

18V、10A同期整流式 降圧 Silent Switcher 2

特長

- Silent Switcher[®]2アーキテクチャ
 - あらゆるPCB上で超低EMI放射
 - PCBレイアウトに対する敏感さを排除
 - 内部バイパス・コンデンサによって放射EMIを低減
 - オプションのスペクトラム拡散変調
- 高周波で高効率
 - 1MHz、12V入力、3.3V出力時の効率:最大96%
 - 2MHz、12V入力、3.3V出力時の効率:最大95%
- 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シェアリング
- 低自己消費電流のBurst Mode[®]動作
 - 12V入力で1.2V出力を安定化時の $I_Q = 240\mu\text{A}$
 - 出力リップル < 10mV_{p-p}
- 短い最小スイッチオン時間:25ns
- 全ての条件で低ドロップアウト:50mV(1A時)
- 強制連続モード
- 調整可能および同期可能な周波数:200kHz~3MHz
- 出力ソフトスタートおよびパワーグッド
- 小型24ピン(4mm×4mm)LQFNパッケージ

アプリケーション

- サーバ電源アプリケーション
- 汎用降圧電源

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。
米国特許8823345によって保護されています。

概要

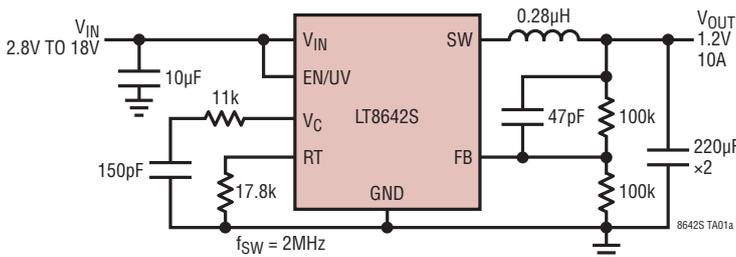
LT[®]8642Sは、第2世代のSilent Switcherアーキテクチャを備えた同期整流式降圧レギュレータで、EMI放射を最小限に抑えながら高スイッチング周波数で高い効率を実現するよう設計されています。このデバイスは、内部の高速電流ループを全て最適化するためのバイパス・コンデンサを内蔵しており、レイアウトに対する敏感さを取り除くことによって、規定されたEMI性能を簡単に実現できるようにします。この性能のため、LT8642Sはノイズの影響を受けやすいアプリケーションおよび環境に最適です。

高速でノイズが少なく、オーバーシュートが小さいスイッチング・エッジによって、高スイッチング周波数でも効率の高い動作が可能になり、ソリューション・サイズ全体の小型化につながっています。最小オン時間が25nsのピーク電流モード制御により、スイッチング周波数が高い場合でも高い降圧比が可能です。V_Cピンによる外部補償を使うと、高スイッチング周波数での高速過渡応答が可能です。また、V_Cピンによって電流シェアリングも可能になり、CLKOUTピンを使用すると他のレギュレータをLT8642Sに同期させることができます。

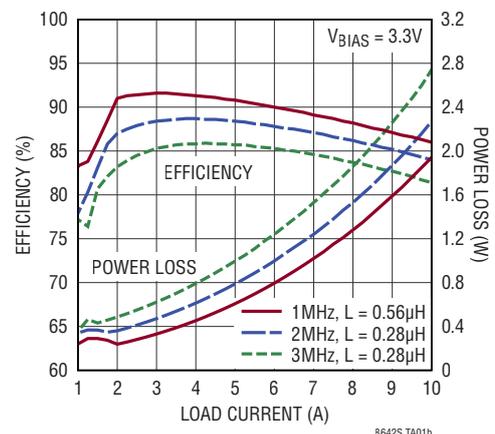
Burst Mode動作によって低いスタンバイ電流消費量を実現し、強制連続モードで出力負荷範囲全体にわたって周波数高調波を制御することができ、スペクトラム拡散動作によってEMI放射を更に低減できます。SSピンを介してソフトスタートおよびトラッキング機能にアクセスし、EN/UVピンを使用して高精度の入力電圧UVLO閾値を設定できます。

標準的応用例

1.2V/10A降圧コンバータ



12V入力、1.2V出力時の効率



LT8642S

絶対最大定格

(Note 1)

V_{IN} 、EN/UV、PG、BIAS 18V

FB、SS 4V

SYNC / MODE 電圧 6V

動作ジャンクション温度範囲 (Note 2)

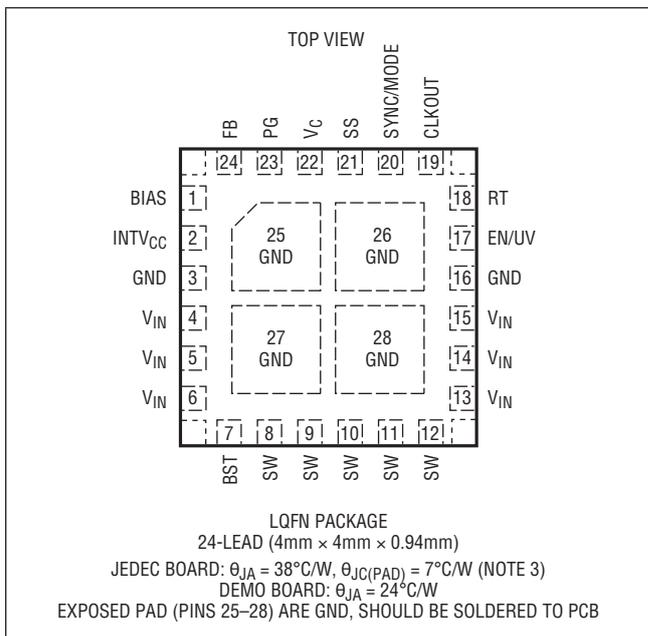
LT8642SE $-40^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$

LT8642SI $-40^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$

保存温度範囲 $-65^{\circ}\text{C} \sim 150^{\circ}\text{C}$

最大リフロー (パッケージ本体) 温度 260°C

ピン配置



発注情報

<http://www.linear-tech.co.jp/product/LT8642S#orderinfo>

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 定格	温度範囲
LT8642SEV#PBF	8642S	e4	Au (RoHS)	LQFN (Laminate Package with QFN Footprint)	3	-40°C to 125°C
LT8642SIV#PBF						-40°C to 125°C

- 更に広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。* デバイスの温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。
- パッドの仕上げコードはIPC/JEDEC J-STD-609に準拠しています。
- 端子仕上げの製品マーキングの参照先: www.linear-tech.co.jp/leadfree
- 推奨のPCBアセンブリ手順および製造手順についての参照先: www.linear-tech.co.jp/umodule/pcbassembly
- パッケージおよびトレイの図面の参照先: www.linear.com/packaging

製品名の末尾がPBFのデバイスはRoHSおよびWEEEに準拠しています。*LT8642Sパッケージの寸法は、標準の4mm x 4mm QFNパッケージと同じです。

電気的特性

- は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ での値。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Minimum Input Voltage		●	2.5	2.8	V	
V_{IN} Quiescent Current in Shutdown	$V_{EN/UV} = 0\text{V}$, $V_{IN} = 12\text{V}$		0.75	3	μA	
V_{IN} Quiescent Current in Sleep	$V_{EN/UV} = 2\text{V}$, $V_{FB} > 0.597\text{V}$, $V_{SYNC} = 0\text{V}$, $V_{BIAS} = 0\text{V}$, $V_{IN} = 12\text{V}$	●	230	290	μA	
Feedback Reference Voltage	$V_{IN} = 6\text{V}$, $V_C = 1.25\text{V}$	●	0.594	0.597	0.600	V
	$V_{IN} = 6\text{V}$, $V_C = 1.25\text{V}$	●	0.586	0.597	0.606	V
Feedback Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 4.0\text{V}$ to 18V	●	0.004	0.02	%/V	
Feedback Pin Input Current	$V_{FB} = 0.6\text{V}$		-20	20	nA	
Error Amplifier Transconductance	$V_C = 1.25\text{V}$		1.4	1.7	2.0	mS
Error Amp Gain			340			

Rev 0

電気的特性 ● は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
V_C Source Current	$V_{FB} = 0.4\text{V}$, $V_C = 1.25\text{V}$		360		μA	
V_C Sink Current	$V_{FB} = 0.8\text{V}$, $V_C = 1.25\text{V}$		360		μA	
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	$R_T = 221\text{k}$	●	175	210	245	kHz
	$R_T = 60.4\text{k}$	●	655	700	745	kHz
	$R_T = 18.2\text{k}$	●	1.875	1.95	2.025	MHz
Top Power NMOS On-Resistance			17.5		m Ω	
Top Power NMOS Current Limit		●	14.5	18	21.5	A
Bottom Power NMOS On-Resistance	$V_{INTVCC} = 3.4\text{V}$		8		m Ω	
Bottom Power NMOS Current Limit	$V_{INTVCC} = 3.4\text{V}$		10.5	13.5	16	A
SW Leakage Current	$V_{IN} = 18\text{V}$, $V_{SW} = 0\text{V}$, 18V		-15		15	μA
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	●	-5.5	-8.5	-11.5	%
PG Hysteresis			0.4		%	
PG Leakage	$V_{PG} = 3.3\text{V}$		-40		40	nA
PG Pull-Down Resistance	$V_{PG} = 0.1\text{V}$	●		650	2000	Ω
SYNC/MODE Threshold	SYNC/MODE DC and Clock Low Level Voltage	●	0.7			V
	SYNC/MODE Clock High Level Voltage	●			1.4	V
	SYNC/MODE DC High Level Voltage	●	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	μA
SS Pull-Down Resistance	Fault Condition, $SS = 0.1\text{V}$		220		Ω	

Note 1 : 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。また、長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える恐れがある。

Note 2 : LT8642SE 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に適合することが確認されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション温度範囲での仕様は、設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LT8642SI は、 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作ジャンクション温度範囲で保証されている。ジャンクション温度 (T_J) は周囲温度 (T_A) および消費電力 (PD) から次式に従って計算される。

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

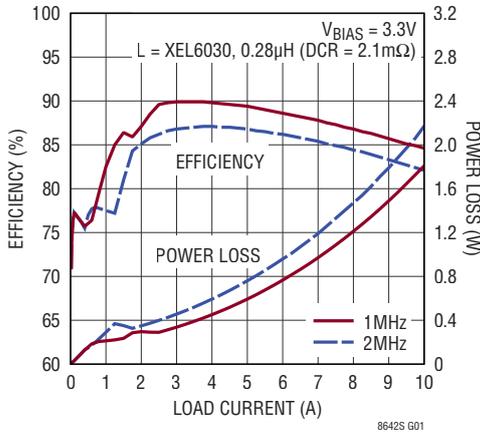
ここで、 θ_{JA} ($^\circ\text{C}/\text{W}$) はパッケージの熱抵抗である。

Note 3 : θ の値は JEDEC 51-7、51-12 に従って決定される。熱抵抗の改善について、または標準的な動作条件でのデモボードの実温度計測については、アプリケーション情報のセクションを参照。

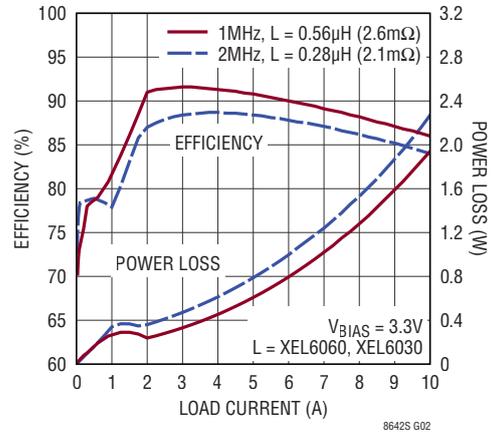
Note 4 : このデバイスには過負荷状態の間デバイスを保護するための過熱保護機能が備わっている。過熱保護機能がアクティブなときジャンクション温度は 150°C を超える。規定されている最大動作ジャンクション温度を超えた状態で動作が継続すると、寿命が短くなる。

代表的な性能特性

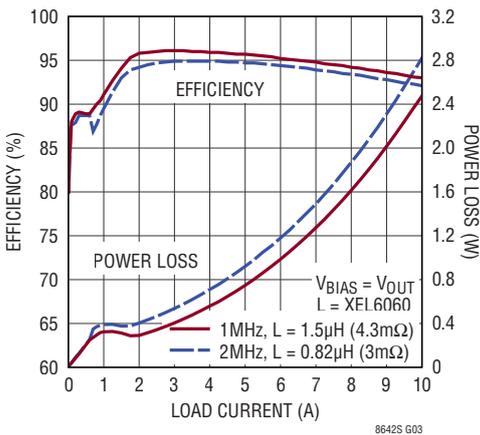
12V入力、1V出力時の効率



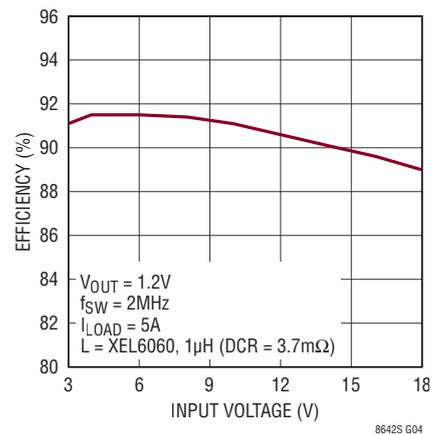
12V入力、1.2V出力時の効率



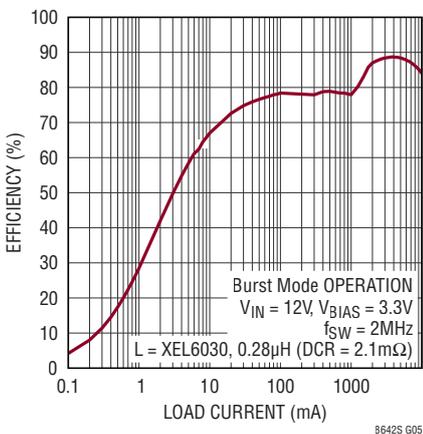
12V入力、3.3V出力時の効率



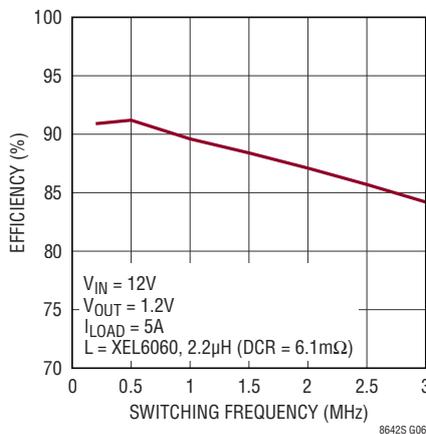
効率とVIN



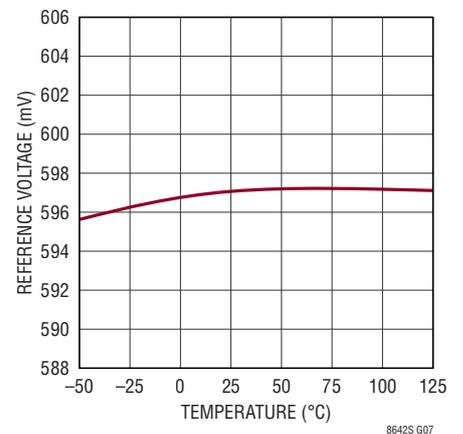
12V入力、1.2V出力時の軽負荷効率



効率と周波数

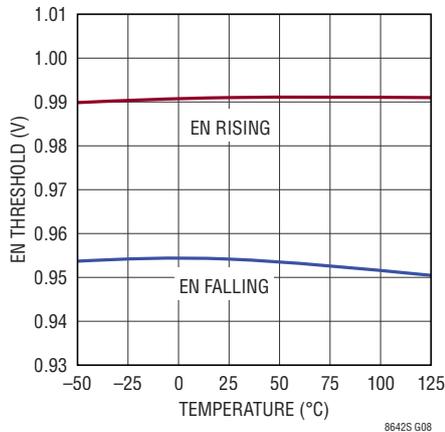


リファレンス電圧

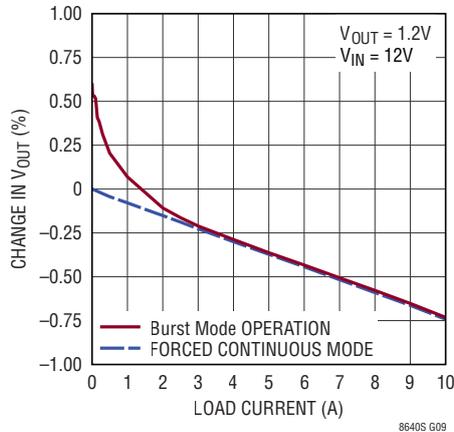


代表的な性能特性

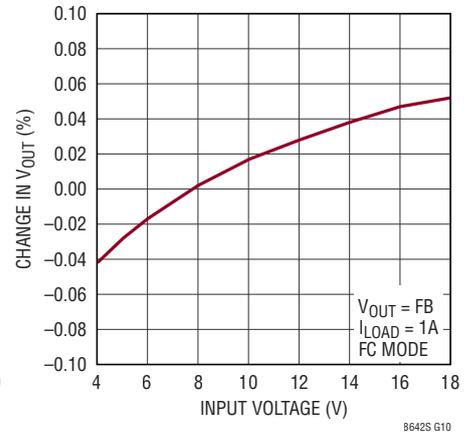
ENピンの閾値



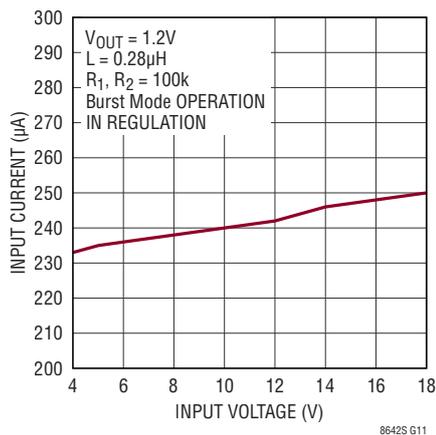
負荷レギュレーション



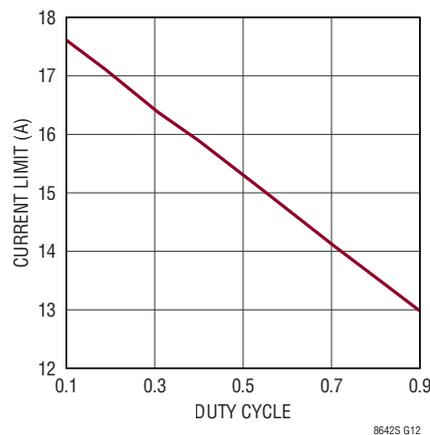
ラインレギュレーション



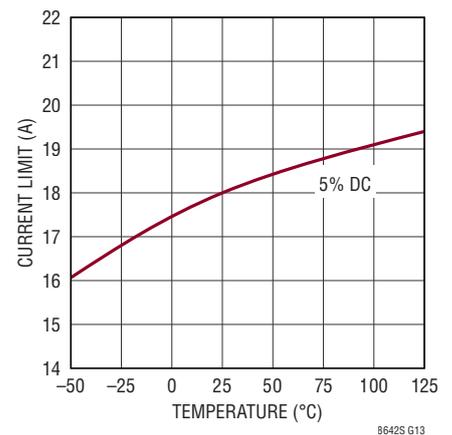
無負荷時電源電流



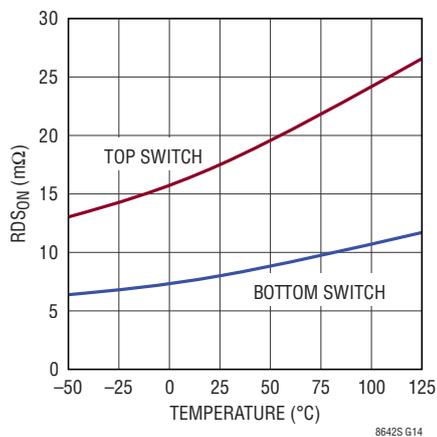
上側FETの電流制限とデューティ・サイクル



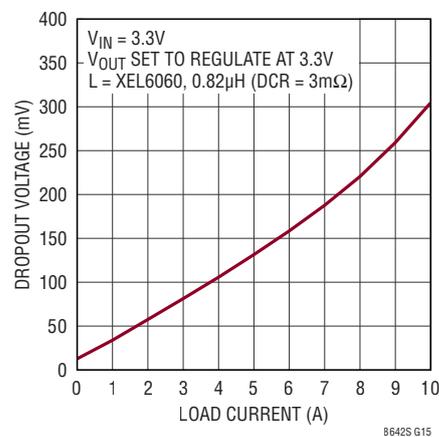
上側FETの電流制限



スイッチのR_{DS(on)}と温度

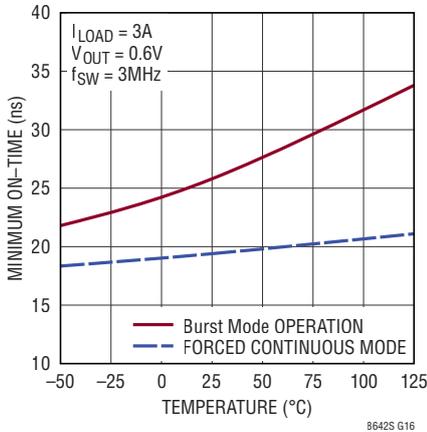


ドロップアウト電圧

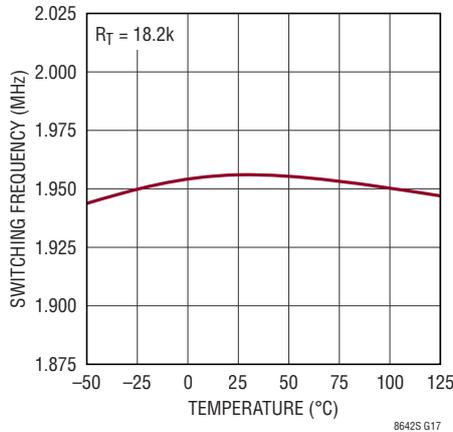


代表的な性能特性

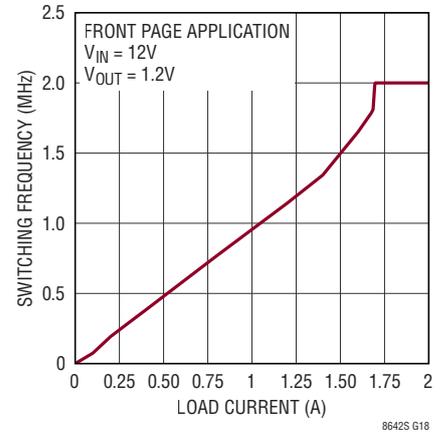
最小オン時間



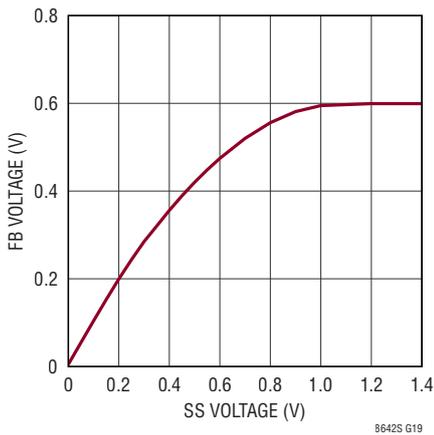
スイッチング周波数



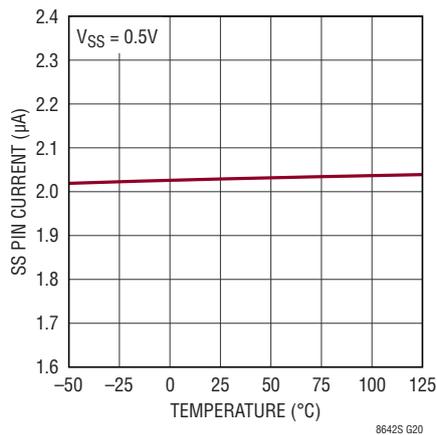
バースト周波数



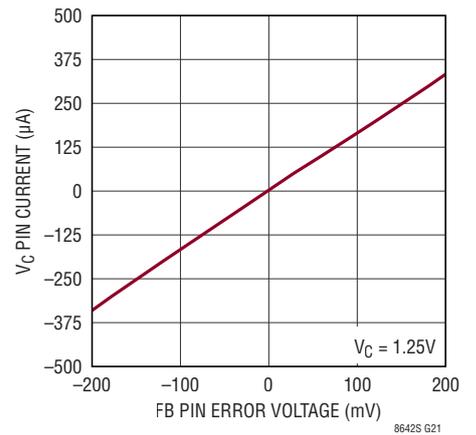
ソフトスタート時のトラッキング



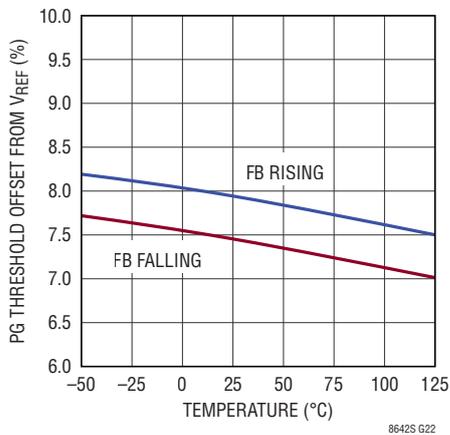
ソフトスタート・ピンの電流



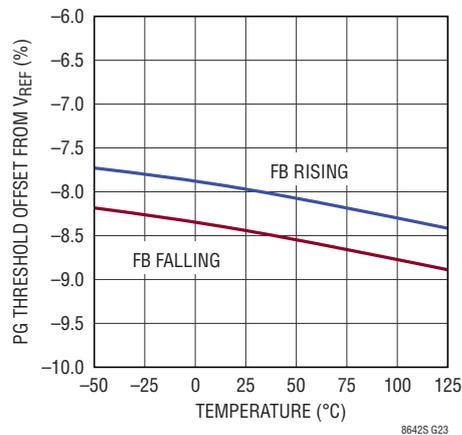
エラーアンプ出力電流



PGピンの「H」閾値

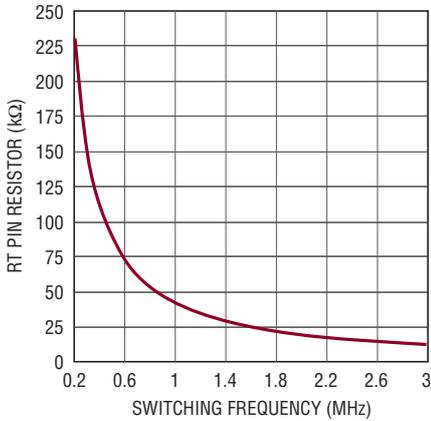


PGピンの「L」閾値



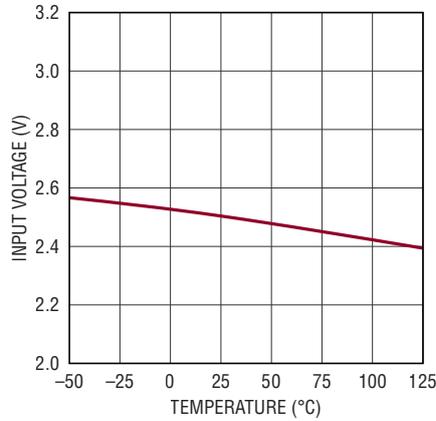
代表的な性能特性

RTで設定したスイッチング周波数



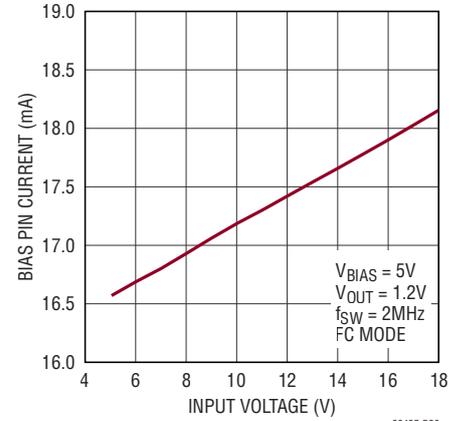
8642S G24

最小入力電圧



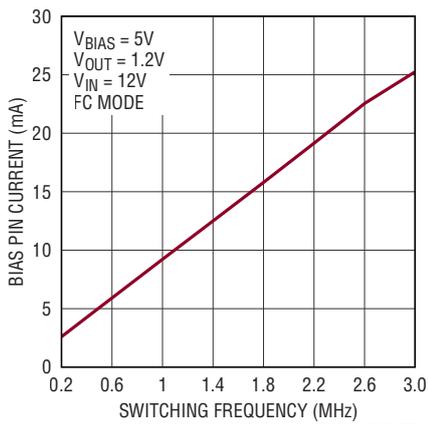
8642S G25

バイアス・ピンの電流とVIN



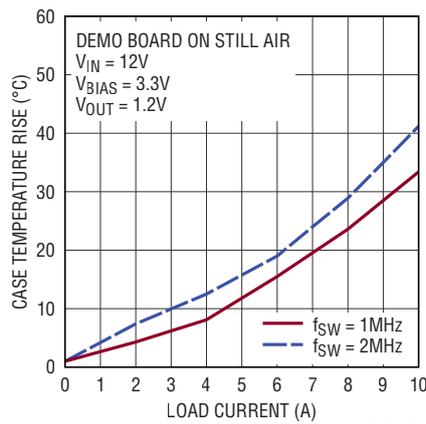
8642S G26

バイアス・ピンの電流と周波数



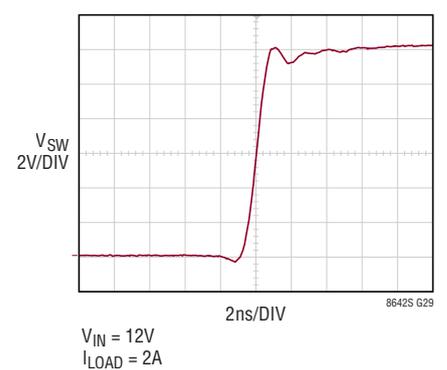
8642S G27

ケース温度の上昇



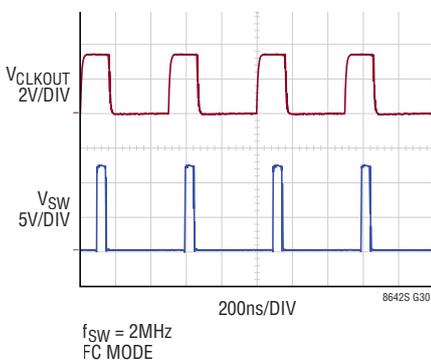
8642S G28

スイッチングの立ち上がりエッジ



8642S G29

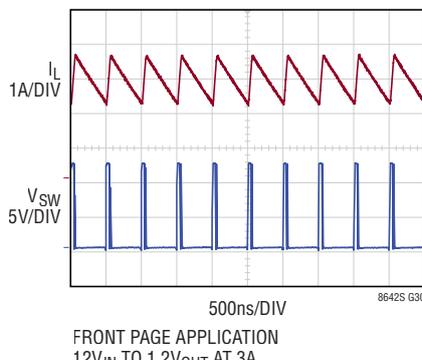
CLKOUTの波形



8642S G30

fsw = 2MHz
FC MODE

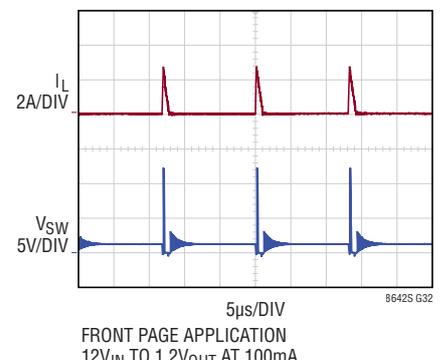
スイッチング波形、
最大周波数での連続動作



8642S G31

FRONT PAGE APPLICATION
12VIN TO 1.2VOUT AT 3A

スイッチング波形、Burst Mode動作

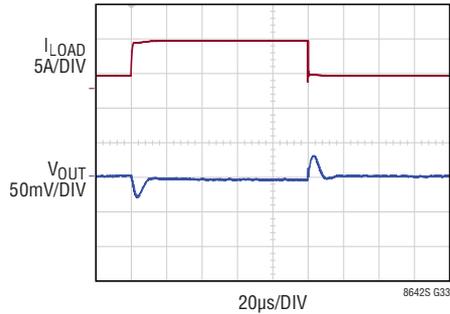


8642S G32

FRONT PAGE APPLICATION
12VIN TO 1.2VOUT AT 100mA
VSYNC = 0V

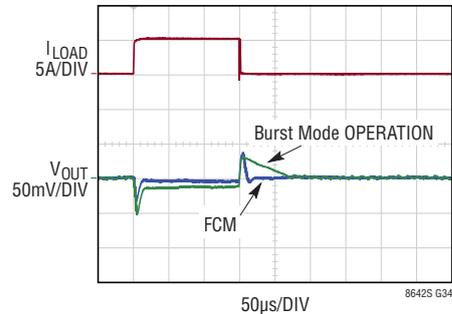
代表的な性能特性

過渡応答: 負荷電流が2Aから7Aにステップ変化



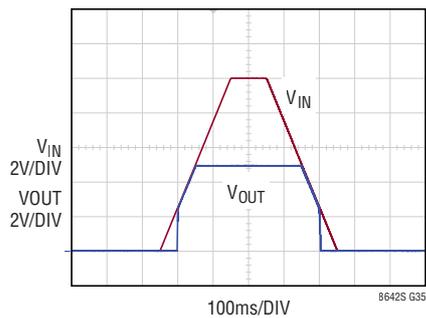
FRONT PAGE APPLICATION
2A TO 7A TRANSIENT
 $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 1.2V$, $f_{SW} = 2MHz$
 $C_C = 150\mu F$, $R_C = 11k$
 $C_{OUT} = 2 \times 220\mu F$, $C_{LEAD} = 47pF$

過渡応答: 負荷電流が100mAから5.1Aにステップ変化



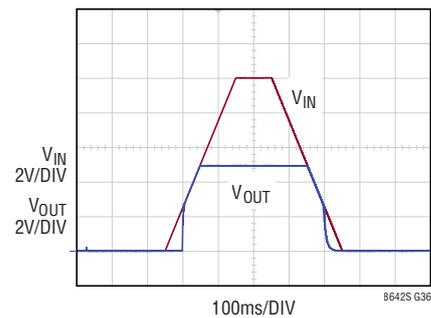
FRONT PAGE APPLICATION
100mA TO 5.1A TRANSIENT
 $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 1.2V$, $f_{SW} = 2MHz$
 $C_C = 150\mu F$, $R_C = 11k$
 $C_{OUT} = 2 \times 220\mu F$, $C_{LEAD} = 47pF$

起動時のドロップアウト性能



1Ω LOAD
(5A IN REGULATION)

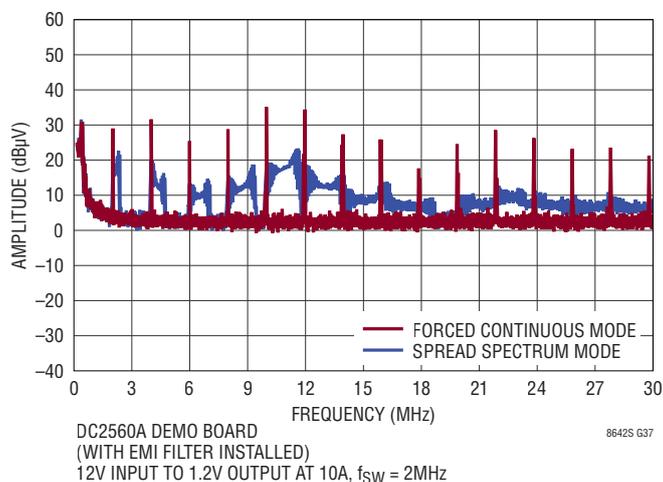
起動時のドロップアウト性能



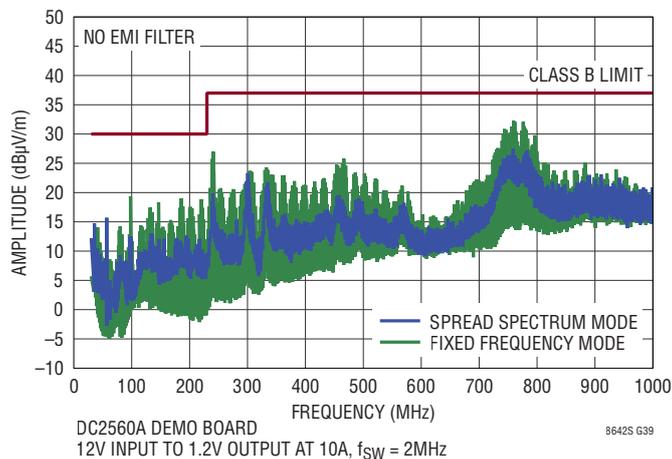
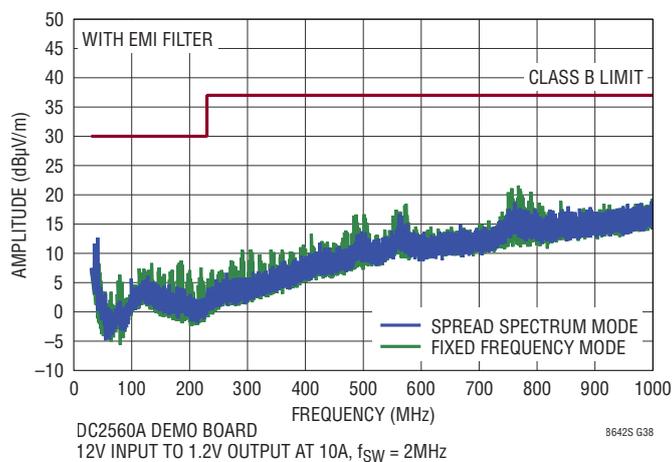
20Ω LOAD
(250mA IN REGULATION)

代表的な性能特性

伝導 EMI 性能



EMI 放射性能 (クラス B 限度値での CISPR32 放射エミッション・テスト)



ピン機能

BIAS (ピン1) : BIASが3.1Vより高い電圧に接続されていると、内部レギュレータには V_{IN} ではなくBIASから電流が流れます。出力電圧が3.3V以上の場合、このピンは V_{OUT} に接続してください。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1 μ Fのバイパス・コンデンサを使用してください。電源を使用できない場合は、GNDに接続します。ただし、特に高入力電圧または高周波数アプリケーションの場合、BIASを出力または3.3V以上の外部電源に接続する必要があります。

INTV_{CC} (ピン2) : 内部3.4V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はこの電圧から電力を供給されます。INTV_{CC}ピンには外部回路による負荷をかける必要はありません。INTV_{CC}の電流は、BIAS > 3.1Vの場合はBIASピンから供給され、そうでない場合は V_{IN} ピンから供給されます。BIASが3.0V~3.6Vの範囲の場合、INTV_{CC}ピンの電圧は2.8V~3.4Vの範囲で変化します。このピンは、フロート状態にする必要があります。

GND (ピン3、16、露出パッド・ピン25~28) : グラウンド。入力コンデンサの負端子はGNDピンのできるだけ近くに配置してください。露出パッドは、良好な熱性能を得るためPCBにハンダ処理する必要があります。製造上の制限により必要な場合は、ピン25~28を未接続のままにできますが、熱性能は低下します。

V_{IN} (ピン4、5、6、13、14、15) : V_{IN} ピンからはLT8642Sの内部回路と内蔵の上側パワー・スイッチに電流が供給されます。これらのピンは互いに接続し、4.7 μ F以上のコンデンサを使用して短い距離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} ピンのできるだけ近くに配置し、入力コンデンサの負端子はGNDピンのできるだけ近くに配置するようにしてください。

BST (ピン7) : このピンは、入力電圧より高い駆動電圧を上側のパワー・スイッチに供給するために使用します。このピンは、フロート状態にする必要があります。

SW (ピン8~12) : SWピンは内部パワー・スイッチの出力です。これらのピンは互いに接続し、インダクタに接続します。優れた性能と低いEMIを得るため、プリント回路基板上でのこのノードの面積が小さくなるようにしてください。

EN/UV (ピン17) : LT8642Sは、このピンが「L」のときシャットダウン状態になり、このピンが「H」のときアクティブになります。ヒステリシスのあるスレッシュホールド電圧は上昇時0.99V、下降時0.95Vです。シャットダウン機能を使用しない場合は、 V_{IN} に接続してください。 V_{IN} からの外付け抵抗分割器を使って、その値を下回るとLT8642Sがシャットダウンする V_{IN} 閾値を設定できます。

RT (ピン18) : RTピンとグラウンドの間に抵抗を接続して、スイッチング周波数を設定します。

CLKOUT (ピン19) : 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ピンが約200ns幅のパルスをスイッチ周波数で供給します。CLKOUTピンの低レベルはグラウンド、高レベルはINTV_{CC}です。CLKOUTピンの駆動強度は数百 Ω です。Burst Mode動作では、CLKOUTピンは「L」になります。CLKOUT機能を使用しない場合、このピンをフロート状態にします。

SYNC/MODE (ピン20) : LT8642Sでは、このピンを使用して次の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、このピンを接地します。これによって、低自己消費電流が得られます。(2) 強制連続モード(FCM)。このモードは、広い負荷範囲にわたって高速過渡応答および最大周波数での動作を提供します。強制連続モードの場合、このピンをフロート状態にします。フロート状態にする場合は、このピンのもれ電流が1 μ A未満である必要があります。内部のプルアップ抵抗および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。(3) スペクトラム拡散モード。スペクトラム拡散変調を伴う強制連続モードの場合、このピンをINTV_{CC}(または3V超)に接続して「H」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。

SS (ピン21) : 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ランプ・レートを制御できます。SSピンの電圧が1Vより低くなると、LT8642SはFBピンの電圧をSSピンの電圧に応じて制御します。代表的な性能特性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より高くなると、トラッキング機能がディスエーブルされ、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}からの1.9 μ Aの内部プルアップ電流が流れるので、コンデンサで出力電圧のスルー・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では内部の200 Ω MOSFETによってグラウンド電位になるので、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いてもかまいません。

V_C (ピン22) : 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。このピンとグラウンドの間にRC回路網を接続して制御ループを補償します。

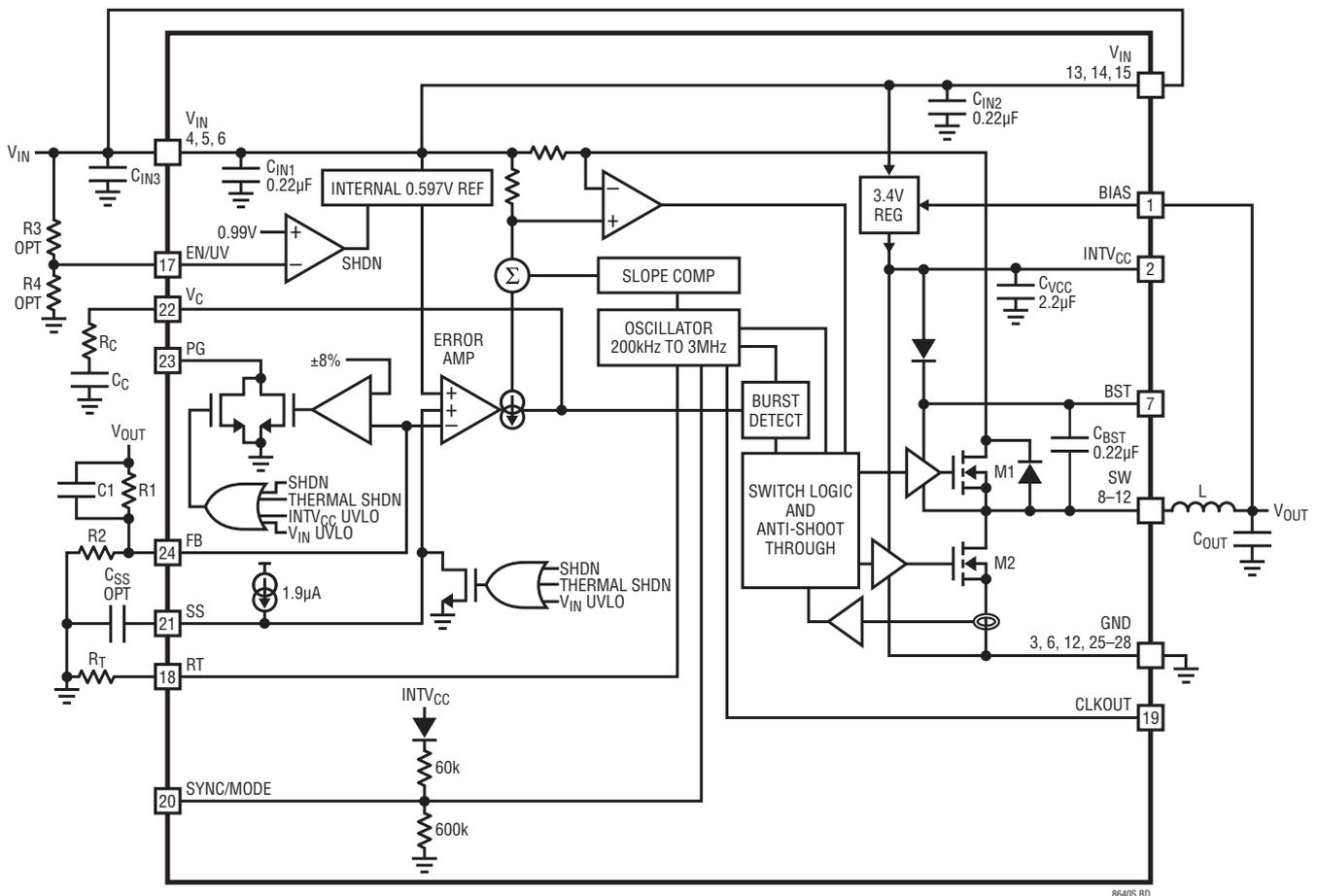
ピン機能

PG (ピン23) : 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±8%以内になるまで「L」のままであり、フォルト状態にはなりません。PGは、EN/UVピンの電圧が1Vより低い、INTV_{CC}が低下しすぎている、V_{IN}が低すぎる、またはサーマル・シャットダウンが発生している場合にも「L」に引き下げられます。V_{IN}が2.8Vより高い場合、PGは有効です。

FB (ピン24) : LT8642SはFBピンを0.597Vに安定化します。帰還抵抗分割器のタップをこのピンに接続します。また、位相進みコンデンサをFBピンとV_{OUT}の間に接続します。通常、このコンデンサの値は4.7pF～47pFです。

コーナー・ピン : これらのピンは、物理的支持のためにのみ存在し、PCB上の任意の場所(通常はグラウンド)に接続してかまいません。

ブロック図



動作

LT8642Sはモノリシック、固定周波数、電流モードの降圧DC/DCコンバータです。RTピンに接続する抵抗を使用して周波数を設定する発振器により、各クロック・サイクルの開始時に内蔵の上側パワー・スイッチがオンします。次に、インダクタを流れる電流が増加して上側スイッチの電流コンパレータが作動し、上側のパワー・スイッチがオフします。上側スイッチがオフするときのピーク・インダクタ電流は、 V_C ピンの電圧によって制御されます。エラーアンプは、 V_{FB} ピンの電圧を0.597Vの内部リファレンスと比較することにより、 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と比較して低くなるので、エラーアンプによって V_C の電圧が上昇し、平均インダクタ電流が新たな負荷電流に釣り合うまで上昇し続けます。上側パワー・スイッチがオフすると、同期パワー・スイッチがオンし、次のクロック・サイクルが始まるか、インダクタ電流が0に減少するまでオンのままになります。過負荷状態によって13.5Aを超える電流が下側スイッチに流れると、スイッチ電流が安全なレベルに戻るまで次のクロック・サイクルは遅延します。

LT8642Sの「S」は、第2世代のSilent Switcher技術を表しています。この技術は、高スイッチング周波数で高効率を実現するための高速スイッチング・エッジを可能にすると同時に、良好なEMI性能を実現します。この技術には、 V_{IN} 、BST、およびINTV_{CC}用のセラミック・コンデンサをパッケージに統合することが含まれています(ブロック図を参照)。これらのコンデンサは、全ての高速AC電流ループを小さく保ち、EMI性能を改善します。

EN/UVピンが「L」の場合、LT8642Sはシャットダウンし、入力から1 μ Aが流れます。EN/UVピンの電圧が0.99Vを超えると、スイッチング・レギュレータはアクティブになります。

軽負荷での効率を最適化するため、LT8642Sは軽負荷の状態ではBurst Modeで動作します。バーストとバーストの間は、出力スイッチの制御に関連した全ての回路がシャットダウンし、入力電源電流が230 μ Aに減少します。標準的なアプリケーションでは、無負荷で安定化しているとき入力電源から240 μ Aを消費します。Burst Mode動作を使用する場合はSYNC/MODEピンを「L」に接続します。SYNC/MODEピンをフロート状態にすると、強制連続モード(FCM)を使用することができます。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の周波数に同期し、強制連続モードで動作します。

LT8642Sは強制連続モード(FCM)で動作できるので、広い負荷範囲にわたって高速過渡応答および最大周波数での動作が可能です。強制連続モードでは、発振器が連続して動作し、スイッチング波形の正の遷移がクロックに揃えられます。負のインダクタ電流が可能です。LT8642Sは出力から電流を流し込み、この電荷をこのモードで入力に戻すことができるので、負荷ステップ過渡応答が改善されます。

EMIを改善するために、LT8642Sはスペクトラム拡散モードで動作できます。この機能は、+20%の三角波周波数変調によりクロックの周波数を変化させます。例えば、LT8642S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、発振器が2MHz~2.4MHzの範囲で変調されます。強制連続モードを使用して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超)に接続して「H」にする必要があります。

あらゆる負荷にわたって効率を改善するため、BIASピンのバイアス電圧を3.3V以上にする場合は、内部回路に流れる電源電流をBIASピンから供給することができます。そうでない場合、内部回路に流れる電流は V_{IN} から供給されます。LT8642S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 ピンを使うと、事前設定の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ため、高速過渡応答に対応できます。また、 V_C ピンによって電流シェアリングも可能になり、CLKOUTピンを使用すると他のレギュレータをLT8642Sに同期させることができます。

出力電圧が設定値から $\pm 8\%$ (標準)より大きく変化する場合や、フォルト状態が存在する場合は、FBピンの電圧をモニタするコンパレータによってPGピンは「L」になります。

FBピンの電圧が低いと、発振器はLT8642Sの動作周波数を低下させます。この周波数フォールドバック機能により、起動時や過電流状態の間に出力電圧が設定値より低くなると、インダクタ電流を制御することができます。SYNC/MODEピンにクロックを入力するか、SYNC/MODEピンをフロート状態にするか、DC「H」に保持すると、周波数フォールドバックは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にのみ低下するようになります。

アプリケーション情報

EMIを低く抑えるPCBレイアウト

LT8642Sは、特にEMI放射を最小限に抑え、高周波数でのスイッチング時に効率を最大限に高めるように設計されています。最適な性能を得るために、LT8642Sでは V_{IN} のバイパス・コンデンサを複数使用する必要があります。

デバイスの両側に1つずつ、 $1\mu\text{F}$ 未満の2つの小型コンデンサ(C_{OPT1} 、 C_{OPT2})をLT8642Sにできるだけ近づけて配置できます。3つ目の、容量が $4.7\mu\text{F}$ 以上の大きいコンデンサは、 C_{OPT1} または C_{OPT2} の近くに配置します。

PCBの推奨レイアウトについては、図1を参照してください。

詳細およびPCBデザイン・ファイルについては、LT8642S用のデモボード・ガイドを参照してください。

LT8642Sの V_{IN} ピン、GNDピン、および入力コンデンサに大量のスイッチング電流が流れることに注意してください。入力コンデンサによって形成されるループは、入力コンデンサを V_{IN} ピンおよびGNDピンの近くに配置することにより、できるだけ小さくしてください。ケース・サイズが0402または0603のように小さいコンデンサは、寄生インダクタンスが小さいので最適です。

これらの入力コンデンサに加えて、インダクタおよび出力コンデンサは回路基板の同じ側に配置し、その層で接続を行うようにしてください。切れ目のないローカル・グラウンド・プレーンを、アプリケーション回路の下の、表面層に最も近い層に配置します。SWノードとBOOSTノードはできるだけ小さくします。最後に、グラウンド・トレースがSWノードとBOOSTノードからFBノードとRTノードをシールドするように、FBノードとRTノードは小さく保ちます。

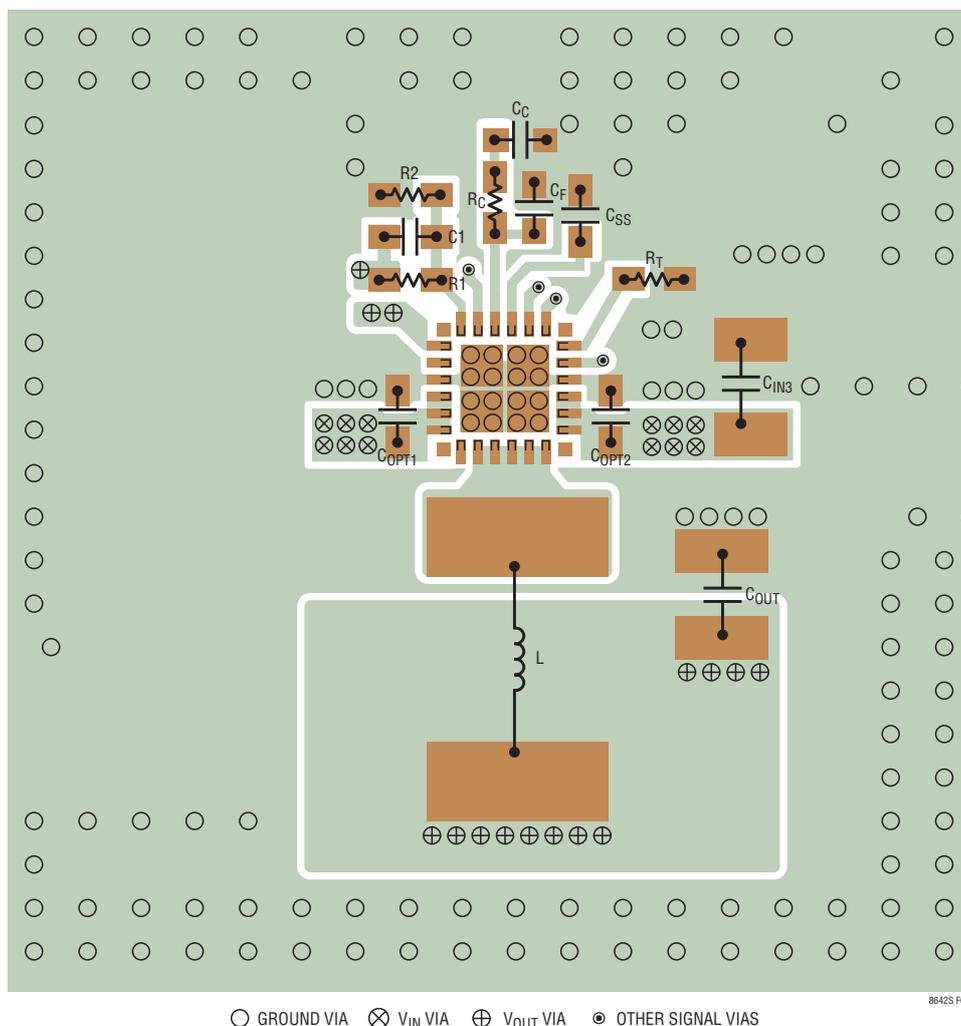


図1. LT8642Sのプリント回路基板推奨レイアウト

アプリケーション情報

周囲温度に対する熱抵抗を小さくするために、パッケージ底面の露出パッドはPCBにハンダ処理します。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拡大し、回路基板内に底辺側に追加されているグラウンド・プレーンに対しサーマル・ビアを加えます。

Burst Mode 動作

軽負荷での効率を上げるため、LT8642Sは低リップルのBurst Modeで動作し、入力自己消費電流と出力電圧リップルを最小に抑えながら、出力コンデンサを目的の出力電圧に充電した状態に保ちます。Burst Mode動作では、LT8642S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・モード時にLT8642Sが消費する電流は230 μ Aです。

出力負荷が減少すると、単一電流パルスの周波数が低下し(図2を参照)、LT8642Sがスリープ・モードで動作する時間の割合が高まるので、軽負荷での効率が標準的なコンバータよりもはるかに高くなります。パルスの間隔を最大にすると、出力負荷がないときの標準的なアプリケーションに対して、コンバータの自己消費電流が240 μ Aに近づきます。帰還抵抗分割器の電流が負荷電流として出力に現れることに注意します。

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なので、低出力電圧リップルが得られます。出力リップルは、出力容量を大きくするとそれに比例して減少します。負荷がゼロから次第に増加すると、それに応じて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ピンに接続した抵抗で設定されるスイッチング周波数が上限です。

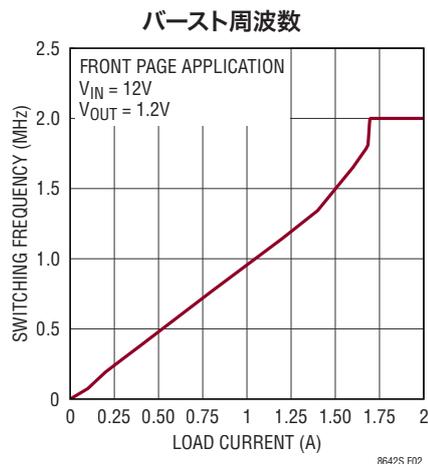


図2. スイッチング周波数と負荷情報 (Burst Mode動作)

LT8642Sが設定周波数に達する出力負荷は、入力電圧、出力電圧、およびインダクタをどう選択するか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0.4Vより低い電圧に接続します(これはグラウンドまたはロジック「L」の出力のいずれでもかまいません)。

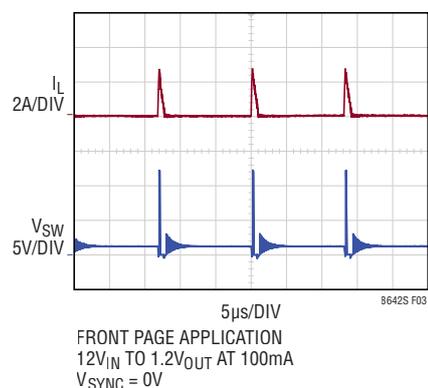


図3. Burst Mode動作

アプリケーション情報

強制連続モード

LT8642Sは強制連続モード(FCM)で動作できるので、広い負荷範囲にわたって高速過渡応答および最大周波数での動作が可能です。強制連続モードでは、発振器が連続して動作し、スイッチング波形の正の遷移がクロックに揃えられます。軽負荷時または大きなトランジェント状態では、負インダクタ電流が許容されます。LT8642Sは出力から電流を流し込み、この電荷をこのモードで入力に戻すことができるので、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、強制連続モード動作は、Burst Mode動作よりも効率が低下しますが、スイッチング高調波が信号帯域に入らないようにする必要があるアプリケーションでは望ましい場合があります。出力にシンク電流を流し込む必要がある場合は、強制連続モードを使用しなければなりません。強制連続モード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。このピンのもれ電流は1 μ A未満にする必要があります。内部のプルアップ抵抗および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。

V_{IN}ピンが17.5Vより高い電圧に保持されるか、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る場合、強制連続モードはディスエーブルされます。強制連続モードは、ソフトスタート・コンデンサが完全に充電(約2V)されるまで、ソフトスタート中にもディスエーブルされます。これらの方法で強制連続モードがディスエーブルされた場合、負のインダクタ電流が許容されず、LT8642Sはパルススキップ・モードで動作します。

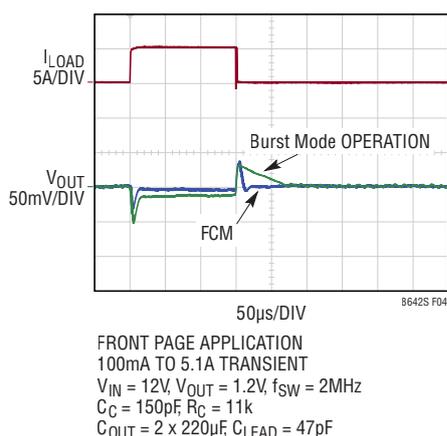


図4. 強制連続モードを使用した場合と使用しない場合の負荷ステップ過渡応答

スペクトラム拡散モード

LT8642SはEMI放射を更に削減するため、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イネーブルするには、SYNC/MODEピンをINTV_{CC}(または3V超)に接続して「H」にします。このモードでは、三角波周波数変調が使用され、スイッチング周波数が、RTで設定された値と、この値より約20%高い値との間で変化します。変調周波数は、約3kHzです。例えば、LT8642Sを2MHzに設定した場合、周波数は3kHz刻みで2MHz~2.4MHzの範囲で変化します。スペクトラム拡散動作が選択されている場合、Burst Mode動作は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

LT8642Sの発振器を外部周波数に同期させるには、方形波をSYNC/MODEピンに接続します。方形波の振幅は、50nsの最小オン時間およびオフ時間で、0.4V未満の谷および1.5Vを超える(最大6V)の山を持つ必要があります。

LT8642Sは外部クロックに同期しているときは低出力負荷でBurst Mode動作にならず、代わりに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。LT8642Sは200kHz~3MHzの範囲にわたって同期させることができます。RT抵抗は、LT8642Sのスイッチング周波数を最低同期入力以下に設定するように選択します。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になるように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、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の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で十分です。

アプリケーション情報

FBの抵抗回路網

出力電圧は、出力とFBピンの間に接続した抵抗分割器を使用して設定します。抵抗値は次式に従って選択します。

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

参照名についてはブロック図を参照してください。出力電圧の精度を保つため、誤差1%の抵抗を推奨します。

大きなFB抵抗を使用する場合は、4.7pF～47pFの位相進みコンデンサをV_{OUT}とFBピンの間に接続してください。

スイッチング周波数の設定

LT8642Sには固定周波数PWMアーキテクチャが使われており、RTピンから接地した抵抗を使って、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。目的のスイッチング周波数に必要なR_T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R_Tの抵抗値は次式を使用して計算できます。

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

ここで、R_Tの単位はkΩ、f_{sw}は目的のスイッチング周波数で単位はMHzです。

表1. スwitchング周波数とR_Tの値

f _{sw} (MHz)	R _T (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交換条件

動作周波数の選択には、効率、部品サイズ、および入力電圧範囲の間の交換条件が存在します。高周波数動作の利点は、小さな値のインダクタとコンデンサを使用できることです。欠点は効率が低いことと、入力電圧範囲が狭いことです。

与えられたアプリケーションでの最大スイッチング周波数(f_{SW(MAX)})は、次のように計算することができます。

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

ここで、V_{IN}は標準の入力電圧、V_{OUT}は出力電圧、V_{SW(TOP)}およびV_{SW(BOT)}は内蔵スイッチの電圧降下(最大負荷時にそれぞれ約0.2V、0.1V)、t_{ON(MIN)}は上側スイッチの最小オン時間です(電気的特性を参照)。この式は、高いV_{IN}/V_{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。

アプリケーション情報

トランジェント動作では、 R_T の値に関係なく、 V_{IN} が18Vの絶対最大定格まで上昇する可能性があります。LT8642Sでは、必要に応じてスイッチング周波数を下げることにより、インダクタ電流の制御を維持して安全に動作します。

LT8642Sは最大で約99%のデューティ・サイクルが可能であり、 V_{IN} - V_{OUT} 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、LT8642S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も低くなります。

V_{IN}/V_{OUT} 比が低いときに、設定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。

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

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、 $V_{SW(TOP)}$ および $V_{SW(BOT)}$ は内部スイッチの電圧降下(最大負荷時にそれぞれ約0.2V、約0.1V)、 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高いデューティ・サイクルを実現できる入力電圧の最小値が高くなることに注意してください。

インダクタの選択と最大出力電流

LT8642Sは、アプリケーションの出力負荷要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設計されています。LT8642Sでは、高速ピーク電流モード・アーキテクチャの採用により、過負荷状態または短絡状態のときに、インダクタが飽和した動作に支障なく耐えられます。

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。

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

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(μH)です。

過熱や効率低下を防ぐため、インダクタは、その実効値電流定格がアプリケーションの予想最大出力負荷より大きいも

のを選択する必要があります。更に、(通常は I_{SAT} と表示される)インダクタの飽和電流定格は、負荷電流にインダクタのリプル電流の1/2を加えた値より大きくなければなりません。

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

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

簡単な例として、3Aの出力を必要とするアプリケーションでは、実効値定格が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、インダクタの実効値定格要件が大きくなります。高い効率を保つには、直列抵抗(DCR)が 0.01Ω より小さく、コア材が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。

LT8642Sは、ピーク・スイッチ電流を制限してスイッチとシステムを過負荷フォルトから保護します。上側スイッチ電流制限値(I_{LIM})は低デューティ・サイクルでは18Aですが、直線的に低下して、 $DC = 0.8$ 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})およびリプル電流の関数です。

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

インダクタのピーク to ピーク・リプル電流は次のように計算することができます。

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

ここで、 f_{SW} はLT8642Sのスイッチング周波数で、 L はインダクタの値です。したがって、LT8642S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、入力電圧、および出力電圧に依存します。目的のアプリケーションで使用されるスイッチング周波数と最大入力電圧が与えられているとき、インダクタのリプル電流では最大出力電流($I_{OUT(MAX)}$)を十分に流すことができない場合は、インダクタの値を大きくする必要が生じる可能性があります。

アプリケーション情報

特定のアプリケーションに最適なインダクタは、この設計ガイドで示されているものとは異なる場合があります。インダクタの値を大きくすると最大負荷電流が増加し、出力電圧リップルが減少します。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可能であり、LT8642Sを大きいリップル電流で動作させることができます。このため、物理的に小さいインダクタを使用することや、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。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してください。

最大出力電流と不連続動作の詳細については、弊社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。アプリケーション・ノート19を参照してください。

入力コンデンサ

最高の性能を得るには、LT8642Sの V_{IN} ピンを少なくとも3個のセラミック・コンデンサを使ってバイパスする必要があります。デバイスの両側に1つずつ、 $1\mu\text{F}$ 未満の2つの小型セラミック・コンデンサ (C_{OPT1} , C_{OPT2}) をデバイスに近づけて配置できます。これらのコンデンサのサイズは0402または0603にします。2個の直列入力コンデンサが必要な車載アプリケーションの場合、0402または0603の小型コンデンサ2個をLT8642Sの両側の V_{IN1} ピンおよびGNDピンの近くに配置できます。

3つ目の、容量が $4.7\mu\text{F}$ 以上の大きいセラミック・コンデンサは、 C_{OPT1} または C_{OPT2} 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。温度変動と入力電圧の変化に対して最高の性能を得るために、X7RまたはX5Rコンデンサを推奨します。

低いスイッチング周波数を使用すると、大きな入力容量が必要になることに注意してください。入力ソース・インピーダンスが高かったり、長い配線やケーブルによる大きなインダクタンスが存在する場合、追加のバルク容量が必要になることがあります。これには性能の低い電解コンデンサを使用することができます。

セラミック入力コンデンサは、トレースやケーブルのインダクタンスと結合して、質の良い(減衰の小さな)タンク回路を形成します。LT8642Sの回路を通電中の電源に差し込むと、入力電圧に公称値の2倍のリングングが生じて、LT8642Sの電圧定格を超える恐れがあります。ただし、この状況は簡単に回避できます(弊社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つの基本的な機能があります。出力コンデンサは、インダクタと共に、LT8642Sが発生する方形波をフィルタに通してDC出力を生成します。この機能では出力コンデンサが出力リップルを決定するので、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番目の機能は、トランジェント負荷を満たしてLT8642Sの制御ループを安定化す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)が非常に小さいので最良のリップル性能が得られます。初期値に適した値については、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のタイプを使用してください。この選択により、出力リップルが小さくなり、過渡応答が良くなります。大きな値の出力コンデンサを使用し、 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により、トランジェント性能を改善することができます。また、出力容量を大きくすると出力電圧リップルが減少します。値の小さい出力コンデンサを使用すれば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低下し、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標準的応用例を参照してください。

コンデンサを選択するときには、データシートに特に注意して、電圧バイアスと温度の該当する動作条件での実効容量を計算してください。物理的に大きなコンデンサまたは電圧定格が高いコンデンサが必要なことがあります。

アプリケーション情報

セラミック・コンデンサ

セラミック・コンデンサは小さく堅牢で、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、LT8642Sに使用すると問題を生じることがあります。Burst Mode動作時に、LT8642Sのスイッチング周波数は負荷電流に依存します。また、非常に軽い負荷では、LT8642Sはセラミック・コンデンサを可聴周波数で励起し、可聴ノイズを発生することがあります。LT8642SはBurst Mode動作で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。これが許容できない場合は、高性能のタンタル・コンデンサまたは電解コンデンサを出力に使用してください。低ノイズ・セラミック・コンデンサも使用できます。

セラミック・コンデンサに関する最後の注意点は、LT8642Sの最大入力電圧定格に関することです。前述のように、セラミック入力コンデンサはトレースやケーブルのインダクタンスと結合して、高品質の(減衰の小さな)タンク回路を形成します。LT8642Sの回路を通電中の電源に差し込むと、入力電圧に公称値の2倍のリングングが生じてLT8642Sの定格を超える恐れがあります。ただし、この状況は簡単に回避できます(弊社のアプリケーション・ノート88を参照)。

イネーブル・ピン

LT8642Sは、ENピンが「L」のときシャットダウン状態になり、ENピンが「H」のときアクティブになります。ENコンパレータの上昇時閾値は0.99Vで、40mVのヒステリシスがあります。ENピンは、シャットダウン機能を使用しない場合にはV_{IN}に接続できます。シャットダウン制御が必要な場合は、ロジック・レベルに接続できます。

抵抗分割器をV_{IN}とENピンの間に追加すると、LT8642Sは、V_{IN}が目的の電圧より高くなった場合にのみ出力を安定化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、入力電源が電流制限されているか、または入力電源のソース抵抗が比較的高い状況で使用されます。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、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、電源電圧が低い状態では、電源が電流を制限するか、または低電圧にラッチする原因になることがあります。V_{IN(EN)}閾値は、これらの問題が発生する恐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。

$$V_{IN(EN)} = \left(\frac{R3}{R4} + 1 \right) \cdot 0.99V \quad (9)$$

この場合は、V_{IN}がV_{IN(EN)}を超えるまでLT8642Sはオフのままです。コンパレータのヒステリシスのため、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。

軽負荷電流に対してBurst Modeで動作しているとき、V_{IN(EN)}の抵抗ネットワークを流れる電流はLT8642Sが消費する電源電流より簡単に大きくなる可能性があります。したがって、V_{IN(EN)}の抵抗を大きくして軽負荷での効率に対する影響を最小限に抑えてください。

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、V_{IN}を基にして、ドライバと内部バイアス回路に電力を供給する3.4V電源を生成します。INTV_{CC}は、LT8642Sの回路に十分な電流を供給できます。効率を向上するため、BIASピンの電圧が3.1V以上の場合、内蔵の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LT8642Sの出力に接続できますが、3.3V以上の外部電源に接続してもかまいません。BIASピンをV_{OUT}以外の電源に接続する場合は、デバイスの近くにセラミック・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より低い場合は、V_{IN}から流れる電流が内蔵のLDOによって消費されます。入力電圧が高く、スイッチング周波数が高いアプリケーションで、V_{IN}からの電流が内蔵の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ため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。

周波数の補償

ループ補償は安定性とトランジェント性能を決定します。また、ループ補償はV_Cピンに接続する部品によって得られます。通常は、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)を使用します。補償回路網の設計は少々複雑で、最適値はアプリケーションにより異なります。実用的な手法としては、このデータシートの回路のうち、目的のアプリケーションに似た回路から出発し、補償回路網を調整して性能を最適化します。この過程では、シミュレーションが役立ちます。次に、負荷電流、入力電圧、温度など全ての動作条件にわたって安定性をチェックします。LT1375のデータシートには、ループ補償の更に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が説明されています。

アプリケーション情報

LT8642Sの制御ループの等価回路を図5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部分は、 V_C ピンの電圧に比例した出力電流を発生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2つのポールが生じることに注意してください。ゼロは必須であり、 R_C と C_C を直列に接続すること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限り正しく機能します。帰還抵抗分割器の両端に位相進みコンデンサ(C_{PL})を接続して過渡応答を改善することができます。また、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必要です。

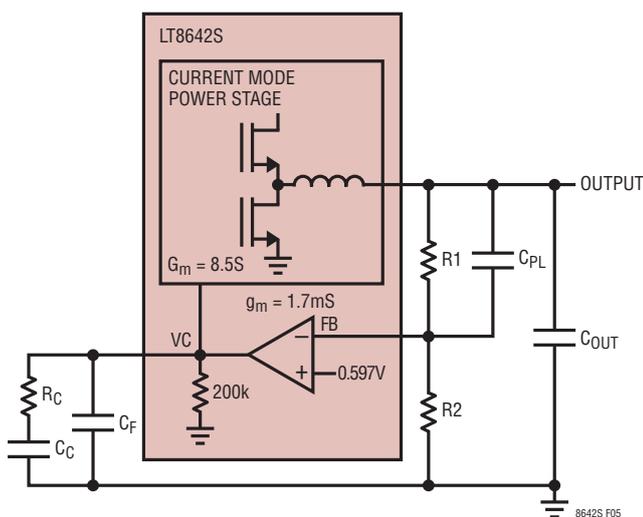


図5. ループ応答のモデル

表2に、複数の標準的応用例での補償部品の値のガイドラインを示します。個別のアプリケーションに応じて、これらの値の微調整が必要なこともあります。全てのアプリケーション例で次の値を使用しました。 $C_{OUT} = 220\mu\text{F} \times 2$ 、 $C_{PL} = 47\text{pF}$ 、 $R1 = 100\text{k}\Omega$ 。

表2. 補償部品の値

V_{OUT}	f_{sw}	C_C	R_C
1.0V	1MHz	470pF	7.68k
1.0V	2MHz	330pF	10.2k
1.2V	1MHz	680pF	10.2k
1.2V	2MHz	150pF	11k
3.3V	1MHz	220pF	6.98k
3.3V	2MHz	150pF	9.31k

出力電圧トラッキングとソフトスタート

LT8642Sでは、SSピンによって出力電圧のランプ・レートを設定できます。内蔵の $1.9\mu\text{A}$ 電流源により、SSピンの電圧はINTV_{CC}になります。外付けコンデンサをSSピンに接続すると、出力をソフトスタートさせ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・ランプの間、出力電圧は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SSピンを外部から駆動することができます。0V~1Vの範囲では、エラーアンプに入力される0.597Vの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ピンの電圧はSSピンの電圧に応じた値に安定化されます。代表的な性能特性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より高くな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安定化されるようになります。この機能が必要な場合は、SSピンをフロート状態のままにしておいてもかまいません。

SSピンにはアクティブなプルダウン回路が接続されています。この回路は、フォルト状態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、フォルト状態が解消すると電圧の上昇を再開します。ソフトスタート・コンデンサが放電されるフォルト状態になるのは、EN/UVピンが「L」へ遷移した場合、 V_{IN} の電圧が低下しすぎた場合、またはサーマル・シャットダウンが発生した場合です。

アプリケーション情報

熱に関する検討事項

周囲温度が高い場合は、PCBのレイアウトに注意を払い、LT8642Sが十分放熱できるようにします。パッケージ底面のグラウンド・ピンはグラウンド・プレーンにハンダ処理する必要があります。このグラウンドは、サーマル・ビアを使用して、下にある広い銅層に接続してください。これらの層は、LT8642Sが発生する熱を放散します。ビアを追加すると、熱抵抗を更に減らすことができます。周囲温度が最大ジャンクション温度の定格に近づくと、最大負荷電流をデレレーティングします。LT8642S内部の消費電力は、効率の測定結果から全消費電力を計算し、それからインダクタの損失を減じることによって推定することができます。ダイの温度は、LT8642Sの消費電力に、接合部から周囲までの熱抵抗を掛けて計算します。

内蔵されている過熱保護機能は、LT8642S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、LT8642S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。

LT8642Sの温度上昇が最悪になるのは、負荷が重く、 V_{IN} とスイッチング周波数が高いときです。与えられたアプリケーションでの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して許容可能なレベルまで温度を下げるすることができます。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図8に示します。

LT8642Sの上側スイッチ電流制限は、スロープ補償のためにより高いデューティ・サイクルで動作するにつれて減少します。これにより、特定のアプリケーションでLT8642Sが供給できる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。

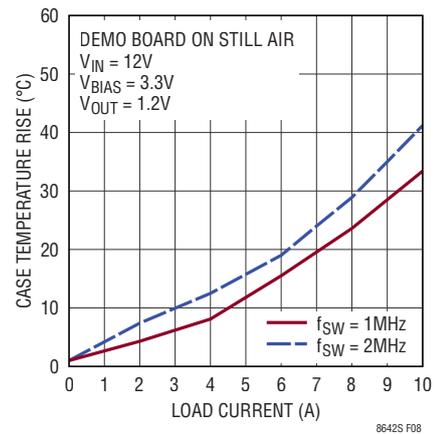


図8. ケース温度の上昇

標準的応用例

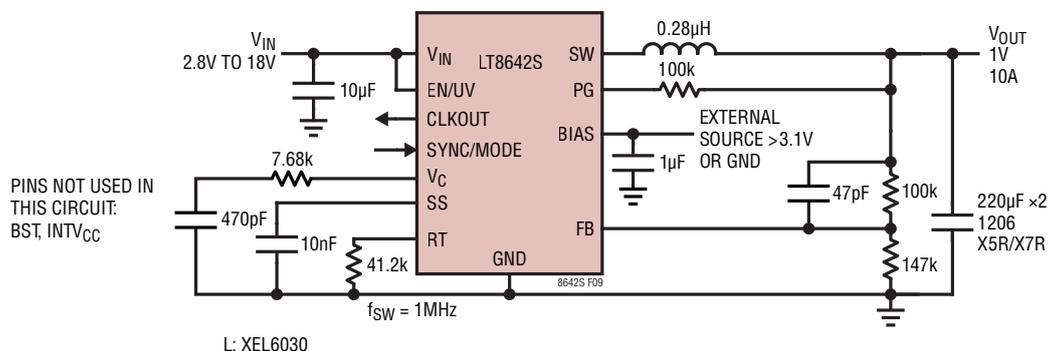


図9. ソフトスタートおよびパワーグッド付きの1V/10A 降圧コンバータ

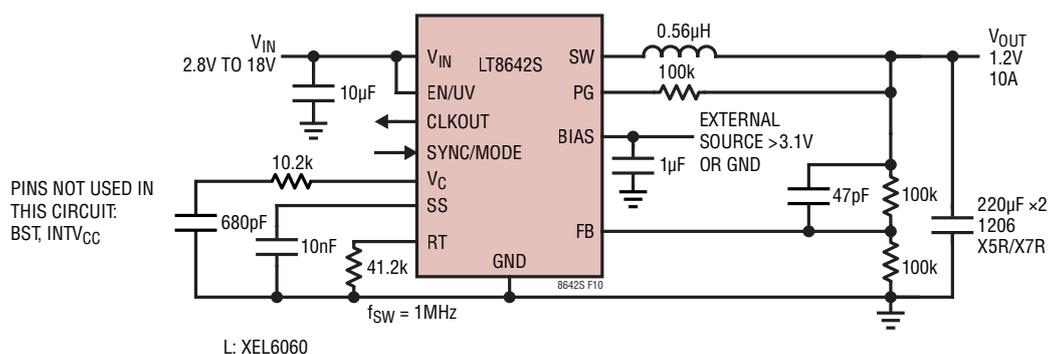


図10. ソフトスタートおよびパワーグッド付きの1.2V/10A 降圧コンバータ

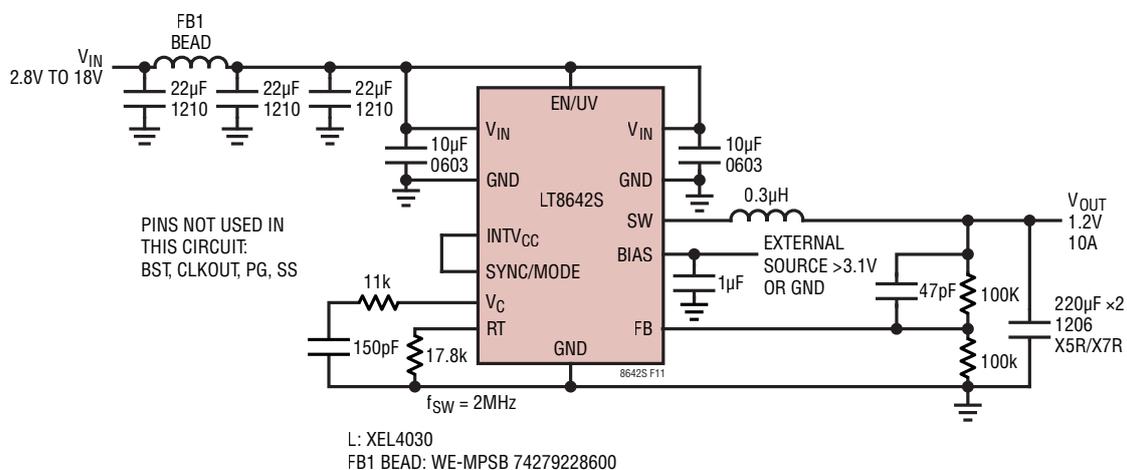


図11. スペクトラム拡散機能付き、超低EMI、2MHz、1.2V/10A 降圧コンバータ

標準的応用例

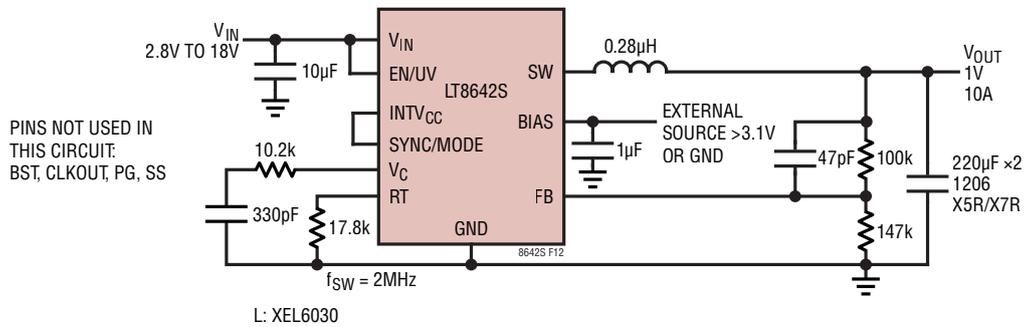


図12. スペクトラム拡散機能付き、2MHz、1V/10A 降圧コンバータ

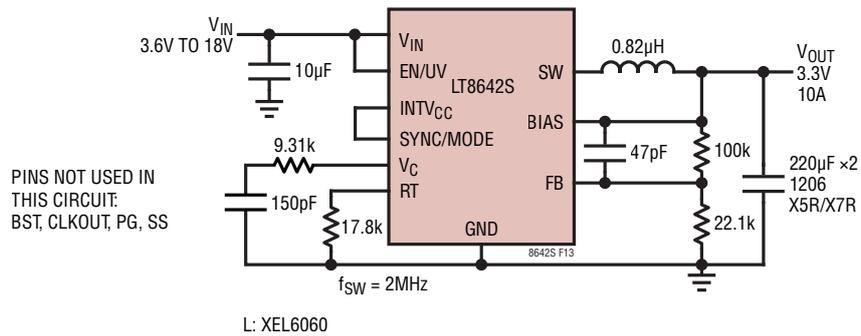
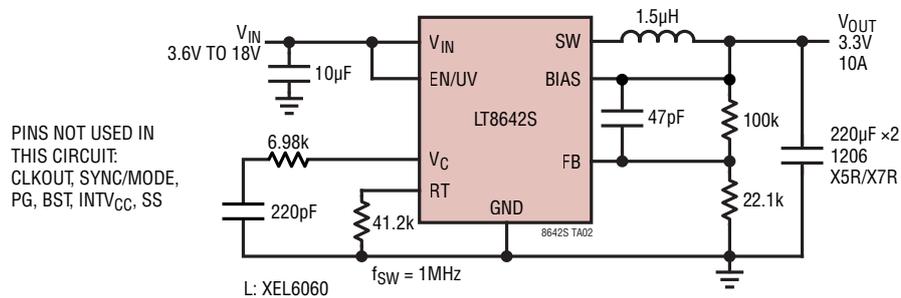


図13. スペクトラム拡散機能付き、2MHz、3.3V/10A 降圧コンバータ

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
LT8650S	効率が95%の42V、デュアル4A、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ (I _Q = 6.2µA)	V _{IN(MIN)} = 3V, V _{IN(MAX)} = 42V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 6.2µA, I _{SD} < 1µA, 4mm×6mm LQFN-32パッケージ
LT8640S/ LT8643S	42V、6A、同期整流式降圧 Silent Switcher 2 (I _Q = 2.5µA)	V _{IN(MIN)} = 3.4V, V _{IN(MAX)} = 42V, V _{OUT(MIN)} = 0.97V, I _Q = 2.5µA, I _{SD} < 1µA, 4mm×4mm LQFN-24パッケージ
LT8603	効率が95%の42V、トリプル出力、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ (昇圧コントローラ付き)	V _{IN(MIN)} = 3V, V _{IN(MAX)} = 42V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 28µA, I _{SD} < 1µA, 6mm×6mm QFN-40パッケージ
LT8602	効率が95%の42V、クワッド出力 (2.5A + 1.5A + 1.5A + 1.5A)、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ (I _Q = 25µA)	V _{IN(MIN)} = 3V, V _{IN(MAX)} = 42V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 25µA, I _{SD} < 1µA, 6mm×6mm QFN-40パッケージ
LT8645S/ LT8646S	65V、8A、同期整流式降圧 Silent Switcher 2 (I _Q = 2.5µA)	V _{IN(MIN)} = 3.4V, V _{IN(MAX)} = 65V, V _{OUT(MIN)} = 0.97V, I _Q = 2.5µA, I _{SD} < 1µA, 6mm×4mm LQFN-32パッケージ
LT8640/ LT8640-1	効率が96%の42V、5A、3MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ (I _Q = 2.5µA)	V _{IN(MIN)} = 3.4V, V _{IN(MAX)} = 42V, V _{OUT(MIN)} = 0.99V, I _Q = 2.5µA, I _{SD} < 1µA, 3mm×4mm QFN-18パッケージ
LT8641	効率が95%の65V、3.5A、3MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ (I _Q = 2.5µA)	V _{IN(MIN)} = 3V, V _{IN(MAX)} = 65V, V _{OUT(MIN)} = 0.81V, I _Q = 2.5µA, I _{SD} < 1µA, 3mm×4mm QFN-18パッケージ
LT8609/ LT8609A	効率が94%の42V、2A、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ (I _Q = 2.5µA)	V _{IN(MIN)} = 3V, V _{IN(MAX)} = 42V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 2.5µA, I _{SD} < 1µA, MSOP-10Eパッケージ
LT8610A/ LT8610AB	効率が96%の42V、3.5A、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ (I _Q = 2.5µA)	V _{IN(MIN)} = 3.4V, V _{IN(MAX)} = 42V, V _{OUT(MIN)} = 0.97V, I _Q = 2.5µA, I _{SD} < 1µA, MSOP-16Eパッケージ
LT8611	効率が96%の42V、2.5A、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ (I _Q = 2.5µA および入出力電流制限/モニタ回路内蔵)	V _{IN(MIN)} = 3.4V, V _{IN(MAX)} = 42V, V _{OUT(MIN)} = 0.97V, I _Q = 2.5µA, I _{SD} < 1µA, 3mm×5mm QFN-24パッケージ
LT8616	効率が95%の42V、デュアル2.5A + 1.5A、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ (I _Q = 5µA)	V _{IN(MIN)} = 3.4V, V _{IN(MAX)} = 42V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 5µA, I _{SD} < 1µA, TSSOP-28E, 3mm×6mm QFN-28パッケージ
LT8620	効率が94%の65V、2.5A、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ (I _Q = 2.5µA)	V _{IN(MIN)} = 3.4V, V _{IN(MAX)} = 65V, V _{OUT(MIN)} = 0.97V, I _Q = 2.5µA, I _{SD} < 1µA, MSOP-16E, 3mm×5mm QFN-24パッケージ
LT8614	効率が96%の42V、4A、2.2MHz同期整流式 Silent Switcher 降圧DC/DCコンバータ (I _Q = 2.5µA)	V _{IN(MIN)} = 3.4V, V _{IN(MAX)} = 42V, V _{OUT(MIN)} = 0.97V, I _Q = 2.5µA, I _{SD} < 1µA, 3mm×4mm QFN-18パッケージ
LT8612	効率が96%の42V、6A、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ (I _Q = 2.5µA)	V _{IN(MIN)} = 3.4V, V _{IN(MAX)} = 42V, V _{OUT(MIN)} = 0.97V, I _Q = 3.0µA, I _{SD} < 1µA, 3mm×6mm QFN-28パッケージ