

暗電流が6.5 μ Aの 42Vデュアル同期整流式 モノリシック降圧レギュレータ

特長

- 広い入力電圧範囲: 3.4V ~ 42V
- 独立した入力の2.5Aおよび1.5A降圧レギュレータ
- 短い最小スイッチ・オン時間: 35ns
- 超低静止電流のBurst Mode[®]動作:
 - 12V入力で5V出力と3.3V出力を安定化時の I_q : 6.5 μ A
 - 出力リップル < 15mV
- 180°位相のずれたスイッチング
- 調整可能および同期可能な周波数: 200kHz ~ 3MHz
- 高精度のイネーブル・ピン電圧しきい値: 1V
- 内部補償
- 出力ソフトスタートおよび出力トラッキング
- TSSOPパッケージ: 隣接ピンの短絡時またはピンがフロート状態のままのとき、出力をレギュレーション電圧以下に維持
- 熱特性が改善された28ピンTSSOPパッケージ

アプリケーション

- 自動車用電源および産業用電源
- 汎用の降圧電源

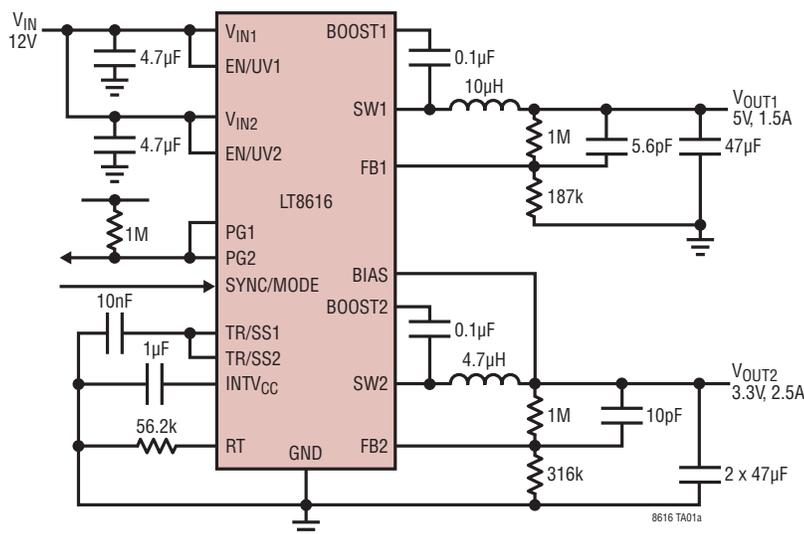
概要

LT[®]8616は、高効率、高速のデュアル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、両方のチャンネルをイネーブルしているときに消費する静止電流はわずか6.5 μ Aです。どちらのチャンネルもスイッチと必要な回路を全て内蔵しているので、必要な外付け部品は最小限で済みます。低リップルのBurst Mode動作により、非常に少量の出力電流まで高い効率が可能であると同時に、出力リップルを最小限に抑えます。SYNCピンを使用すると、外部クロックに同期することができます。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ので、高速トランジェント応答と優れたループ安定性が得られます。イネーブル・ピンのしきい値は高精度の1Vであり、このピンを使用して低電圧ロックアウトを設定することができます。TR/SSピンに接続するコンデンサにより、起動時の出力電圧上昇速度を設定します。更に、各出力が出力電圧設定値の10%以内に入ると、PGピンで通知します。LT8616は、高い信頼性を確保するためTSSOPパッケージで供給されます。

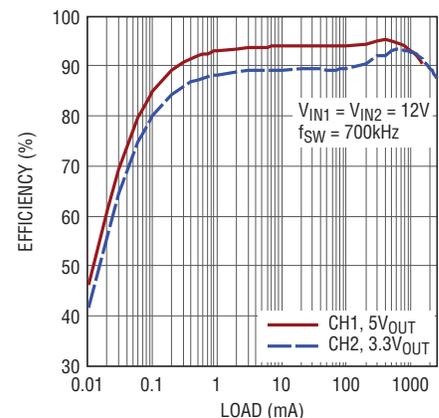
LT、LT、LTC、LTM、Burst Mode、Linear Technologyおよびリニアのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例

5V、3.3V、700kHz降圧コンバータ



効率



8616 TA01b

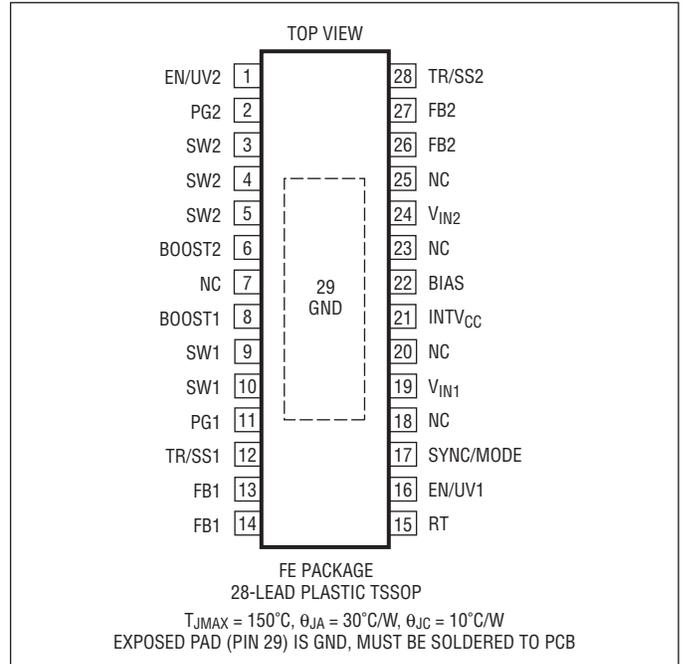
LT8616

絶対最大定格

(Note 1)

V_{IN1} , V_{IN2} , EN/UV1, EN/UV2, PG1, PG2.....	42V
BIAS.....	30V
SW1 ピンを超える BST1 ピンの電圧, SW2 ピンを超える BST2 ピンの電圧, FB1, FB2, TR/SS1, TR/SS2.....	4V
SYNC/MODE.....	6V
動作接合部温度範囲 (Note 2)	
LT8616E.....	-40°C ~ 125°C
LT8616I.....	-40°C ~ 125°C
LT8616H.....	-40°C ~ 150°C
保存温度範囲.....	-60°C ~ 150°C

ピン配置



発注情報

無鉛仕上げ	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LT8616EFE#PBF	LT8616EFE#TRPBF	LT8616FE	28-Lead Plastic TSSOP	-40 to 125°C
LT8616IFE#PBF	LT8616IFE#TRPBF	LT8616FE	28-Lead Plastic TSSOP	-40 to 125°C
LT8616HFE#PBF	LT8616HFE#TRPBF	LT8616FE	28-Lead Plastic TSSOP	-40 to 150°C

さらに広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

*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。非標準の鉛仕上げの製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

無鉛仕上げの製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。

テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandree/> をご覧ください。

電気的特性

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

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
共通						
Quiescent Current	EN/UV1 = EN/UV2 = 0V, Current from V_{IN1}	●		1.7 1.7	4.0 8.0	μA μA
	EN/UV1 = EN/UV2 = 2V, SYNC = 0V (Burst Mode), Not Switching, Current from V_{IN1}	●		3.0 3.0	5.0 12.0	μA μA
	EN/UV1 = EN/UV2 = 2V, SYNC = 3V (Pulse-Skipping Mode), Not Switching, Current from BIAS or V_{IN1}	●		0.5	1.0	mA
FB Voltage	$V_{IN} = 6\text{V}$, Load = 0.5A	●	782 778	790 790	798 802	mV mV
FB Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 4\text{V}$ to 25V, Load = 0.5A			0.005		%/V
FB Pin Input Current	FB = 0.79V		-20		20	nA
EN/UV Pin Threshold	Rising	●	0.97	1.03	1.09	V
EN/UV Pin Hysteresis				50		mV
EN/UV Pin Current	EN/UV = 2V		-20		20	nA
PG Upper Threshold from V_{FB}	FB Rising	●	6	10	13	%
PG Lower Threshold from V_{FB}	FB Falling	●	-6	-10	-13	%
PG Hysteresis				1		%
PG Leakage	PG = 3.3V		-100		100	nA
PG Pull-Down Resistance	PG = 0.1V			350		Ω
TR/SS Source Current			1	2	3	μA
TR/SS Pull-Down Resistance	TR/SS = 0.1V			250		Ω
BIAS Pin Current Consumption	$V_{OUT1} = 3.3\text{V}$, Load1 = 0.5A, $V_{OUT2} = 3.3\text{V}$, Load2 = 0.5A, $f_{\text{SW}} = 1\text{MHz}$			7		mA
Oscillator Frequency	$R_T = 14.7\text{k}\Omega$	●	1.85	2.05	2.25	MHz
	$R_T = 37.4\text{k}\Omega$	●	900	1000	1100	kHz
	$R_T = 221\text{k}\Omega$	●	160	200	240	kHz
SYNC Threshold	SYNC Falling		0.4			V
	SYNC Rising				2.4	V
SYNC Pin Current	SYNC = 3V		-100		100	nA
チャンネル1						
Minimum V_{IN1} Voltage		●		3.0	3.4	V
Supply Current in Regulation	$V_{IN} = 6\text{V}$, $V_{OUT1} = 3.3\text{V}$, Load = 100 μA			80	110	μA
	$V_{IN} = 6\text{V}$, $V_{OUT1} = 3.3\text{V}$ Load = 1mA			620	910	μA
SW1 Minimum On-Time	Load = 0.25A, Pulse-Skipping Mode	●	20	35	55	ns
SW1 Top NMOS On-Resistance				310		m Ω
SW1 Peak Current Limit	(Note 3)	●	3.2	4.2	5.2	A
SW1 Bottom NMOS On-Resistance				190		m Ω
SW1 Valley Current Limit		●	1.5	2.0	3.0	A
SW1 Leakage Current	$V_{IN1} = 42\text{V}$, $V_{\text{SW1}} = 0\text{V}$, 42V		-2		2	μA

LT8616

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
チャンネル2						
Minimum V_{IN1} Voltage to Use Channel2		●		3.0	3.4	V
Supply Current in Regulation	$V_{IN} = 6\text{V}$, $V_{OUT2} = 3.3\text{V}$, Load2 = 100 μA $V_{IN} = 6\text{V}$, $V_{OUT2} = 3.3\text{V}$ Load2 = 1mA			80 620	110 910	μA μA
SW2 Minimum On-Time	Load = 0.25A, Pulse-Skipping Mode	●	20	35	55	ns
SW2 Top NMOS On-Resistance				145		m Ω
SW2 Peak Current Limit	(Note 3)	●	4.5	5.5	6.5	A
SW2 Bottom NMOS On-Resistance				120		m Ω
SW2 Valley Current Limit		●	2.5	3.5	4.5	A
SW2 Leakage Current	$V_{IN2} = 42\text{V}$, $V_{SW2} = 0\text{V}$, 42V		-2		2	μA

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おそれがある。

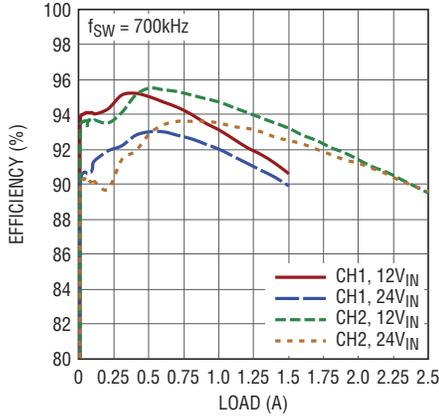
Note 2: LT8616E は、 $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の接合部温度で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲での仕様は、設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LT8616I は $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で動作することが保証されている。LT8616H は $-40^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で動作することが保証されている。

Note 3: 設計か、静的テストとの相関によって保証されている電流制限値。高いデューティ・サイクルではスロープ補償により電流制限値が低下する。

Note 4: このデバイスには、短時間の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。過熱保護がアクティブなとき、接合部温度は最大動作接合部温度を超える。規定された最大動作接合部温度を超えた状態で動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なう恐れがある。「高温に関する検討事項」のセクションを参照。

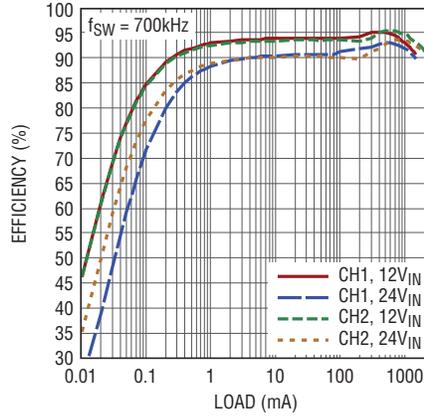
標準的性能特性

5V_{OUT}の効率



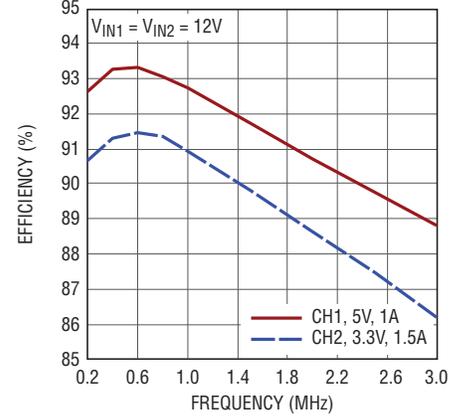
8616 G01

5V_{OUT}の効率



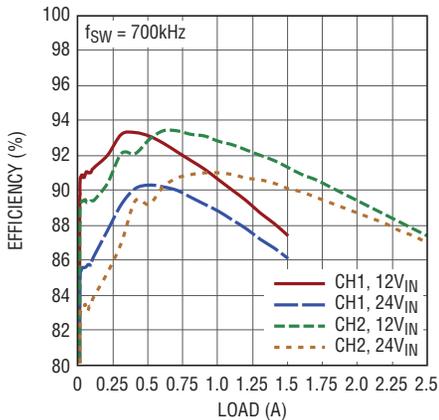
8616 G02

効率と周波数



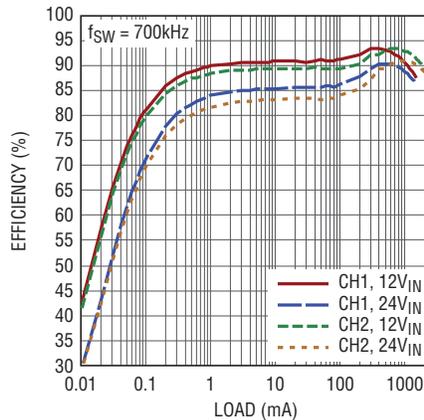
8616 G03

3.3V_{OUT}の効率



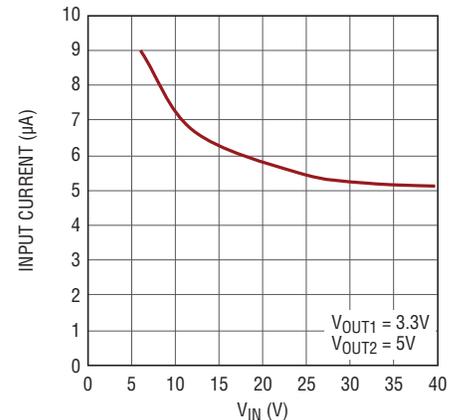
8616 G04

3.3V_{OUT}の効率



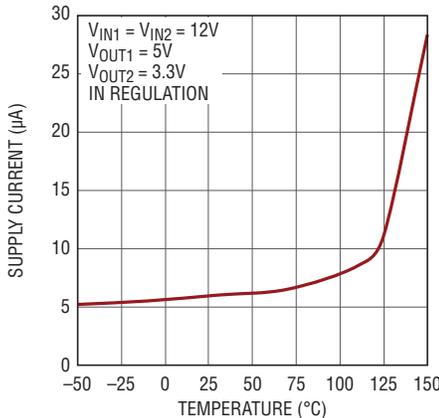
8616 G05

無負荷時電源電流



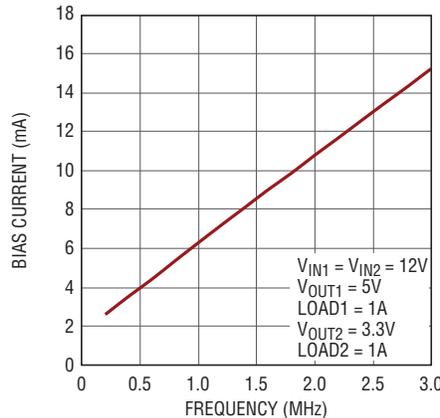
8616 G06

無負荷時電源電流



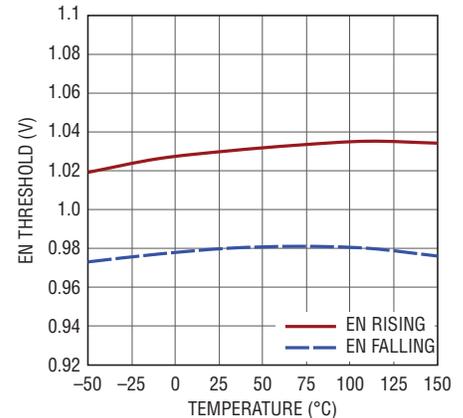
8616 G07

BIAS 電流とスイッチング周波数



8616 G08

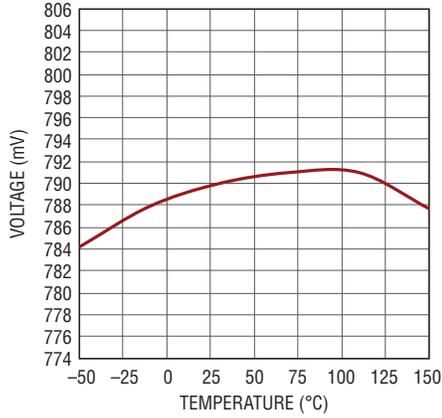
EN/UVのしきい値



8616 G09

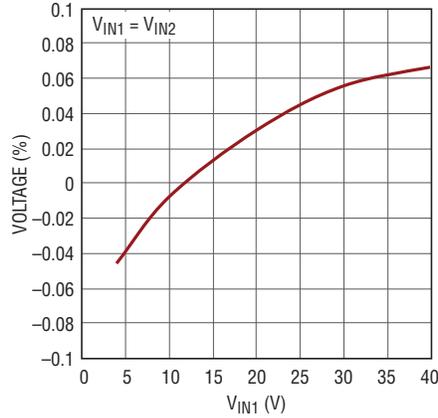
標準的性能特性

FBの電圧と温度



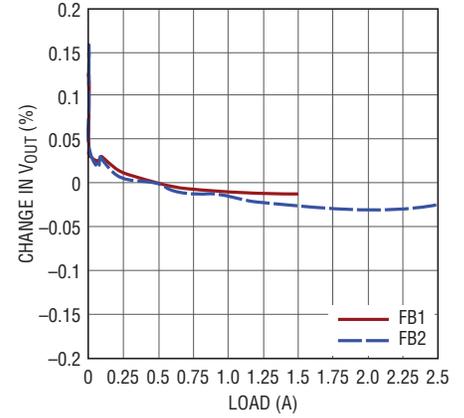
8616 G10

入力レギュレーションと V_{IN1}



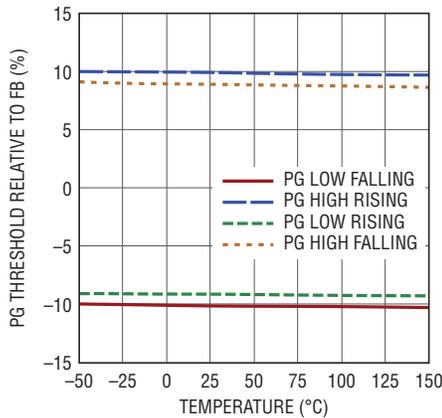
8616 G11

負荷レギュレーション



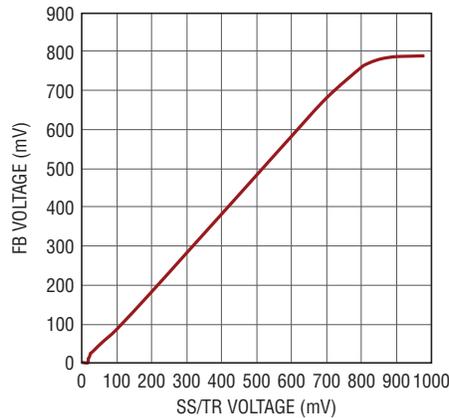
8616 G12

パワーグッドしきい値



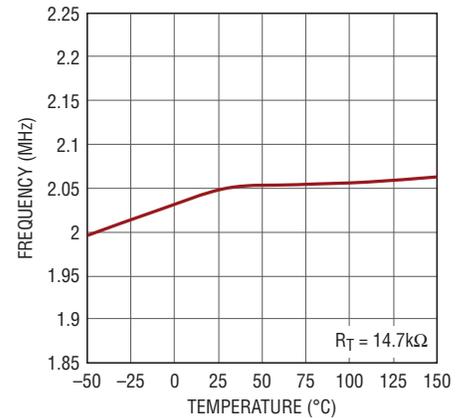
8616 G13

ソフトスタートおよび
トラッキングの電圧



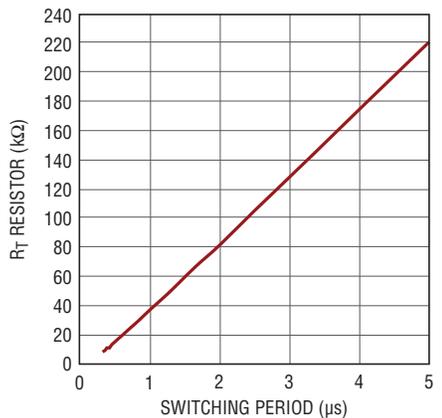
8616 G14

スイッチング周波数



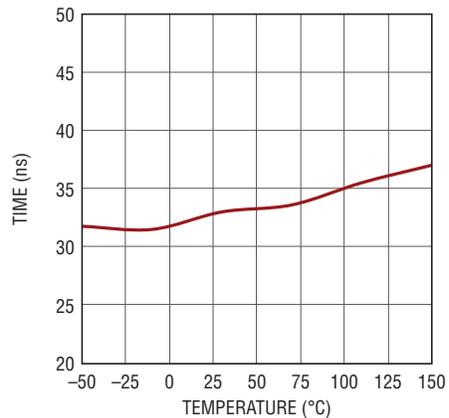
8616 G15

スイッチング期間と R_T



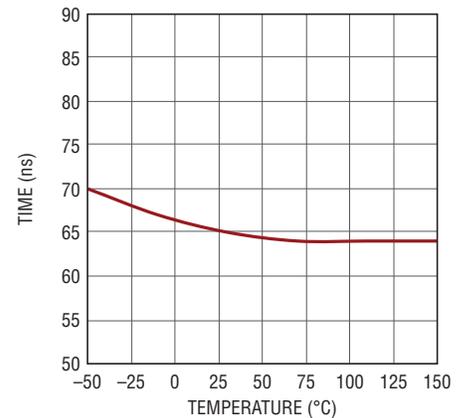
8616 G16

最小オン時間



8616 G17

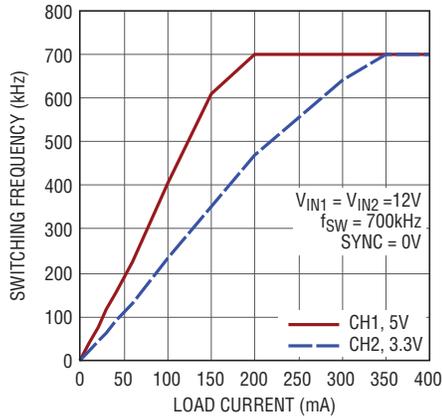
最小オフ時間



8616 G18

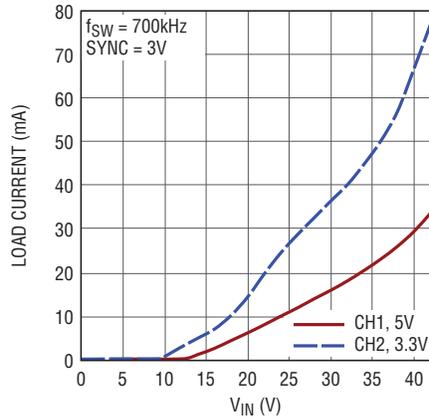
標準的性能特性

バースト周波数と負荷



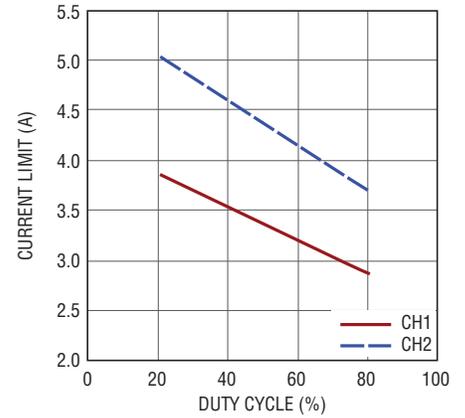
8616 G19

最大周波数での最小負荷



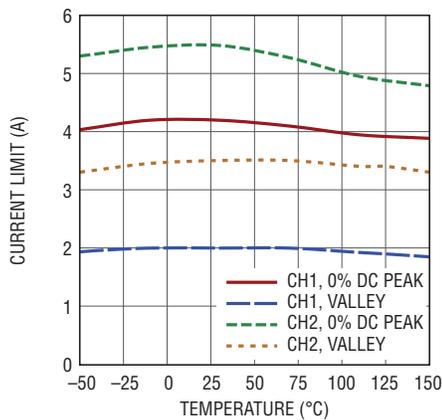
8616 G20

上側 FET の電流制限と
デューティ・サイクル



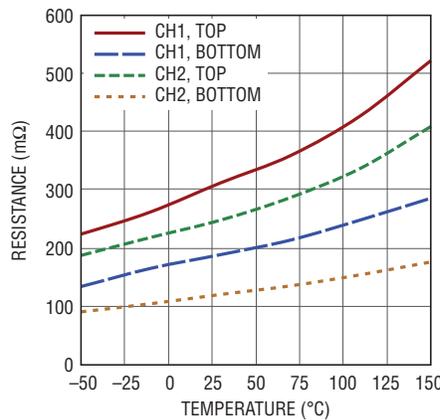
8616 G21

電流制限と温度



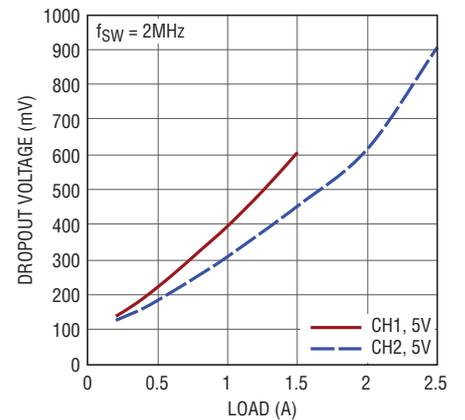
8616 G22

スイッチの抵抗と温度



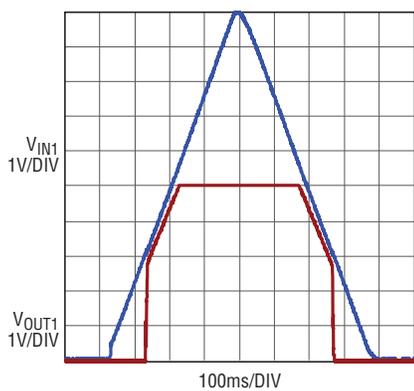
8616 G23

ドロップアウト電圧と負荷電流



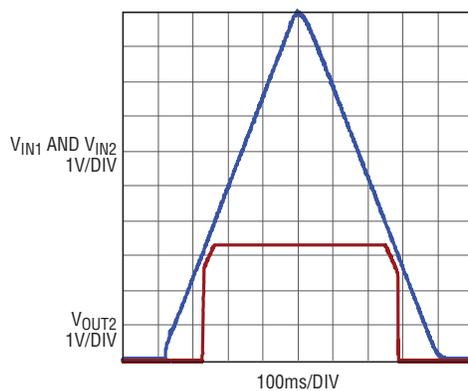
8616 G24

起動時のドロップアウト (CH1、5V)



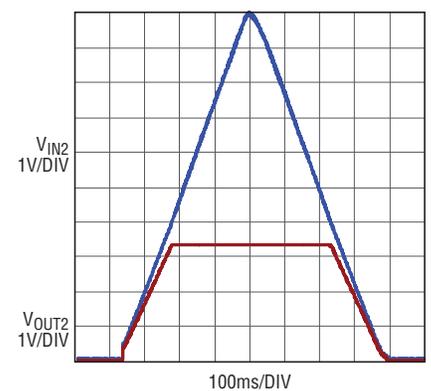
8616 G26

起動時のドロップアウト
(CH2、3.3V)



8616 G27

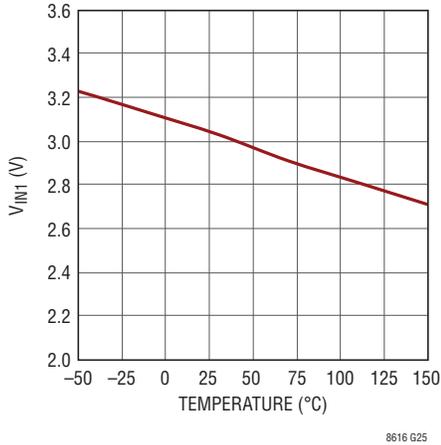
起動時のドロップアウト
(CH2、3.3V)



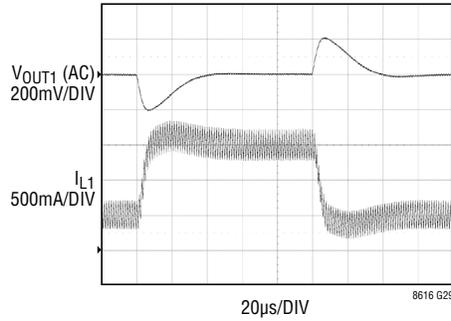
8616 G28

標準的性能特性

V_{IN1}の低電圧ロックアウト

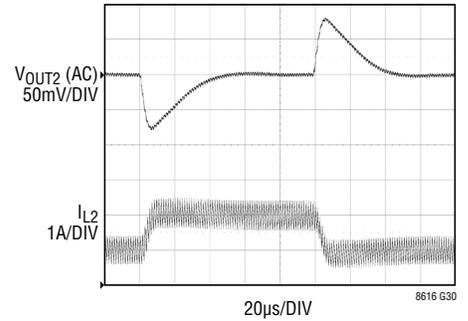


**トランジエント状態の
チャンネル1、5V**



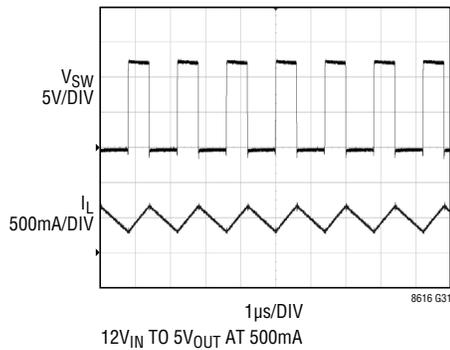
V_{IN1} = 12V
V_{OUT1} = 5V
L1 = 10µH
C_{OUT1} = 47µF
C_{FF} = 5.6pF

**トランジエント状態の
チャンネル2、3.3V**

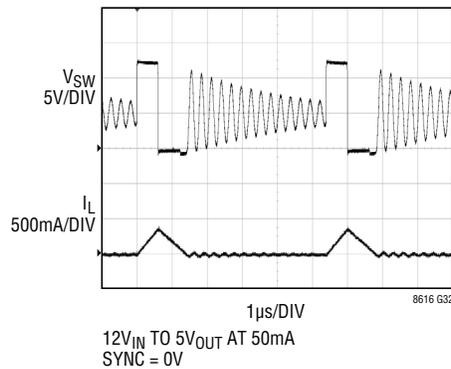


V_{IN2} = 12V
V_{OUT2} = 3.3V
L2 = 4.7µH
C_{OUT2} = 2 x 47µF
C_{FF2} = 10pF

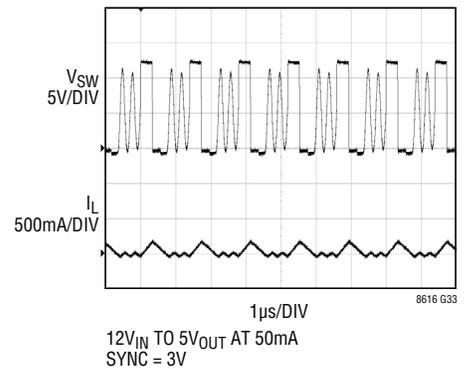
CCM



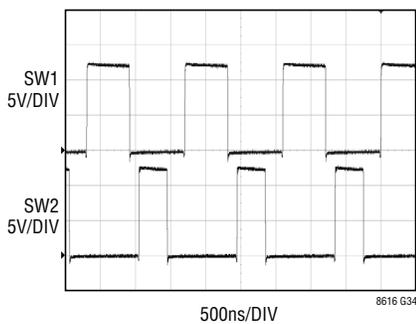
Burst Mode



DCM

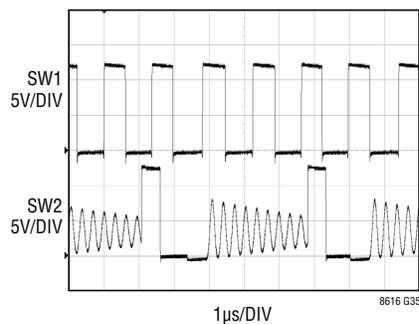


チャンネル1:CCM、チャンネル2:CCM



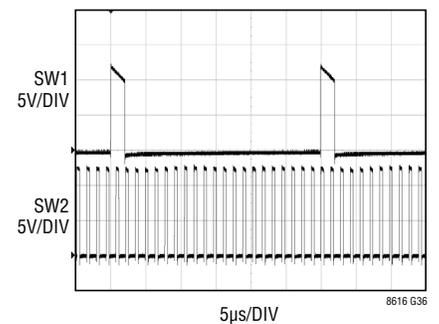
V_{IN} = 12V
CH1 = 5V, 1A
CH2 = 3.3V, 1A
SYNC = 0V

**チャンネル1:CCM、
チャンネル2:Burst Mode**



V_{IN} = 12V
CH1 = 5V, 1A
CH2 = 3.3V, 0.1A
SYNC = 0V

チャンネル1:短絡、チャンネル2:CCM



V_{IN} = 12V
CH1 = 0V SHORT
CH2 = 3.3V, 1A
SYNC = 0V

ピン機能

BIAS : BIASピンが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このピンから給電されます。3.3V以上の出力電圧の場合、このピンは適切な V_{OUT} に接続します。このピンを V_{OUT1} または V_{OUT2} 以外の電源に接続する場合、このピンに1 μ Fのバイパス・コンデンサを接続します。使用しない場合は接地します。

BOOST1, BOOST2 : BOOSTピンは、入力電圧よりも高い駆動電圧を内部の上側パワー・スイッチに供給するために使用します。0.1 μ Fのコンデンサを、BOOSTピンと対応するSWピンの間に、デバイスにできるだけ近づけて配置します。優れた性能を得るため、プリント回路基板上でのBOOSTノードの面積は小さくなるようにしてください。

EN/UV1, EN/UV2 : EN/UVピンは別々に使用され、“L”になると各チャンネルをディスエーブルし、“H”になると各チャンネルをイネーブルします。ヒステリシスのあるしきい値電圧は上昇時1.03V、下降時0.98Vです。シャットダウン機能を使用しない場合は、 V_{IN} 電源に接続します。 V_{IN} に接続した外部抵抗分割器を使用して、しきい値を各チャンネルがディスエーブルされる電圧より低い値に設定することができます。これらのピンはフロート状態にしないでください。

FB1, FB2 : FBピンは0.790Vに安定化されます。帰還抵抗分割器のタップをFB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} ノードの間に接続します。標準の位相進みコンデンサの値は1.5pF～10pFの範囲です。

GND : GNDピンと露出パッドは入力コンデンサの負端子に接続し、熱抵抗を小さくするためにプリント回路基板上に半田付ける必要があります。

INTV_{CC} : INTV_{CC}ピンは、内部のゲート・ドライバと制御回路に電力を供給します。INTV_{CC}の電流は、 $V_{BIAS} > 3.1V$ の場合はBIASピンから供給され、そうでない場合は V_{IN1} ピンから供給されます。このピンは、1 μ F以上の低ESRセラミック・コンデンサでグラウンドから分離してください。INTV_{CC}ピンには外部回路による負荷をかけないでください。

NC : NCピンは内部で接続されていません。NCピンは、フォルト耐性を高めるためにフロート状態にするか、PCBレイアウトを容易にするためにグラウンドに接続します。

PG1, PG2 : PGピンは内部パワーグッド・コンパレータのオープンレイン出力です。各チャンネルのPGピンは、各FBピンが最終レギュレーション電圧の $\pm 10\%$ 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。

RT : 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。

SW1, SW2 : SWピンは各チャンネルの内部パワー・スイッチの出力です。これらのピンは、インダクタと昇圧コンデンサに接続します。優れた性能を得るため、プリント回路基板上でのSWノードの面積は小さくなるようにしてください。

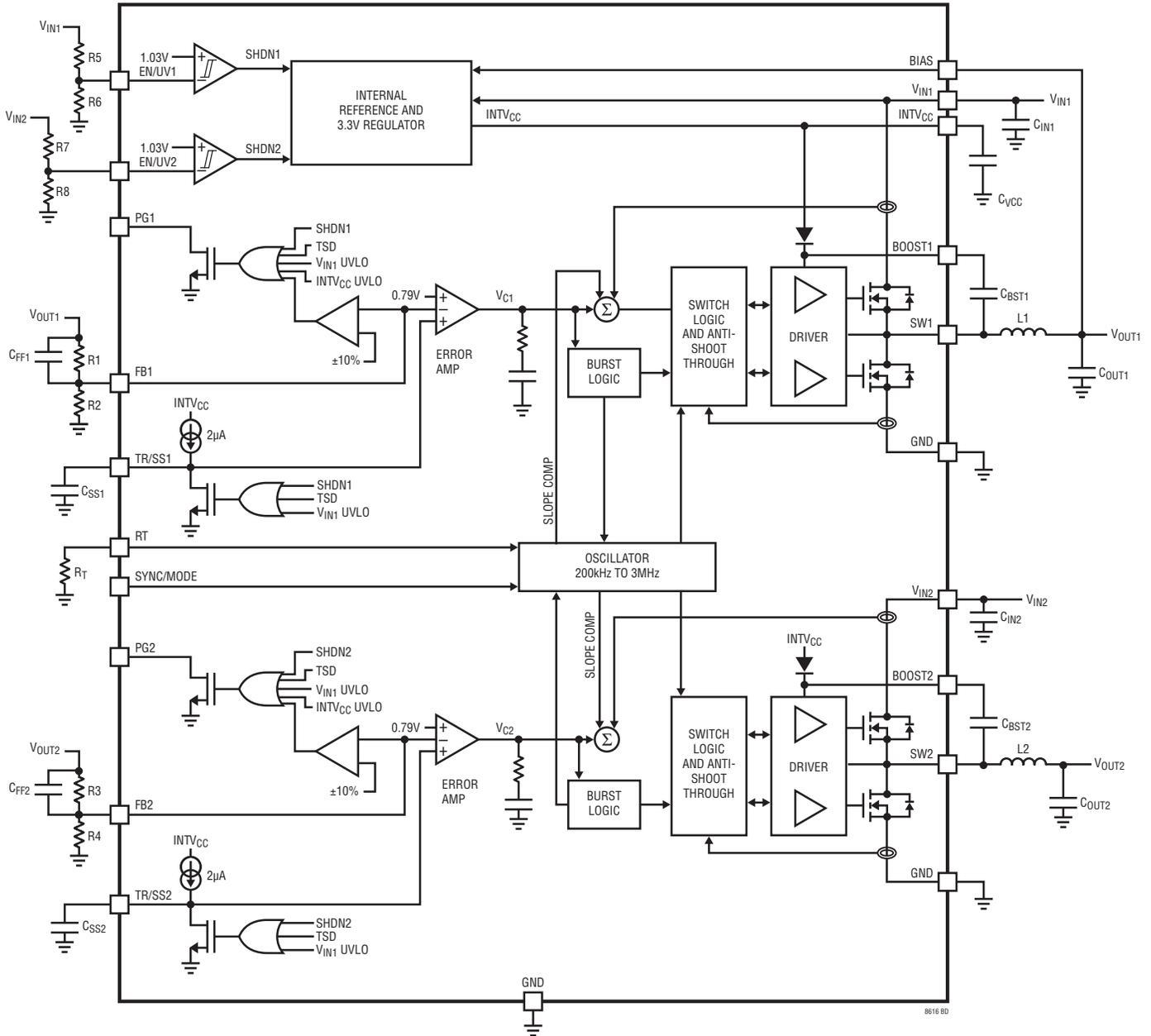
SYNC/MODE : 低出力負荷での低リップルBurst Mode動作では、SYNC/MODEピンを接地します。外部周波数に同期させるには、クロック・ソースに接続します。パルス・スキップ・モードにする場合は、2.4V以上のDC電圧を印加するか、INTV_{CC}ピンに接続します。パルス・スキップ・モードでは、 I_Q が数百 μ Aまで増加します。チャンネル1は正のスイッチング・エッジを外部クロックの正のエッジに揃え、チャンネル2は正のスイッチング・エッジを外部クロックの負のエッジに揃えます。このピンはフロート状態にしないでください。

TR/SS1, TR/SS2 : TR/SSピンは、2つのチャンネルのソフトスタートを設定するか、一方のチャンネルが他方の出力をトラッキングできるようにするか、両方のチャンネルが別の出力をトラッキングできるようにする場合に使用します。トラッキングを行う場合は、抵抗分割器をTR/SSピンとトラッキング対象出力の間に接続します。ソフトスタートを行う場合は、コンデンサをTR/SSピンに接続します。INTV_{CC}から流れる2 μ Aの内部プルアップ電流でソフトスタート・コンデンサが充電され、電圧が上昇します。TR/SSピンの電圧が0.79Vより低くなると、LT8616はFBピンの電圧をTR/SSピンの電圧と等しくなるように制御します。TR/SSピンの電圧が0.79V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ランプの制御が再開されます。TR/SS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250 Ω MOSFETによってそれぞれ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。

V_{IN1} : V_{IN1} ピンは、LT8616の内部回路およびチャンネル1の上側パワー・スイッチに電流を供給します。このピンはローカルに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この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。チャンネル2のみを使用している場合でも、 V_{IN1} ピンは3.4V以上の電圧に接続する必要があります。

V_{IN2} : V_{IN2} ピンは、チャンネル2の上側パワー・スイッチに電流を供給します。このピンはローカルに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この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。チャンネル2を動作させるには、 V_{IN1} ピンの電圧を3.4V以上にする必要があることに注意してください。

ブロック図



動作

はじめに

LT8616はデュアル・モノリシック降圧レギュレータです。2つのチャンネルは、最大電流と入力電圧範囲が異なります。以下のセクションでは、チャンネル1と共通回路の動作について説明します。チャンネル2と関連がある場合のみ、チャンネル間の相違点と相互関係を明らかにします。アプリケーションを簡素化するために、 V_{IN1} と V_{IN2} が同じ入力電源に接続されていると仮定します。ただし、どちらのチャンネルが動作する場合も V_{IN1} を3.4V以上にする必要があることに注意してください。

動作

LT8616はデュアル・モノリシック、固定周波数、ピーク電流モードの降圧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、内部 V_C ノードの電圧によって制御されます。エラーアンプは、FBピンの電圧を0.790Vの内部リファレンスと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。上側のパワー・スイッチがオフすると、次のクロック・サイクルが開始されるか、またはインダクタ電流がゼロになるまで同期パワー・スイッチがオンします。過負荷状態によって谷電流制限値を超える電流が下側スイッチに流れると、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。

どちらかのEN/UVピンが“L”になると、対応するチャンネルがシャットダウンします。両方のEN/UVピンが“L”になると、LT8616はシャットダウンし、入力電源から1.7 μ Aが流れます。EN/UVピンの電圧が1.03Vを超えると、対応するスイッチングレギュレータがアクティブになります。 V_{IN1} により、両方のチャンネルの共通バイアス回路に1.3 μ Aが供給されます。

軽負荷時の効率を最適化するために、各チャンネルを個別にBurst Mode動作にすることができます。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、入力電源電流に対するチャンネルの影響を低減します。標準的なアプリケーションでは、両方のチャンネルを無負荷で安定化する場合、入力電源から6.5 μ Aが消費されます。Burst Mode動作にするにはSYNC/MODEピンを接地し、パルス・スキップ・モードを使用するにはこのピンに2.4Vより高いDC電圧を印加します。SYNC/MODEピンにクロックを入力すると、両方のチャンネルが外部クロックの周波数に同期し、パルス・スキップ・モードで動作します。パルス・スキップ・モードの間、発振器は連続して動作し、スイッチング波形の遷移がクロックに合わせられます。軽負荷時は、スイッチ・パルスがスキップされて出力が安定化され、チャンネルあたりの暗電流は数百 μ Aになります。

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3.1V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。BIASピン電圧が3.1Vより低い場合は、 V_{IN1} からの電流だけが内部回路に流れます。BIASピンは、3.3V以上に設定された最小の V_{OUT} に接続してください。

出力電圧がレギュレーション電圧から $\pm 10\%$ (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対応するPGピンは“L”になります。

外付けのソフトスタート・コンデンサにTR/SSピンを介して定電流を供給して電圧ランプを発生させることにより、トラッキング・ソフトスタートを実現しています。TR/SSピンの電圧が0.790Vを超えるまで、FBの電圧はTR/SSピンの電圧に制御されます。次いで、FBはリファレンスの0.790Vに制御されます。ソフトスタートにより谷電流制限値も低下し、起動時の突入電流が回避されます。シャットダウン時、 V_{IN1} の低電圧時、またはサーマル・シャットダウン時、SSコンデンサがリセットされます。

チャンネル1が1.5Aの負荷用に設計されているのに対し、チャンネル2は2.5Aの負荷用に設計されています。チャンネル1には3.4Vという最小 V_{IN1} の要件がありますが、この最小 V_{IN1} が満たされていれば、チャンネル2は最小 V_{IN2} の要件なしで動作できます。

アプリケーション情報

超低暗電流の達成

軽負荷での効率を上げるため、LT8616は低リップルのBurst Modeで動作し、入力暗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。共通バイアス回路には、 V_{IN1} により $1.7\mu\text{A}$ が供給されます。Burst Mode動作では、LT8616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LT8616が消費する電流は $3\mu\text{A}$ 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1aを参照)、LT8616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。パルス間の時間を最大にすると、出力負荷がない場合、標準的なアプリケーションでのコンバータの暗電流は $6.5\mu\text{A}$ に近づきます。したがって、軽負荷時の暗電流の性能を最適化するには、帰還抵抗分割器の電流を最小限に抑える必要があります。この電流は負荷電流として出力に現れるからです。

LT8616では、Burst Mode動作時、上側スイッチの電流制限値がチャンネル1では約 400mA (チャンネル2では 600mA)なので、図2に示すような出力電圧リップル波形が得られます。出力容量を大きくすると、出力リップルは減少します。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1aに示すように、RTピンの抵抗によって設定されるスイッチング周波数までしか増加しません。LT8616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値によって変わります。

アプリケーションによっては、軽出力負荷で最大スイッチング周波数を維持するために、パルス・スキップ・モードを選択することが望ましい場合があります(図1bを参照)。「パルス・スキップ・モード」のセクションを参照してください。

FBピンの抵抗回路網

出力電圧は、出力とFBピンの間に接続した抵抗分割器(チャンネル1では $R1$ と $R2$ 、チャンネル2では $R3$ と $R4$)を使用して設定します。次式に従って抵抗の値を選択します。

$$R1 = R2 \left(\frac{V_{OUT1}}{0.790V} - 1 \right) \quad (1)$$

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、1%精度の抵抗を推奨します。

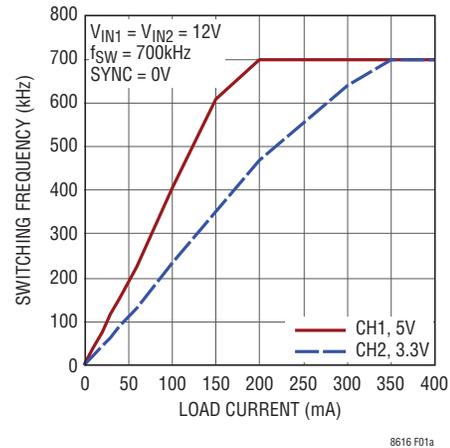


図1a. Burst Mode動作時の周波数と負荷

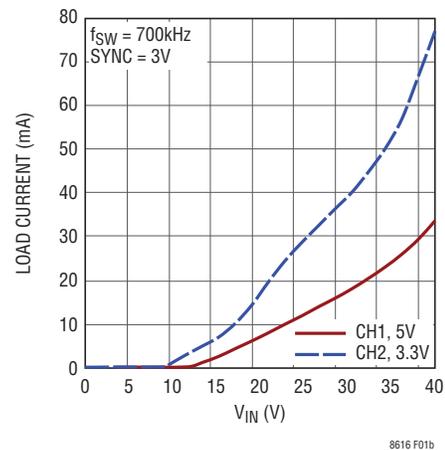


図1b. パルス・スキップ・モード時の最大周波数での最小負荷

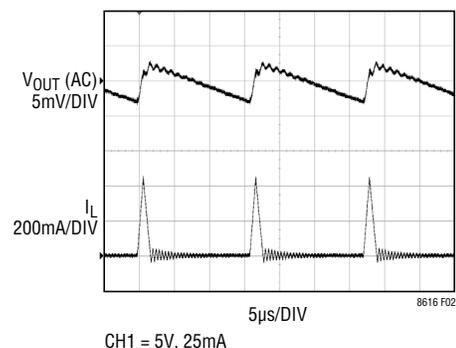


図2. Burst Mode動作

アプリケーション情報

入力暗電流を小さくして軽負荷時の効率を良好にする場合は、FBピンの抵抗分割器に大きな値の抵抗を使用します。分割器に流れる電流は負荷電流として機能し、コンバータへの無負荷時入力電流が増加します。この値は次のように概算されます。

$$I_Q = 3\mu\text{A} + \left(\frac{V_{\text{OUT1}}}{R1+R2} \right) \left(\frac{V_{\text{OUT1}}}{V_{\text{IN1}}} \right) \left(\frac{1}{\eta} \right) \quad (2)$$

ここで、3μAは暗電流、2つ目の項は、軽負荷時の効率がηのときに動作するチャンネル1の入力に反映される帰還分割器の電流です。R1 = 1MおよびR2 = 316kでの3.3Vアプリケーションの場合、帰還分割器には2.5μAが流れます。VIN = 12Vおよびη = 70%の場合は、3μAの暗電流に1μAが加わるので、12V電源から流れる無負荷時電流は4μAになります。

VIN1とVIN2を同じ電圧に接続した場合は、上記の式のR1およびR2をR3およびR4と置き換えます。

チャンネル2の帰還分割器により暗電流に2.5μAが加わるとすると、総暗電流は6.5μAになります。

1MΩの標準的なFB抵抗を使用する場合は、1.5pF～10pFの位相進みコンデンサをVOUT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

LT8616では、RTピンとグラウンドの間に接続した1本の抵抗を使用して200kHz～3MHzの範囲でスイッチングするよう設定できる固定周波数のPWMアーキテクチャが採用されています。望みのスイッチング周波数の設定に必要なRT値を表1と図3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の抵抗値は次式を使用して計算できます。

$$R_T = \frac{0.6}{f_{\text{SW}}^2} + \frac{42.6}{f_{\text{SW}}} - 6.1 \quad (3)$$

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

スイッチング・エッジのノイズと入力電流リップルが揃わないように、LT8616の2つのチャンネルは180°位相をずらして動作します。

表1. スwitching周波数とRTの値

fsw (MHz)	RT (kΩ)	fsw (MHz)	RT (kΩ)
0.2	221	1.6	20.5
0.3	143	1.8	17.8
0.4	105	2.0	15.4
0.5	80.6	2.05	14.7
0.6	66.5	2.2	13.3
0.7	56.2	2.4	11.8
0.8	47.5	2.6	10.3
1.0	37.4	2.8	9.31
1.2	29.4	3.0	8.25
1.4	24.3		

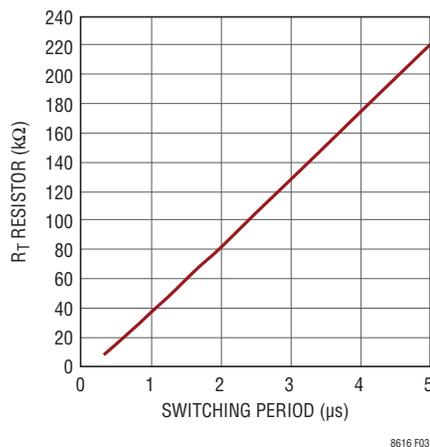


図3. スwitching周波数とRT

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、入力電圧範囲が狭く、最大周波数で動作することです。

アプリケーション情報

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。

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

ここで、 V_{IN} は標準入力電圧、 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 (チャンネル1では最大負荷時にそれぞれ約0.53Vと約0.38V、チャンネル2では約0.78Vと約0.48V)、 $t_{ON(MIN)}$ は上側スイッチの最小オン時間で55ns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。チャンネル1とチャンネル2の間では低周波数を選択します。

トランジェント動作では、 R_T の値に関係なく、 V_{IN} が42Vの絶対最大定格まで上昇する可能性があります。LT8616では、必要に応じて各チャンネルのスイッチング周波数を個別に下げることにより、インダクタ電流の制御を維持して安全な動作を保証します。

LT8616は99%を超える最大デューティ・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、ドロップアウト状態になったチャンネルはスイッチ・サイクルをスキップするので、スイッチング周波数が設定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。

$$V_{IN(MIN)} = \frac{V_{OUT} + V_{SW(BOT)}}{1 - f_{SW} \cdot t_{OFF(MIN)}} - V_{SW(BOT)} + V_{SW(TOP)} \quad (5)$$

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 (チャンネル1では最大負荷時にそれぞれ約0.53Vと約0.38V、チャンネル2では約0.78Vと約0.48V)、 f_{SW} は (R_T によって設定された) スwitch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。

V_{IN2} は内部の共通バイアス回路に給電しないことから最小 V_{IN2} の電圧要件がないので、チャンネル2が非常に低い入力電圧で独自に動作でき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

LT8616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。LT8616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。

$$L1 = \frac{V_{OUT1} + V_{SW1(BOT)}}{f_{SW}} \cdot 1.6 \quad (6a)$$

$$L2 = \frac{V_{OUT2} + V_{SW2(BOT)}}{f_{SW}} \quad (6b)$$

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0.38V、約0.48V)、 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。さらに、(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。

$$I_{L(PEAK)} = I_{LOAD(MAX)} + \frac{1}{2} \Delta I_L \quad (7)$$

ここで、 ΔI_L は式9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、1A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。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 0.04Ω 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。

アプリケーション情報

LT8616は、スイッチとシステムを過負荷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}) はデューティ・サイクルが0%のとき4.2Aで、80%になると2.9Aまで直線的に低下します(チャンネル2の電流制限値はデューティ・サイクルが0%のとき5.5Aで、80%では3.7V)。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}) およびリップル電流の関数です。

$$I_{OUT(MAX)} = I_{LIM} - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (8)$$

インダクタのピーク・トゥ・ピークのリップル電流は次のように計算できます。

$$\Delta I_L = \frac{V_{OUT}}{L \cdot f_{SW}} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}} \right) \quad (9)$$

ここで、 f_{SW} はLT8616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、LT8616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。

各チャンネルには補助的な谷電流制限機能があります。上側スイッチがオフした後、下側スイッチがインダクタ電流を流します。何らかの要因でインダクタ電流が大きくなりすぎると、下側スイッチがオンのままになり、インダクタ電流が安全なレベルに戻るまで上側スイッチがオンするのを遅らせます。このレベルが谷電流制限値として規定されるもので、デューティ・サイクルに依存しません。アプリケーション回路の最大出力電流は、この谷電流にインダクタのリップル電流の1/2を加えた値に制限されます。

多くの場合、電流制限は上側スイッチによって強制的に行われます。最小オン時間の条件に反する場合(高入力電圧、高周波数、インダクタの飽和など)、下側スイッチを制限することによってインダクタ電流を制御します。

下側スイッチの電流制限は、LT8616の最大定格電流に影響を与えないように設計されています。

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、LT8616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、最大負荷電流がさら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。

最後に、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

LT8616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 V_{IN} ピンとGNDピンのできるだけ近くに

表2. インダクタ・メーカー

メーカー	URL
Coilcraft	www.coilcraft.com
スミダ電機	www.sumida.com
東光	www.toko.com
Würth Elektronik	www.we-online.com
Vishay	www.vishay.com

配置してバイパスします。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。LT8616をバイパスするには2.2 μ F~10 μ 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。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。入力電源のインピーダンスが高いか、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。これには性能の高くない電解コンデンサを使用することができます。

降圧レギュレータには、立ち上がり時間と立ち下がり時間が非常に短いパルス電流が入力電源から流れます。その結果として生じるLT8616での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範囲のループに押し込めてEMIを最小限に抑えるためには、入力コンデンサが必要で

アプリケーション情報

す。2.2 μ Fのコンデンサがこの役割を果たすことができますが、LT8616の近くに配置した場合に限ります(「プリント回路基板のレイアウト」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つ目の注意点は、LT8616の最大入力電圧定格に関することです。セラミックの入力コンデンサは、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。LT8616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LT8616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、インダクタとともに、LT8616が発生させ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電圧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に電流を供給してLT8616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・コンデンサの等価直列抵抗(ESR)は非常に小さいため、最良のリップル性能が得られます。出発点にふさわしい値については、「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、トランジェント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ピン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。

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、LT8616に使用すると問題を生じることがあります。Burst Mode動作のとき、LT8616のスイッチング周波数は負荷電流に依存し、非常に軽い負荷ではLT8616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。LT8616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。

表3. セラミック・コンデンサのメーカー

メーカー	WEBサイト
太陽誘電	www.t-yuden.com
AVX	www.avxcorp.com
村田製作所	www.murata.com
TDK	www.tdk.com

イネーブル・ピン

LT8616は、両方のEN/UVピンが“L”のときシャットダウン状態になり、一方のEN/UVピンが“H”のときアクティブになります。EN/UVコンパレータの上昇時しきい値は1.03Vで、50mVのヒステリシスがあります。EN/UV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/UVピンの間に追加すると、LT8616は、 V_{IN} が目的の電圧より高くなった場合にのみ動作するように設定されます(「ブロック図」を参照)。通常、このしきい値($V_{IN(EN)}$)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、電源電圧が低い状態では、電源が電流を制限するか、または低

アプリケーション情報

電圧にラッチする原因になることがあります。 $V_{IN(EN)}$ しきい値は、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。このしきい値は、次式を満足するようにR5とR6 (チャンネル2ではR7とR8)の値を設定することにより調整することができます。

$$R5 = R6 \left(\frac{V_{IN(EN)}}{1.03V} - 1 \right) \quad (10)$$

この場合は、 V_{IN} が $V_{IN(EN)}$ を超えるまで対応するチャンネルはオフのままです。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、 $V_{IN(EN)}$ の抵抗回路網を流れる電流はLT8616が消費する電源電流より簡単に大きくなる場合があります。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_{IN1} 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。このため、 V_{IN1} が印加されてどちらのチャンネルを使用するときも有効である必要があります。INTV_{CC}ピンは、LT8616の回路に電流を供給し、1 μ Fのセラミック・コンデンサを使ってグラウンドにバイパスする必要があります。パワーMOSFETのゲート・ドライバが必要とする大量のトランジェント電流を供給するには、十分なバイパスが必要です。効率を高めるため、BIASピンの電圧が3.1V以上の場合、内蔵のLDOによってBIASピンから電流を流します。通常、BIASピンは最小出力電圧か、3.1Vを上回る外部電源に接続されます。BIASピンを V_{OUT} 以外の電源に接続する場合は、ローカルのセラミック・コンデンサを使ってバイパスしてください。BIASピンの電圧が3.0Vより低い場合は、 V_{IN1} 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_{IN1} 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での電力損失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。

出力電圧トラッキングとソフトスタート

LT8616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。2 μ Aの内部電流源により、TR/SSピンはINTV_{CC}にプルアップされます。外付けコンデンサをTR/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することができます。0V~0.790Vの範囲では、エラーアンプに入力される0.790Vの内部リファレンスよりTR/SSピンの電圧の方が優先されるので、FBピンの電圧はTR/SSピンの電圧に安定化されます (図4)。TR/SSピンの電圧が0.790V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、TR/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。LT8616は、低いTR/SS電圧に安定化するために出力を放電しないことに注意してください (図5)。

TR/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、対応するEN/UVピンが0.92Vより低くなった場合、 V_{IN1} 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。

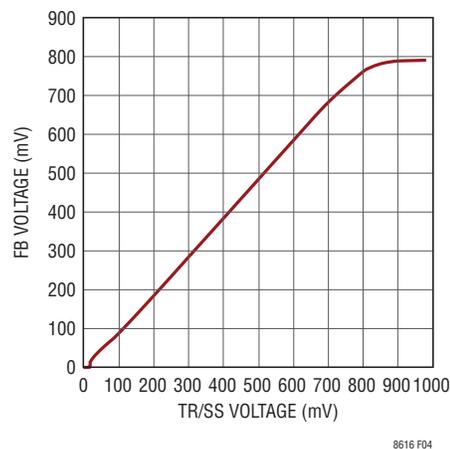


図4. TR/SSの電圧を0.790VまでトラッキングするFB

アプリケーション情報

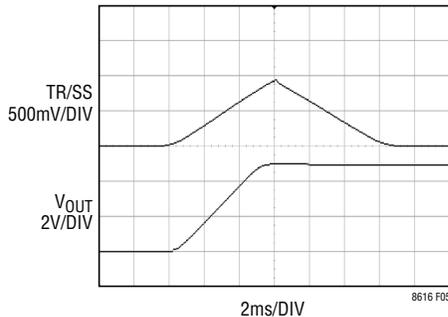


図5. TR/SSはV_{OUT}を放電しない

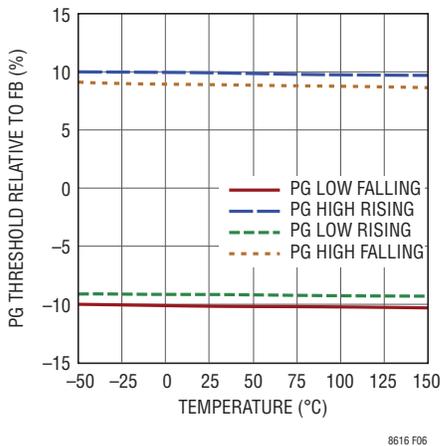


図6. パワーグッドしきい値

出力パワーグッド

LT8616の出力電圧がレギュレーション点の±10%の範囲内（つまり、FBの電圧が0.72V～0.88V（標準）の範囲内）にある場合、出力電圧は良好な状態であるとみなされ、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って“H”になります。そうでない場合は、内部のプルダウン・デバイスにより、PGピンは“L”になります。グリッチの発生を防ぐため、上側と下側のしきい値には、どちらも1%のヒステリシスが含まれています。図6を参照してください。

PGピンは、対応するEN/UVピンが0.92Vより低くなった場合、INTV_{CC}の電圧が低下しすぎた場合、V_{IN1}が低電圧ロックアウト状態の場合、またはサーマル・シャットダウンが発生した場合など、いくつかのフォルト状態が発生した場合もアクティブに“L”に引き下げられます。

同期

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）。パルス・スキップ・モードを選択するには、SYNC/MODEピンを2.4Vより高い電圧に接続します（SYNC/MODEピンはINTV_{CC}に接続できます）。LT8616の発振器を外部周波数に同期させるには、（デューティ・サイクルが20%～80%の）方形波をSYNC/MODEピンに接続します。方形波の振幅には、0.4Vより低い谷と2.4Vより高い山（最大6V）が必要です。

チャンネル1はスイッチング・エッジの正方向の遷移をSYNC信号の正のエッジに同期させ、チャンネル2はSYNC信号の負のエッジに同期させます。

LT8616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動作に入らず、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。LT8616は200kHz～3MHzの範囲にわたって同期させることができます。R_T抵抗は、LT8616のスイッチング周波数を最低同期入力より20%低く設定するように選択します。たとえば、同期信号が500kHz以上になる場合は、（スイッチング周波数が）400kHzになるように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、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で十分です。

SYNC信号のデューティ・サイクルを使って2つのチャンネルの相対位相を設定し、入力リップルを最小限に抑えることができます。

LT8616は、SYNCピンの信号には関係なく、強制連続モードでは動作しません。SYNC/MODEピンは決してフロート状態にはしないでください。

アプリケーション情報

パルス・スキップ・モード

パルス・スキップ・モードは、SYNC/MODEピンにロジック“H” (2.4V超)または外部クロックを与えることにより、アクティブになります。

パルス・スキップ・モードの間、発振器は連続して動作し、スイッチング波形の遷移がクロックに合わせられます。軽負荷時は、スイッチ・パルスがスキップされて出力が安定化され、チャンネルあたりの暗電流は数百 μA になります。Burst Mode動作よりも軽い出力負荷で最大スイッチング周波数に達します。

短絡入力と逆入力に対する保護

LT8616は、出力の短絡に耐えることができます。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がオンするのが遅れるように、下側スイッチの電流がモニタされます。一方のチャンネルのフォルト状態が他方のチャンネルの動作に影響を与えることはありません。

LT8616に入力が加わっていないときに出力が高く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。そ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チャンネル1の出力とOR接続されている、バッテリー充電アプリケーションやバッテリー・バックアップ・システムです。 V_{IN1} ピンをフロート状態にすることができる場合で、どちらかのEN/UVピンが(ロジック信号によって、あるいは V_{IN1} に接続されているために)“H”に保持されていると、LT8616の内部回路にSW1ピンを介して暗電流が流れます。このことは、システムがこの状態で流れる電流に耐えられる場合は許容できます。両方のEN/UVピンを接地している場合、SW1ピンの電流は $1\mu\text{A}$ 近くまで減少します。ただし、チャンネル1の出力を高く保持した状態で V_{IN1} ピンを接地すると、EN/UV1ピンの状態に関係なく、出力からSW1ピンおよび V_{IN1} ピンを通してLT8616内部の寄生ボディ・ダイオードに電流が流れ、デバイスを損傷させる可能性があります。

V_{IN2} は共有の内部電源に接続されておらず、フロート状態のままにすると電流は流れません。 V_{IN1} と V_{IN2} の両方をフロート状態にすると、EN/UVピンの状態に関係なく、チャンネル2の出力は無負荷状態になります。ただし、チャンネル2の出力を高く保持した状態で V_{IN2} ピンを接地すると、出力からSW2ピンおよび V_{IN2} ピンを通してLT8616内部の寄生ボディ・ダイオードに電流が流れ、デバイスを損傷させる可能性があります。

入力電圧が印加されている場合にのみLT8616が動作し、短絡入力や逆入力に対しては保護する V_{IN} ピンとEN/UVピンの接続を図7に示します。

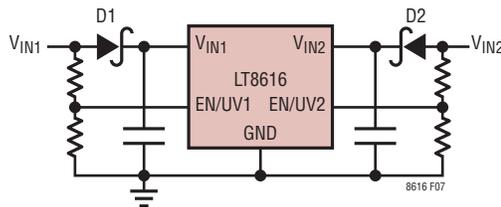


図7. 独立した2つの入力電圧での逆 V_{IN} 保護

プリント回路基板のレイアウト

適切に動作させ、EMIを最小にするには、プリント回路基板のレイアウト時に注意が必要です。推奨部品配置と、トレース、グラウンド・プレーン、およびビアの位置を図8に示します。LT8616の V_{IN} ピン、GNDピン、および入力コンデンサ(C_{IN1} および C_{IN2})には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。入力コンデンサが形成するループは、できるだけ小さくしてください。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、筐体/値の小さいコンデンサを V_{IN} ピンおよび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。表面層に最も近い層のアプリケーション回路の下には、デバイス付近にある切れ目のないグラウンド・プレーンを配置します。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 R_T ノードをシールドするように、FBノードと R_T ノードは小さくします。露出パッドはヒートシンクとして機能し、グラウンドに電氣的に接続されています。TSSOPパッケージの露出パッドはグラウンドに電氣的に接続されているだけで、グラウンドに半田付けする必要があります。熱抵抗を小さく保つには、グラウンド・プレーンをできるだけ広げ、LT8616の下や近くから回路基板内および裏側の追加グラウンド・プレーンまでサーマル・ビアを追加します。

LT8616

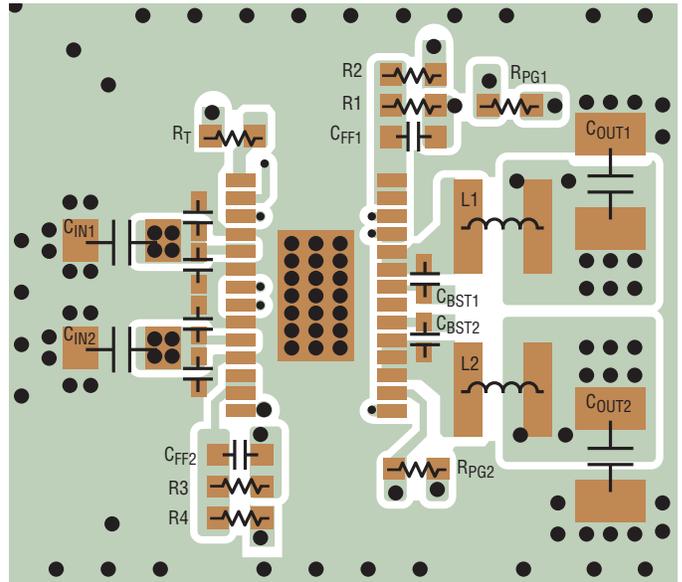
アプリケーション情報

高温に関する検討事項

周囲温度が高めの場合は、プリント回路基板のレイアウトに注意して、LT8616が十分放熱できるようにします。パッケージ底面の露出パッドはグランド・プレーンに半田付けする必要があります。このグランドは、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、LT8616が発生する熱を放散します。ビアを追加すると、熱抵抗をさらに減らすことができます。周囲温度が最大接合部温度の定格に近づくと、最大負荷電流をデレギュレーションします。LT8616内部の電力損失は、効率の測定結果から全電力損失を計算し、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。ダイ温度は、LT8616の電力損失に、接合部から周囲までの熱抵抗を掛けて計算します。LT8616は、安全な接合部温度を超えると、スイッチングを停止してフォルト状態を示します。

ピンの開放と隣接ピンの短絡

TSSOPパッケージのLT8616は、各ピンのフォルトに耐えるように設計されています。隣接するピンを短絡するか、またはピンをフロートさせたままにすると、出力電圧はレギュレーション値以下に留まります。TSSOPパッケージのLT8616が図9に示すアプリケーションで接続状態にあるときのピンのフォルト動作については、表4を参照してください。



NOTE: C_{VCC} IS BELOW THE PACKAGE ON THE BACK SIDE

8616 F08

図8. 推奨レイアウト

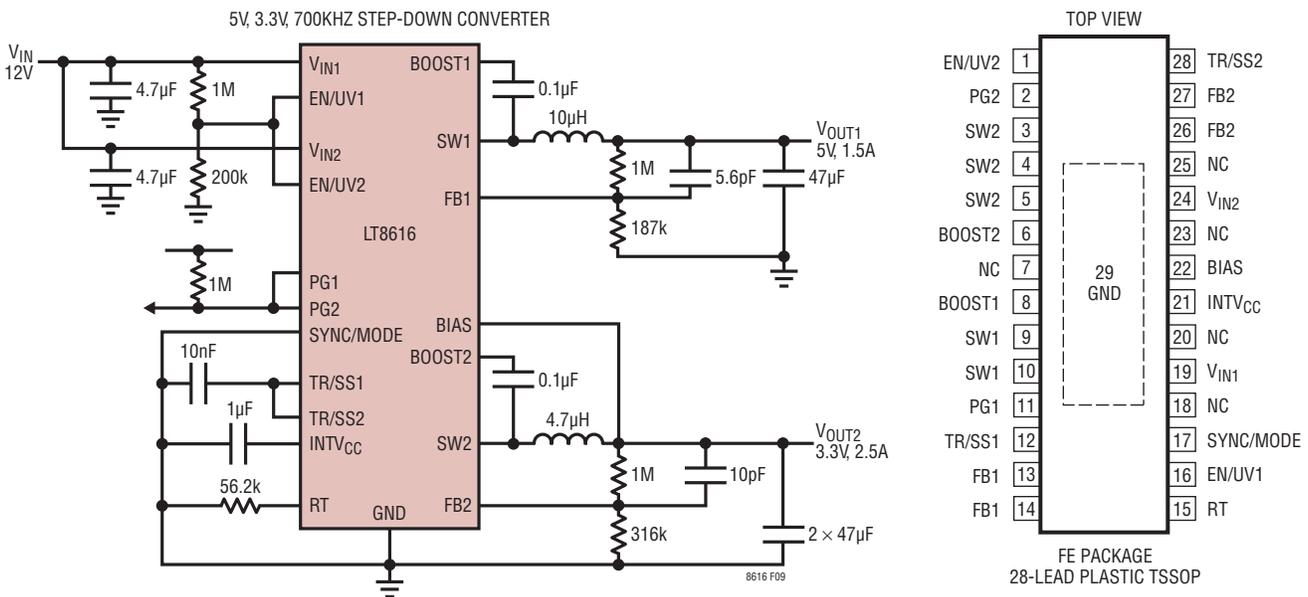


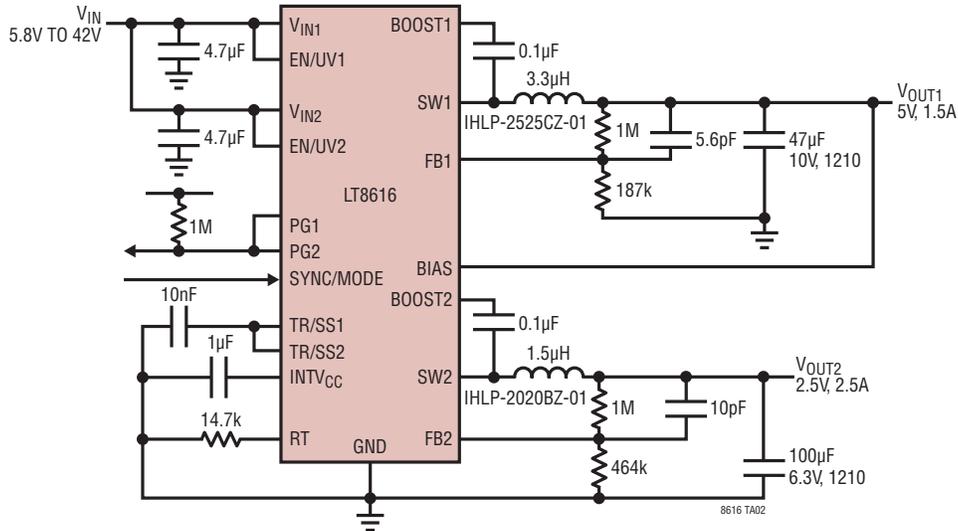
図9. このアプリケーションでのTSSOPパッケージのピンの開放時と短絡時の動作については表4を参照

アプリケーション情報

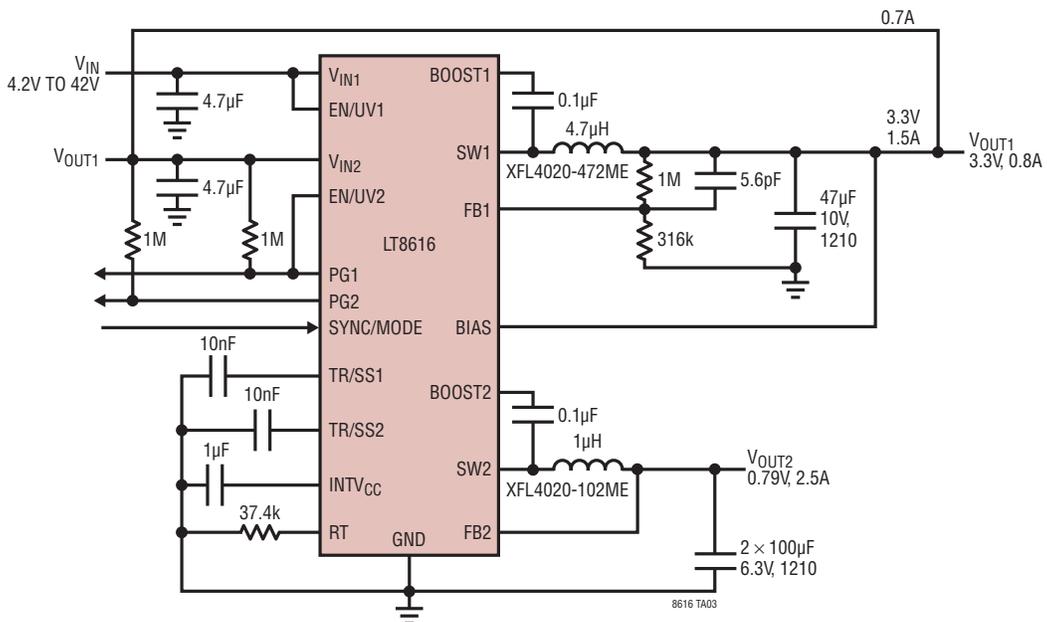
表 4. 図 9 の回路での LT8616 x FE ピンのフォルト動作

LT8616	ピン	フロート	隣接ピンに短絡
EN/UV2	1	デバイスはオンまたはオフ	デバイスはオンまたはオフ
PG2	2	変化なし	変化なし
SW2	3	変化なし	変化なし
SW2	4	変化なし	変化なし
SW2	5	変化なし	OUT2 はレギュレーション電圧以下
BOOST2	6	OUT2 はレギュレーション電圧以下	変化なし
NC	7	変化なし	変化なし
BOOST1	8	OUT1 はレギュレーション電圧以下	OUT1 はレギュレーション電圧以下
SW1	9	変化なし	変化なし
SW1	10	変化なし	変化なし
PG1	11	変化なし	変化なし
TR/SS1	12	変化なし	変化なし
FB1	13	変化なし	OUT1 はレギュレーション電圧以下
FB1	14	変化なし	
RT	15	スイッチング周波数範囲	CH1、CH2 はオフ
EN/UV1	16	デバイスはオンまたはオフ	CH1、CH2 はオフ
SYNC/MODE	17	変化なし	変化なし
NC	18	変化なし	変化なし
V _{IN1}	19	CH1、CH2 はオフ	変化なし
NC	20	変化なし	変化なし
INTV _{CC}	21	OUT1、OUT2 はレギュレーション電圧以下	変化なし
BIAS	22	変化なし	変化なし
NC	23	変化なし	変化なし
V _{IN2}	24	CH2 はオフ	変化なし
NC	25	変化なし	変化なし
FB2	26	変化なし	変化なし
FB2	27	変化なし	OUT2 はレギュレーション電圧以下
TR/SS2	28	変化なし	

5V、2.5V、2.05MHz降圧コンバータ



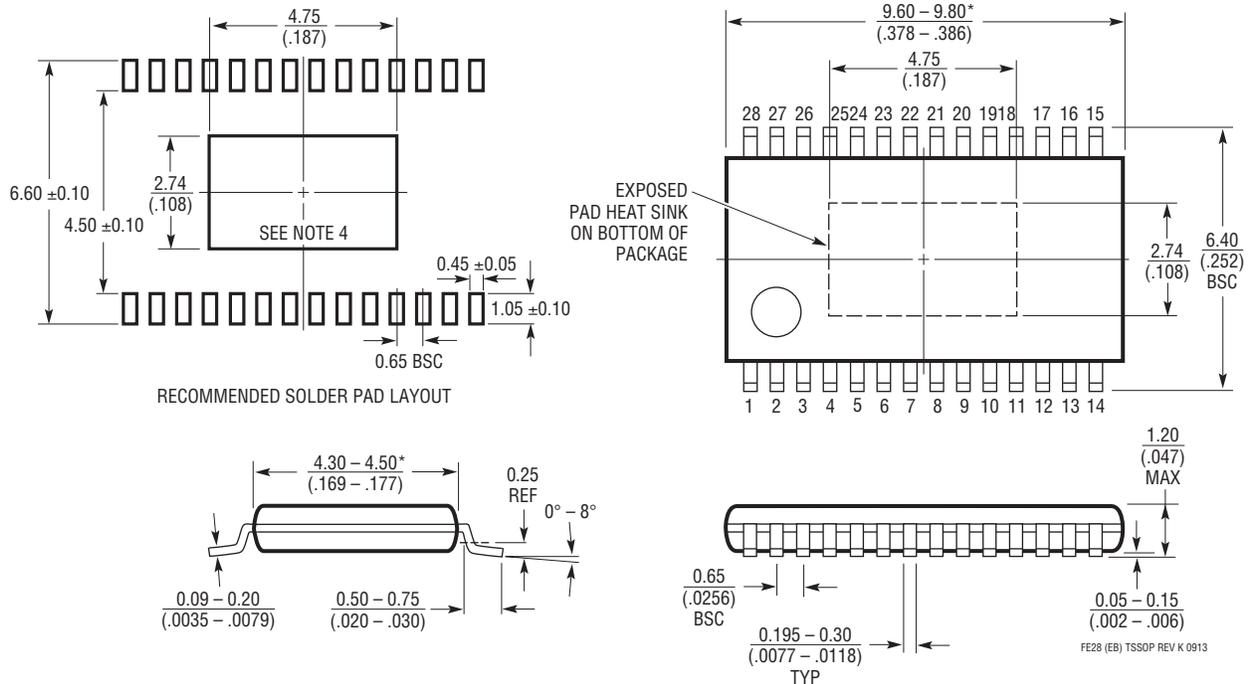
3.3V、0.79V、1MHzの2段降圧コンバータ、起動をシーケンス制御



パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear.co.jp/designtools/packaging/>を参照してください。

FE Package
28-Lead Plastic TSSOP (4.4mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1663 Rev K)
Exposed Pad Variation EB

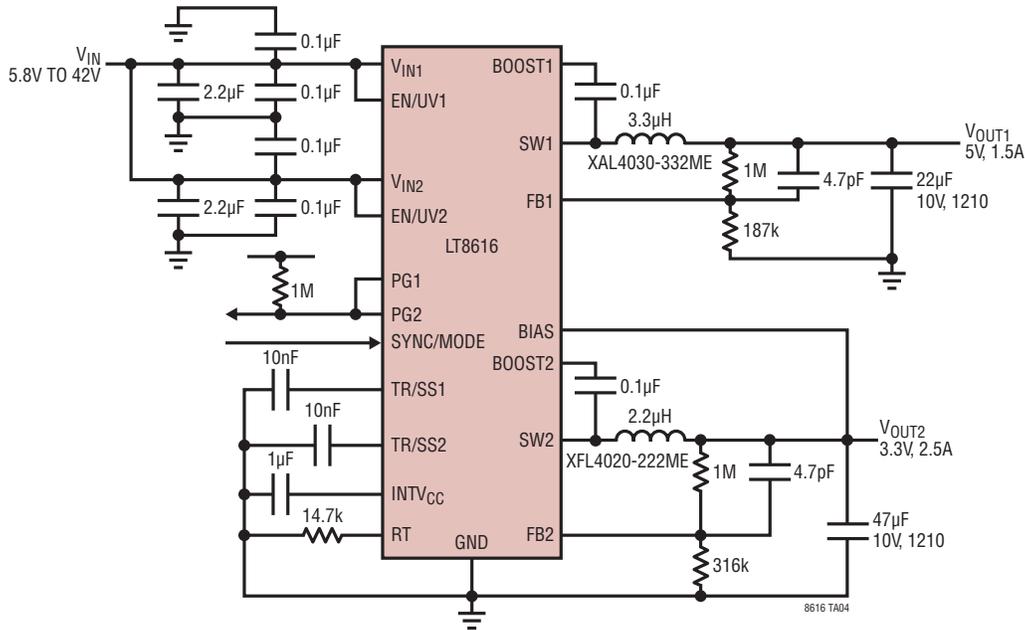


- 注記：
 1. 標準寸法：ミリメートル
 2. 寸法は ミリメートル (インチ)
 3. 図は実寸とは異なる

4. 露出パッド接着のための推奨最小 PCB メタルサイズ
 * 寸法にはモールドのバリを含まない
 モールドのバリは各サイドで 0.150mm (0.006") を超えないこと

標準的応用例

5V、2.5V、2.05MHz降圧コンバータ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT8609	効率が95%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 (IQ = 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/AB	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 (IQ = 2.5µA)	V _{IN(MIN)} = 3.4V、V _{IN(MAX)} = 42V、V _{OUT(MIN)} = 0.97V、I _Q = 2.5µA、I _{SD} = <1µA、MSOP-10Eパッケージ
LT8610AC	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 (IQ = 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
LT8610	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 (IQ = 2.5µA)	V _{IN(MIN)} = 3.4V、V _{IN(MAX)} = 42V、V _{OUT(MIN)} = 0.97V、I _Q = 2.5µA、I _{SD} = <1µA、MSOP-10E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 (IQ = 2.5µA および入力/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、3×5 QFN-24パッケージ
LT8620	効率が96%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 (IQ = 2.5µA)	V _{IN(MIN)} = 3.4V、V _{IN(MAX)} = 65V、V _{OUT(MIN)} = 0.97V、I _Q = 2.5µA、I _{SD} = <1µA、3×5 QFN-24パッケージ
LT8614	効率が96%の42V、4A、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ (IQ = 2.5µA)	V _{IN(MIN)} = 3.4V、V _{IN(MAX)} = 42V、V _{OUT(MIN)} = 0.97V、I _Q = 2.5µA、I _{SD} = <1µA、3×5 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 (IQ = 2.5µA)	V _{IN(MIN)} = 3.4V、V _{IN(MAX)} = 42V、V _{OUT(MIN)} = 0.97V、I _Q = 3.0µA、I _{SD} = <1µA、3×6 QFN-28パッケージ
LT8640	効率が96%の42V、6A、3MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ (IQ = 2.5µA)	V _{IN(MIN)} = 3.4V、V _{IN(MAX)} = 42V、V _{OUT(MIN)} = 0.97V、I _Q = 2.5µA、I _{SD} = <1µA、3×4 QFN-18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 (IQ = 25µA)	V _{IN(MIN)} = 3V、V _{IN(MAX)} = 42V、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、I _Q = 25µA、I _{SD} = <1µA、6×6 QFN-40パッケージ

8616f