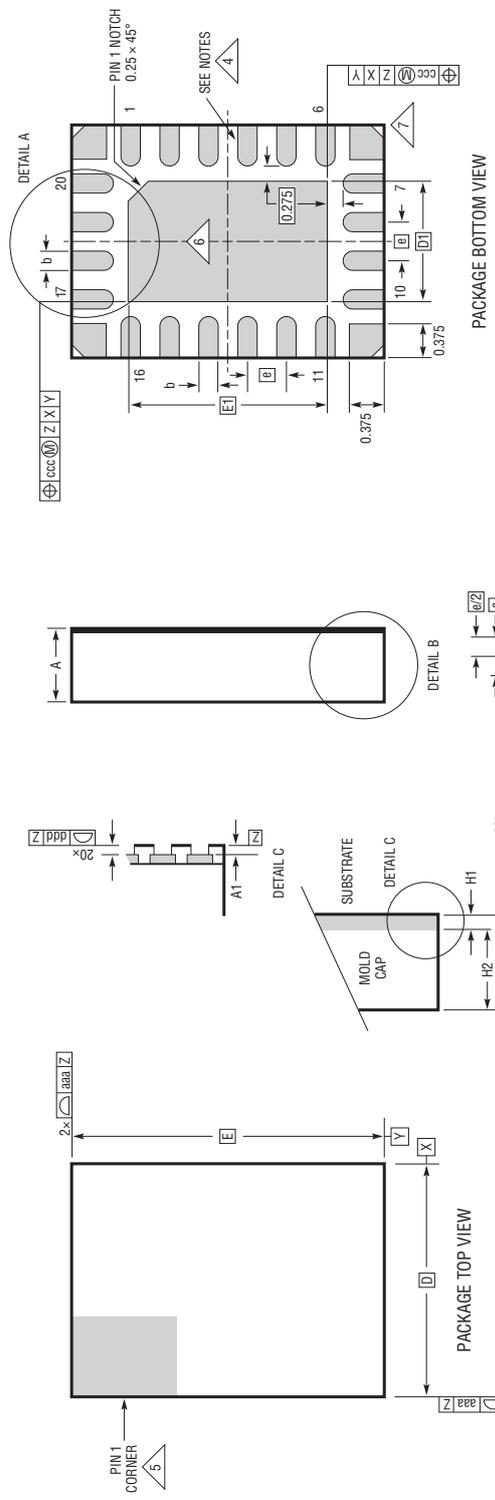


図11. スペクトラム拡散機能を備えた超低EMIの2MHz、1.2V/10A 降圧コンバータ

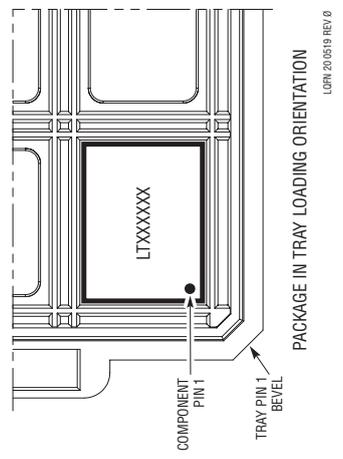


パッケージの説明

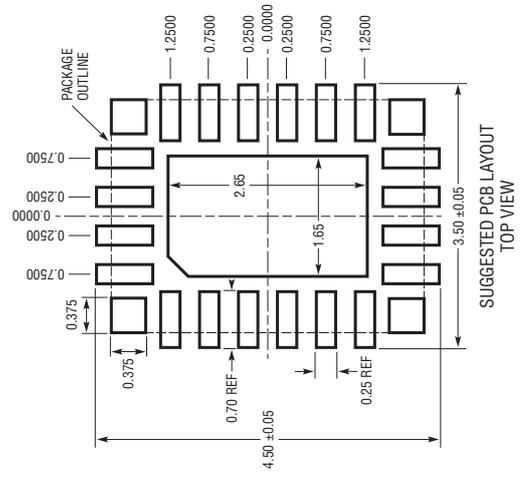
**LQFN Package**  
**20-Lead (3mm × 4mm × 0.95mm)**  
 (Reference LTC DWG # 05-08-1689 Rev 0)



- 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 RADII
  7. CORNER SUPPORT PAD CHAMFER IS OPTIONAL

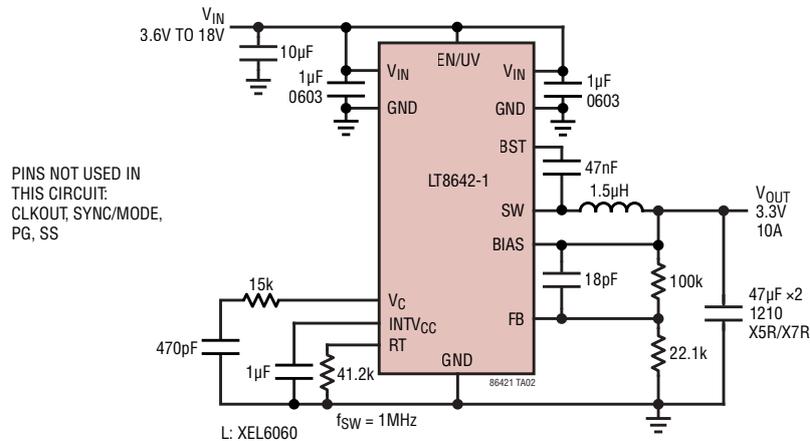


DIMENSIONS				
SYMBOL	MIN	NOM	MAX	NOTES
A	0.85	0.95	1.05	
A1	0.01	0.02	0.03	
L	0.30	0.40	0.50	
b	0.22	0.25	0.28	
D		3.00		
E		4.00		
D1		1.65		
E1		2.65		
e		0.50		
H1		0.25 REF		SUBSTRATE THK
H2		0.70 REF		MOLD CAP HT
aaa			0.10	
bbb			0.10	
ccc			0.10	
ddd			0.10	
eee			0.15	
fff			0.08	



## 標準的応用例

### 3.3V/10A 降圧コンバータ



## 関連製品

製品番号	概要	注釈
LT8642S	18V、10Aの同期整流式降圧 Silent Switcher 2	$V_{IN(MIN)} = 2.8\text{V}$ 、 $V_{IN(MAX)} = 18\text{V}$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.6\text{V}$ 、 $I_Q = 240\mu\text{A}$ 、 $I_{SD} < 1\mu\text{A}$ 、4mm × 4mm LQFN-24
LT8636	42V、5A、効率96%、3MHzの同期整流式降圧 Silent Switcher、 $I_Q = 2.5\mu\text{A}$	$V_{IN(MIN)} = 3.4\text{V}$ 、 $V_{IN(MAX)} = 42\text{V}$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97\text{V}$ 、 $I_Q = 2.5\mu\text{A}$ 、 $I_{SD} < 1\mu\text{A}$ 、4mm × 3mm LQFN-20
LT8650S	42V/デュアル4A、効率95%、2.2MHzの同期整流式MicroPower降圧DC/DCコンバータ、 $I_Q = 6.2\mu\text{A}$	$V_{IN(MIN)} = 3\text{V}$ 、 $V_{IN(MAX)} = 42\text{V}$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8\text{V}$ 、 $I_Q = 6.2\mu\text{A}$ 、 $I_{SD} < 1\mu\text{A}$ 、4mm × 6mm LQFN-32
LT8640S/ LT8643S	42V/6A同期整流式降圧 Silent Switcher 2、 $I_Q = 2.5\mu\text{A}$	$V_{IN(MIN)} = 3.4\text{V}$ 、 $V_{IN(MAX)} = 42\text{V}$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97\text{V}$ 、 $I_Q = 2.5\mu\text{A}$ 、 $I_{SD} < 1\mu\text{A}$ 、4mm × 4mm LQFN-24
LT8603	昇圧コントローラを備えた42V、トリプル出力、効率95%、2.2MHzの同期整流式MicroPower降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN(MIN)} = 3\text{V}$ 、 $V_{IN(MAX)} = 42\text{V}$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8\text{V}$ 、 $I_Q = 28\mu\text{A}$ 、 $I_{SD} < 1\mu\text{A}$ 、6mm × 6mm QFN-40
LT8602	42V、クワッド出力(2.5A + 1.5A + 1.5A + 1.5A)、効率95%、2.2MHzの同期整流式MicroPower降圧DC/DCコンバータ、 $I_Q = 25\mu\text{A}$	$V_{IN(MIN)} = 3\text{V}$ 、 $V_{IN(MAX)} = 42\text{V}$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8\text{V}$ 、 $I_Q = 25\mu\text{A}$ 、 $I_{SD} < 1\mu\text{A}$ 、6mm × 6mm QFN-40
LT8645S/ LT8646S	65V/8A同期整流式降圧 Silent Switcher 2、 $I_Q = 2.5\mu\text{A}$	$V_{IN(MIN)} = 3.4\text{V}$ 、 $V_{IN(MAX)} = 65\text{V}$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97\text{V}$ 、 $I_Q = 2.5\mu\text{A}$ 、 $I_{SD} < 1\mu\text{A}$ 、6mm × 4mm LQFN-32
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、 $I_Q = 2.5\mu\text{A}$	$V_{IN(MIN)} = 3.4\text{V}$ 、 $V_{IN(MAX)} = 42\text{V}$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97\text{V}$ 、 $I_Q = 2.5\mu\text{A}$ 、 $I_{SD} < 1\mu\text{A}$ 、3mm × 4mm QFN-18
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
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、 $I_Q = 2.5\mu\text{A}$	$V_{IN(MIN)} = 3\text{V}$ 、 $V_{IN(MAX)} = 42\text{V}$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8\text{V}$ 、 $I_Q = 2.5\mu\text{A}$ 、 $I_{SD} < 1\mu\text{A}$ 、MSOP-10E
LT8610A/ LT8610AB	42V/3.5A、効率96%、2.2MHzの同期整流式MicroPower降圧DC/DCコンバータ、 $I_Q = 2.5\mu\text{A}$	$V_{IN(MIN)} = 3.4\text{V}$ 、 $V_{IN(MAX)} = 42\text{V}$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97\text{V}$ 、 $I_Q = 2.5\mu\text{A}$ 、 $I_{SD} < 1\mu\text{A}$ 、MSOP-16E
LT8611	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、 $I_Q = 2.5\mu\text{A}$	$V_{IN(MIN)} = 3.4\text{V}$ 、 $V_{IN(MAX)} = 42\text{V}$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97\text{V}$ 、 $I_Q = 2.5\mu\text{A}$ 、 $I_{SD} < 1\mu\text{A}$ 、3mm × 5mm QFN-24