

SC70パッケージの2.25MHz 300mA同期整流式降圧レギュレータ

特長

- 高効率: 最大96%
- 出力電流: $V_{IN} = 3V$ で300mA
- ピークスイッチ電流: 最小380mA
- 入力電圧範囲: 2.5V～5.5V
- 2.25MHzの固定周波数動作
- ショットキー・ダイオードが不要
- 低ドロップアウト動作: 100%デューティ・サイクル
- セラミック・コンデンサで安定
- 0.8Vリファレンスにより低出力電圧が可能
- シャットダウン・モード時、消費電流が1μA以下
- 出力電圧精度: ±2%
- 電流モード動作により、優れた入力および負荷過渡応答を実現
- 過熱保護機能
- 高さの低いSC70パッケージ

アプリケーション

- 携帯電話
- パーソナル情報機器
- ワイヤレス・モ뎀およびDSLモ뎀
- デジタル・スチール・カメラ
- MP3プレーヤ
- 携帯機器

概要

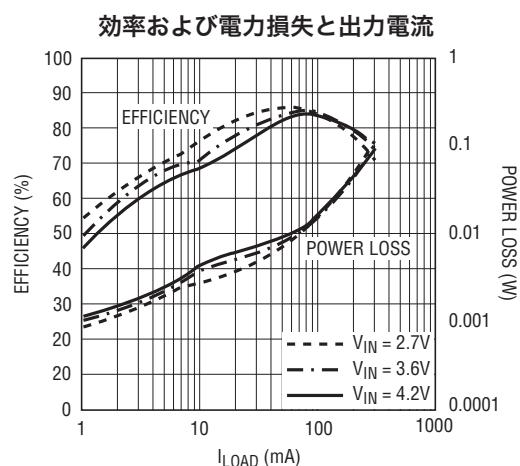
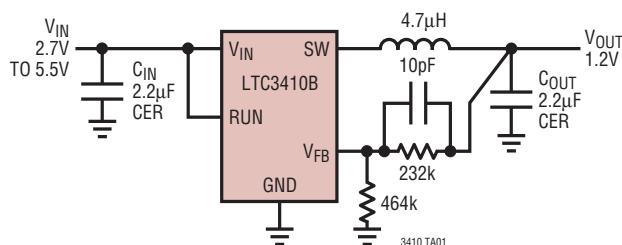
LTC[®]3410Bは、固定周波数の電流モード・アーキテクチャを採用した高効率のモノリシック同期整流式降圧レギュレータで、可変出力電圧バージョンと固定出力電圧バージョンがあります。動作時の消費電流はわずか200μAで、シャットダウン時には1μA以下まで減少します。入力電圧範囲が2.5V～5.5Vで、1セル・リチウムイオン・バッテリ駆動アプリケーションに最適です。100%デューティ・サイクルにより、低ドロップアウト動作が可能なので、携帯システムのバッテリ寿命を延ばすことができます。PWMパルス・スキップ・モード動作では出力リップル電圧を非常に低く抑えるので、ノイズに敏感なアプリケーションに対応できます。

スイッチング周波数は内部で2.25MHzに設定されるので、小型の表面実装インダクタやコンデンサを使用できます。LTC3410Bはセラミック出力コンデンサを使用して良好に動作するように特別に設計されているので、非常に低い出力電圧リップルと小さいPCB実装面積を実現します。

内部同期スイッチによって効率が向上し、外付けのショットキー・ダイオードが不要です。0.8Vの帰還リファレンス電圧を使用して、低出力電圧を容易にサポートできます。LTC3410Bは高さの低い小型のSC70パッケージで供給されます。

LT、LTCおよびLTMはリニアテクノロジー社の登録商標です。他のすべての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。5481178、5994885、6580258、6304066、6127815、6498466、6611131を含む米国特許により保護されています。

標準的応用例

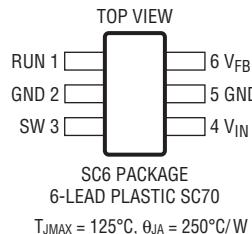
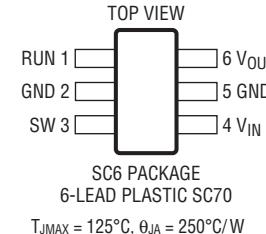


LTC3410B

絶対最大定格 (Note 1)

入力電源電圧.....	-0.3V~6V	ピークSWシンク電流とピークSWソース電流	630mA
RUN、 V_{FB} の電圧	-0.3V~ V_{IN}	動作温度範囲 (Note 2).....	-40°C~85°C
SW電圧 (DC).....	-0.3V~(V_{IN} +0.3V)	接合部温度 (Note 3).....	125°C
Pチャネル・スイッチのソース電流(DC)	500mA	保存温度範囲.....	-65°C~150°C
Nチャネル・スイッチのシンク電流(DC)	500mA	リード温度 (半田付け、10秒)	300°C

パッケージ/発注情報

 SC6 PACKAGE 6-LEAD PLASTIC SC70 $T_{JMAX} = 125^\circ\text{C}, \theta_{JA} = 250^\circ\text{C}/\text{W}$	 SC6 PACKAGE 6-LEAD PLASTIC SC70 $T_{JMAX} = 125^\circ\text{C}, \theta_{JA} = 250^\circ\text{C}/\text{W}$		
ORDER PART NUMBER	SC6 PART MARKING	ORDER PART NUMBER	SC6 PART MARKING
LTC3410BESC6	LBZY	LTC3410BESC6-1.2 LTC3410BESC6-1.5 LTC3410BESC6-1.8 LTC3410BESC6-1.875	LCMX LCMY LCMZ LCHZ
Order Options Tape and Reel: Add #TR Lead Free: Add #PBF Lead Free Tape and Reel: Add #TRPBF Lead Free Part Marking: http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/			

より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。

電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 3.6\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
I_{VFB}	Feedback Current	Adjustable Output Voltage	●		± 30	nA	
I_{VOUT}	Output Voltage Feedback Current	Fixed Output Voltage	●		3.3	6	μA
I_{PK}	Peak Inductor Current	$V_{IN} = 3\text{V}, V_{FB} = 0.7\text{V}$ or $V_{OUT} = 90\%$, Duty Cycle < 35%		380	490	600	mA
V_{FB}	Regulated Feedback Voltage	Adjustable Output Voltage (LTC3410BE)	●	0.784	0.8	0.816	V
ΔV_{FB}	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 2.5\text{V}$ to 5.5V	●		0.04	0.4	%/V
V_{OUT}	Regulated Output Voltage	LTC3410B-1.2, $I_{OUT} = 100\text{mA}$ LTC3410B-1.5, $I_{OUT} = 100\text{mA}$ LTC3410B-1.8, $I_{OUT} = 100\text{mA}$ LTC3410B-1.875, $I_{OUT} = 100\text{mA}$	● ● ● ●	1.176 1.47 1.764 1.837	1.2 1.5 1.8 1.875	1.224 1.53 1.836 1.913	V
ΔV_{OUT}	Output Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 2.5\text{V}$ to 5.5V	●		0.04	0.4	%/V
$V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation	$I_{LOAD} = 50\text{mA}$ to 250mA			0.5		%
V_{IN}	Input Voltage Range		●	2.5	5.5	V	
V_{UVLO}	Undervoltage Lockout Threshold	V_{IN} Rising V_{IN} Falling			2.0 1.94	2.3	V

3410bfa

電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 3.6\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
I_S	Input DC Bias Current Operating Shutdown	(Note 4) $V_{FB} = 0.83\text{V}$ or $V_{OUT} = 104\%$, $I_{LOAD} = 0\text{A}$ $V_{RUN} = 0\text{V}$		200 0.1	300 1	μA μA	
f_{osc}	Oscillator Frequency	$V_{FB} = 0.8\text{V}$ or $V_{OUT} = 100\%$ $V_{FB} = 0\text{V}$ or $V_{OUT} = 0\text{V}$	●	1.8 310	2.25 2.7	MHz kHz	
R_{PFET}	$R_{DS(ON)}$ of P-Channel FET	$I_{SW} = 100\text{mA}$		0.75	0.9	Ω	
R_{NFET}	$R_{DS(ON)}$ of N-Channel FET	$I_{SW} = -100\text{mA}$		0.55	0.7	Ω	
I_{LSW}	SW Leakage	$V_{RUN} = 0\text{V}$, $V_{SW} = 0\text{V}$ or 5V , $V_{IN} = 5\text{V}$		± 0.01	± 1	μA	
V_{RUN}	RUN Threshold		●	0.3	1	1.5	V
I_{RUN}	RUN Leakage Current		●	± 0.01	± 1	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、絶対最大定格状態が長時間続くと、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: LTC3410BEは 0°C ～ 85°C の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 -40°C ～ 85°C の動作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。

Note 3: T_J は周囲温度 T_A および消費電力 P_0 から次式に従って計算される。

$$\text{LTC3410B: } T_J = T_A + (P_0)(250^\circ\text{C}/\text{W})$$

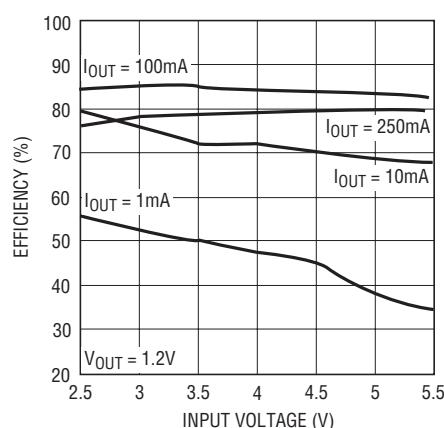
Note 4: スイッチング周波数で供給されるゲート電荷により動作時電源電流が増える。

Note 5: このデバイスには短時間の過負荷状態のあいだ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接合部温度は 125°C を超える。規定された最高動作接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なうおそれがある。

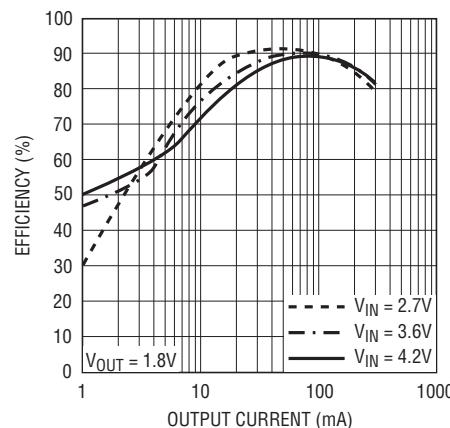
標準的性能特性

(抵抗分割器の抵抗値以外は図1から)

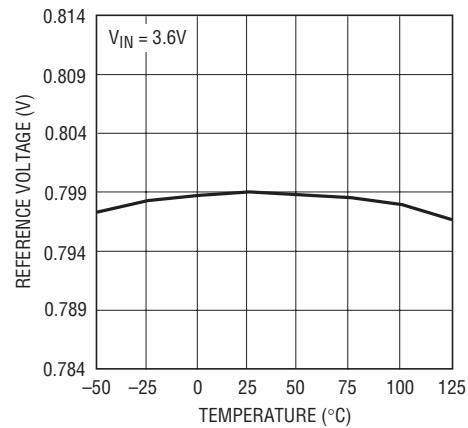
効率と入力電圧



効率と出力電流



リファレンス電圧と温度

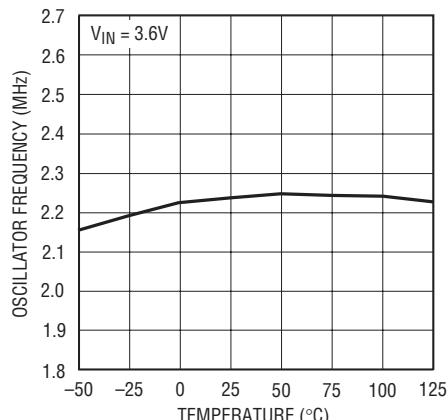


3410bfa

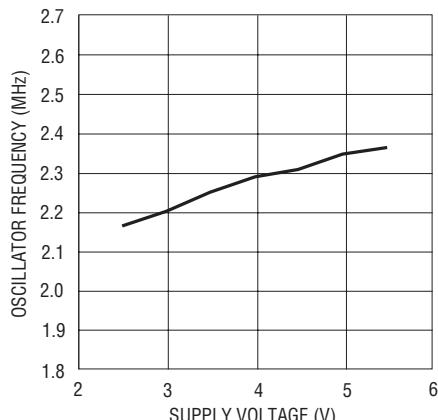
標準的性能特性

(抵抗分割器の抵抗値以外は図1から)

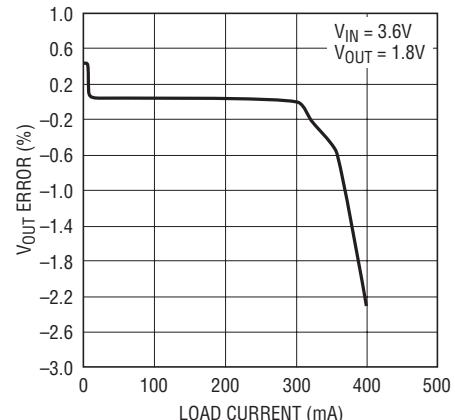
発振器周波数と温度



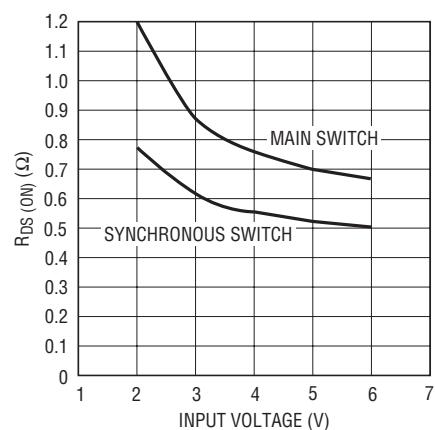
発振器周波数と電源電圧



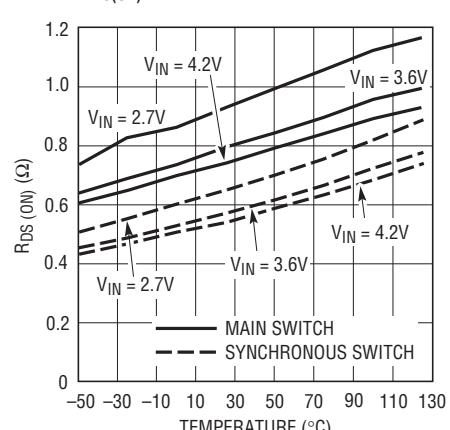
出力電圧と負荷電流



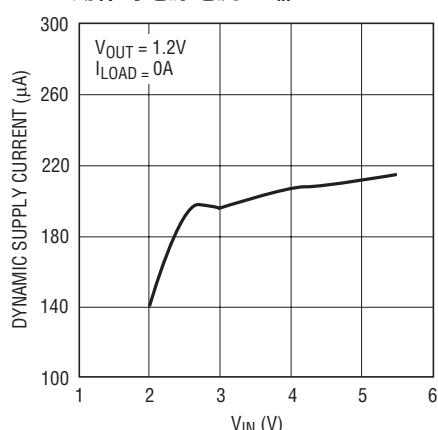
R_{DSON}と入力電圧



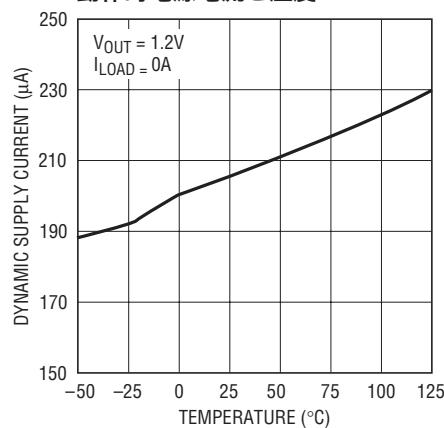
R_{DSON}と温度



動作時電源電流とV_{IN}

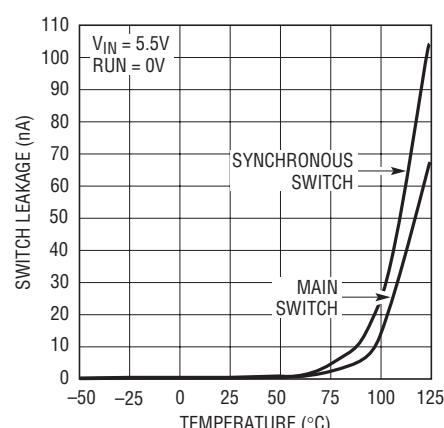


動作時電源電流と温度



3410 G10

スイッチのリーク電流と温度

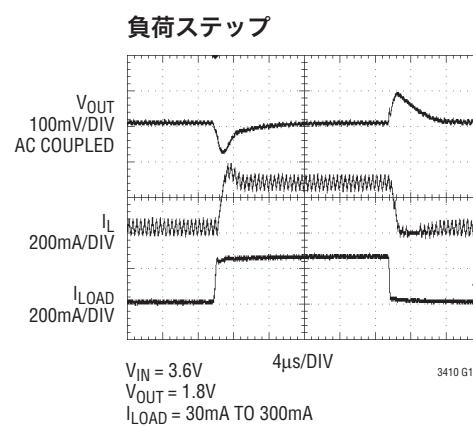
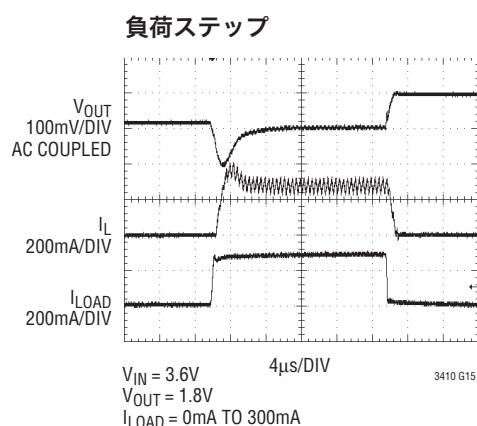
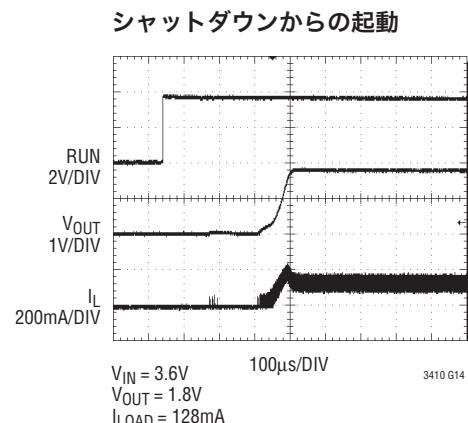
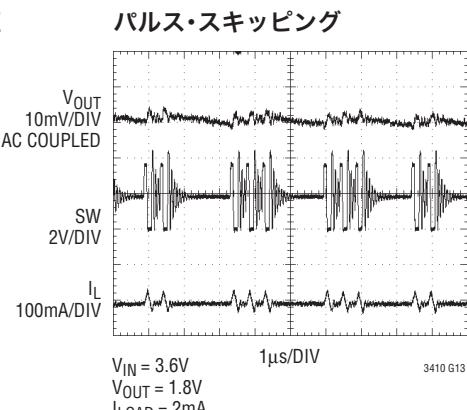
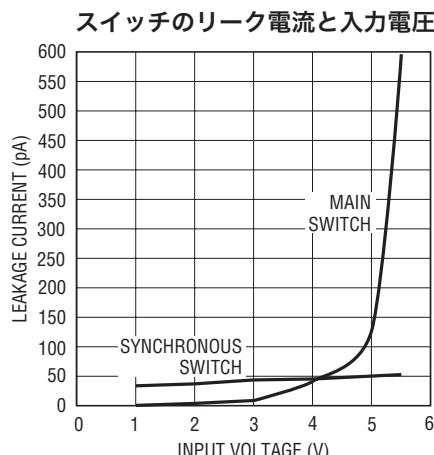


3410 G11

3410bfa

標準的性能特性

(抵抗分割器の抵抗値以外は図1から)



ピン機能

RUN(ピン1): 実行制御入力。このピンを1.5Vより上に強制すると、デバイスがバイナブルされます。このピンを0.3Vより下に強制すると、デバイスがシャットダウンされます。シャットダウン時にはすべての機能がディスエーブルされ、電源電流は1 μ A以下になります。RUNはフロート状態にしないでください。

GND(ピン2、5): グランド・ピン。

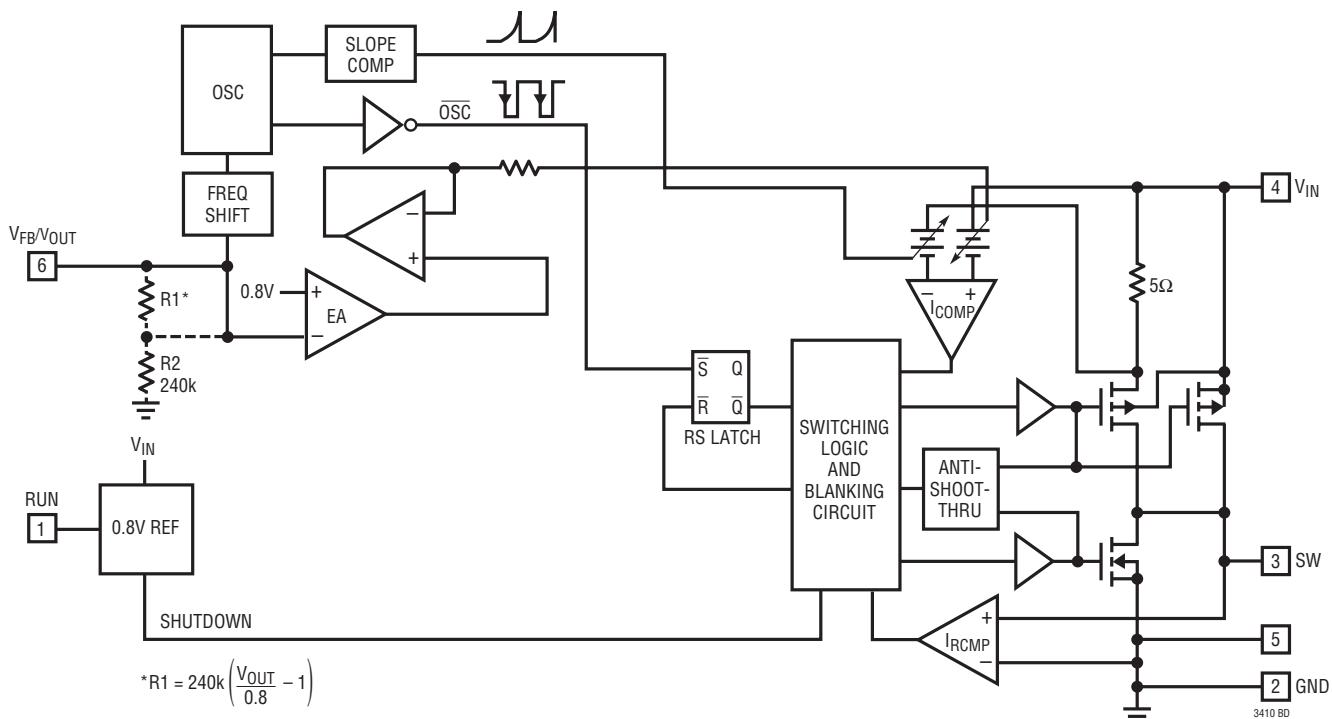
SW(ピン3): インダクタへのスイッチ・ノードの接続ピン。このピンは内部のメイン・パワーMOSFETスイッチと同期パワーMOSFETスイッチのドレインに接続されています。

V_{IN}(ピン4): 主電源ピン。2.2 μ F以上のセラミック・コンデンサを使ってGND(ピン2)にデカップリングする必要があります。

V_{FB}(可変出力電圧バージョンのピン6): 帰還ピン。出力に接続された外部抵抗分割器からの帰還電圧を受け取ります。

V_{OUT}(固定出力電圧バージョンのピン6): 出力電圧帰還ピン。内部抵抗分割器によって出力電圧を分圧して低くしてから、内部リファレンス電圧と比較します。

機能図



動作 (機能図を参照)

メイン制御ループ

LTC3410Bには、固定周波数、電流モード降圧アーキテクチャが使用されています。メイン(PチャネルMOSFET)スイッチと同期(NチャネルMOSFET)スイッチの両方が内蔵されています。通常動作時は、サイクルごとに発振器がRSラッチをセットすると内部のトップ・パワーMOSFETがオンし、電流コンパレータ(I_{COMP})がRSラッチをリセットするとオフします。 I_{COMP} がRSラッチをリセットするピーク・インダクタ電流は、誤差アンプEAの出力によって制御されます。ピン機能のところで説明したとおり、EAは V_{FB} ピンを通して外部抵抗分割器から出力帰還電圧を受け取ることができます。負荷電流が増加すると、0.8Vリファレンスに対して帰還電圧がわずかに減少し、それによって平均インダクタ電流が新しい負荷電流に等しくなるまでEAアンプの出力電圧が上昇します。トップMOSFETがオフしているあいだ、ボトムMOSFETは、(電流反転コンパレータ I_{RCMP} で示されるように)インダクタ電流が逆流し始めるまで、または次のクロック・サイクルが始まるまでオンします。

パルス・スキップ・モード

軽負荷時には、インダクタ電流が各パルスごとにゼロに達するか、または反転することがあります。ボトムMOSFETは電流反転コンパレータ(I_{RCMP})によってオフし、スイッチ電圧にリンギングが生じます。これは不連続モード動作で、スイッチング・レギュレータにとって、正常な振る舞いです。非常に軽い負荷では、LTC3410Bはパルス・スキッピング動作で自動的にパルスをスキップして出力を安定化状態に維持します。Burst Mode®動作を優先させるなら、LTC3410のデータシートを参照してください。

短絡保護

出力がグランドに短絡すると、発振器の周波数は公称周波数の1/7の約310kHzに低下します。この周波数フォールドバックにより、インダクタ電流は長時間かけて減衰す

るので暴走が防がれます。 V_{FB} が上昇して0Vを超すと、発振器の周波数は徐々に2.25MHzまで増加します。

ドロップアウト動作

入力電源電圧が出力電圧に向かって低下するにつれ、デューティ・サイクルが最大オン時間に向かって増加します。電源電圧がさらに低下すると、メイン・スイッチは1サイクルを超えてオン状態に強制され、100%のデューティ・サイクルに達します。このときの出力電圧は、入力電圧からPチャネルMOSFETとインダクタの電圧降下を差し引いた電圧になります。

注意すべき別の重要な細目は、低い入力電源電圧では、Pチャネル・スイッチの $R_{DS(ON)}$ が増加することです(「標準的性能特性」を参照)。したがって、LTC3410Bが低い入力電圧で(つまり100%デューティ・サイクルで)使用されるときの電力消費を計算する必要があります(「アプリケーション情報」のセクションの「熱に関する検討事項」を参照)。

スロープ補償とインダクタのピーク電流

スロープ補償により、高いデューティ・サイクルでの低調波発振が防止されるので、固定周波数アーキテクチャの安定性が得られます。これは、40%を超すデューティ・サイクルのインダクタ電流信号に補償ランプを追加することにより内部的に実現されます。このため、一般に40%を超すデューティ・サイクルでは最大インダクタ・ピーク電流が減少します。ただし、LTC3410Bには特許を取得した方式が使用されており、この補償ランプを相殺するので、すべてのデューティ・サイクルにわたって最大インダクタ・ピーク電流は影響を受けません。

Burst Modeはリニアテクノロジー社の登録商標です。

アプリケーション情報

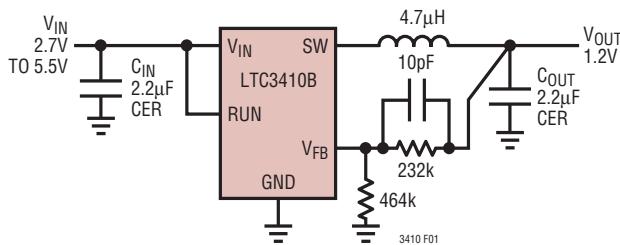


図1. 高効率降圧コンバータ

LTC3410Bの基本的な応用回路を図1に示します。外付け部品の選択は負荷条件に基づいて行われ、Lの選択から始めて、 C_{IN} と C_{OUT} に進みます。

インダクタの選択

大部分のアプリケーションでは、インダクタの値は $2.2\mu H$ ～ $4.7\mu H$ の範囲に収まります。その値は所期のリップル電流に基づいて選択します。インダクタの値が大きいとリップル電流が小さくなり、インダクタの値が小さいとリップル電流が大きくなります。式1に示されているように、 V_{IN} や V_{OUT} が高くても、リップル電流が増加します。リップル電流を設定するための妥当な出発点は $\Delta I_L = 120mA$ ($300mA$ の40%)です。

$$\Delta I_L = \frac{1}{(f)(L)} V_{OUT} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \quad (1)$$

インダクタのDC電流定格は、少なくとも最大負荷電流にリップル電流の半分を加算した後に等しくして、コアの飽和を防ぎます。したがって、定格 $360mA$ ($300mA + 60mA$) のインダクタはほとんどのアプリケーションで十分です。効率をよくするため、DC抵抗の低いインダクタを選択します。

インダクタのコアの選択

コアの材質と形状が異なると、インダクタのサイズ/電流の関係および価格/電流の関係が変化します。フェライトやパーマロイを素材とするトロイド・コアやシールドされた壺型コアは小型で、エネルギー放射は大きくありませんが、類似の電気特性を有する鉄粉コアのインダクタより一般に高価です。使用するインダクタの種類の選択は、LTC3410Bの動作条件に依存するよりも、価格とサイズの条件や放射フィールド/EMIの条件に多くの場合依存します。LTC3410Bのアプリケーションに適した標準的表面実装インダクタをいくつか表1に示します。

表1. 代表的表面実装インダクタ

MANUFACTURER	PART NUMBER	VALUE	MAX DC CURRENT	DCR	HEIGHT
Taiyo Yuden	CB2016T2R2M	$2.2\mu H$	510mA	0.13Ω	1.6mm
	CB2012T2R2M	$2.2\mu H$	530mA	0.33Ω	1.25mm
	LBC2016T3R3M	$3.3\mu H$	410mA	0.27Ω	1.6mm
Panasonic	ELT5KT4R7M	$4.7\mu H$	950mA	0.2Ω	1.2mm
Sumida	CDRH2D18/LD	$4.7\mu H$	630mA	0.086Ω	2mm
Murata	LQH32CN4R7M23	$4.7\mu H$	450mA	0.2Ω	2mm
Taiyo Yuden	NR30102R2M	$2.2\mu H$	1100mA	0.1Ω	1mm
	NR30104R7M	$4.7\mu H$	750mA	0.19Ω	1mm
FDK	FDKMFIPF2520D	$4.7\mu H$	1100mA	0.11Ω	1mm
	FDKMFIPF2520D	$3.3\mu H$	1200mA	0.1Ω	1mm
	FDKMFIPF2520D	$2.2\mu H$	1300mA	0.08Ω	1mm

 C_{IN} と C_{OUT} の選択

連続モードでは、トップMOSFETのソース電流は、デューティ・サイクルが V_{OUT}/V_{IN} の方形波になります。大きな過渡電圧を防止するには、最大RMS電流に対応できるサイズの低ESR入力コンデンサを使用する必要があります。コンデンサの最大RMS電流は次式で与えられます。

$$C_{IN} \text{ required } I_{RMS} \approx I_{OMAX} \frac{[V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})]^{1/2}}{V_{IN}}$$

アプリケーション情報

この式は $V_{IN}=2V_{OUT}$ で最大値をとります。ここで、 $I_{RMS}=I_{OUT}/2$ です。大きく変化させてもそれほど状況が改善されないため、一般にはこの単純なワーストケース条件が設計に使用されます。コンデンサの製造元の定めるリップル電流定格は、多くの場合2000時間の寿命時間に基づいて規定されています。このため、コンデンサをさらにディレーティングする、つまり要求条件よりも高い温度定格のコンデンサを選択することを推奨します。疑問点については必ず製造元に問い合わせてください。

C_{OUT} は必要な等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。 C_{OUT} のESRの条件を満たしさえすれば、一般にRMS電流定格は $I_{RIPPLE(P-P)}$ の条件をはるかに上回ります。出力リップル ΔV_{OUT} は、次式で決定されます。

$$\Delta V_{OUT} \cong \Delta I_L \left(ESR + \frac{1}{8fC_{OUT}} \right)$$

ここで、 f =動作周波数、 C_{OUT} =出力容量、 ΔI_L =インダクタのリップル電流です。ある固定された出力電圧に対して、 ΔI_L は入力電圧に応じて増加するので、出力リップルは入力電圧が最大のときに最大になります。

タンタル・コンデンサを使う場合、スイッチング電源に使用するためのサーボ試験が実施されていることが不可欠です。表面実装型のAVX TPSシリーズは最適です。これらは低ESR用に特に製造され、テストされているので、一定の体積に対してESRが最小になります。他のコンデンサ・タイプとしては、三洋電機のPOSCAP、KemetのT510とT495のシリーズ、およびSpragueの593Dと595Dのシリーズがあります。その他の特長については製造元にお問い合わせください。

セラミックの入力コンデンサおよび出力コンデンサの使用

値の大きな低価格セラミック・コンデンサが今では小さなケース・サイズで入手できるようになりました。これらはリップル電流定格と電圧定格が大きく、ESRが小さいので、スイッチング・レギュレータのアプリケーションに最適です。LTC3410Bの制御ループの安定動作は出力コンデンサのESRに依存しないので、セラミック・コンデンサを自由に使用して出力リップルを非常に低くし、回路サイズを小さくすることができます。

ただし、入力と出力にセラミック・コンデンサを使うときは注意が必要です。セラミック・コンデンサを入力に使い、長いコード付きACアダプタで電力を供給すると、出力の負荷ステップによって入力 V_{IN} にリングングが誘起されることがあります。よくても、このリングングが出力に結合して、ループの不安定性と誤解されることがあります。最悪の場合、長いコードを通して急に電流が突入すると、 V_{IN} に電圧スパイクが生じ、デバイスを損傷するおそれがあります。

入力と出力にセラミック・コンデンサを選択する場合は、X5RまたはX7Rの誘電体のものを選択します。これらの誘電体はある特定の値とサイズに対してすべてのセラミックの中で温度特性と電圧特性が最もすぐれています。

出力電圧のプログラミング(LTC3410Bのみ)

出力電圧は次式にしたがって抵抗分割器によって設定されます。

$$V_{OUT} = 0.8V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) \quad (2)$$

図2に示されているように、外部抵抗分割器が出力に接続されているので、電圧のリモート・センスが可能です。

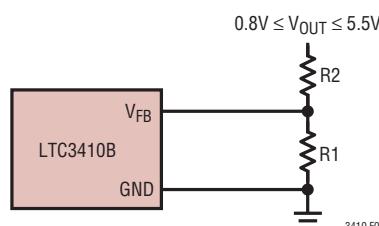


図2. LTC3410Bの出力電圧の設定

アプリケーション情報

効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータの効率は「出力電力÷入力電力×100%」で表されます。個々の損失を解析して、効率を制限する要素がどれであり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断できる場合がよくあります。効率は次式で表すことができます。

$$\text{効率} = 100\% - (L_1 + L_2 + L_3 + \dots)$$

ここで、 L_1 、 L_2 などは入力電力に対するパーセンテージで表した個々の損失です。

回路内の電力を消費するすべての要素で損失が生じますが、LTC3410Bの回路の損失の大部分は2つの主な損失要因によって生じます。 V_{IN} の消費電流による損失と I^2R 損失です。非常に低い負荷電流では V_{IN} の消費電流による損失が効率の損失を支配するのに対して、中程度から高い負荷電流では I^2R 損失が効率の損失を支配します。標準的な効率曲線では、非常に低い負荷電流での効率曲線は誤解を与えるかもしれません。というのは、実際の電力損失は図3に示されているように大したことではないからです。

1. V_{IN} の消費電流は2つの要素からなります。電気的特性で与えられているDCバイアス電流および内部のメイン・スイッチと同期スイッチのゲート充電電流です。内部パワーMOSFETスイッチのゲート容量をスイッチングすると、ゲート充電電流が流れます。ゲートが“H”から“L”、そして再び“H”に切り替わるたびに、 V_{IN} か

らグランドに微小電荷 dQ が移動します。したがって、 dQ/dt は V_{IN} から流出する電流であり、一般にDCバイアス電流より大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ です。ここで、 Q_T と Q_B は内部のトップ・スイッチとボトム・スイッチのゲート電荷です。DCバイアス損失とゲート電荷損失は両方とも V_{IN} に比例するので、それらの影響は電源電圧が高くなると顕著になります。

2. I^2R 損失は内部スイッチの抵抗 R_{SW} と外部インダクタの抵抗 R_L から計算されます。連続モードでは、インダクタ L を流れる平均出力電流は、メイン・スイッチと同期スイッチのあいだで細切れになります。したがって、SWピンを見たときの直列抵抗は、次式のとおり、トップMOSFETとボトムMOSFETの両方の $R_{DS(ON)}$ およびデューティ・サイクル(DC)の関数です。

$$R_{SW} = (R_{DS(ON)TOP})(DC) + (R_{DS(ON)BOT})(1-DC)$$

トップMOSFETとボトムMOSFETの両方の $R_{DS(ON)}$ は、「標準的性能特性」の曲線から求めることができます。したがって、 I^2R 損失を求めるには、単に R_{SW} を R_L に加え、その結果に平均出力電流の2乗を掛けます。

C_{IN} や C_{OUT} のESR消費損失やインダクタのコア損失などの他の損失は一般に全追加損失の2%以下に過ぎません。

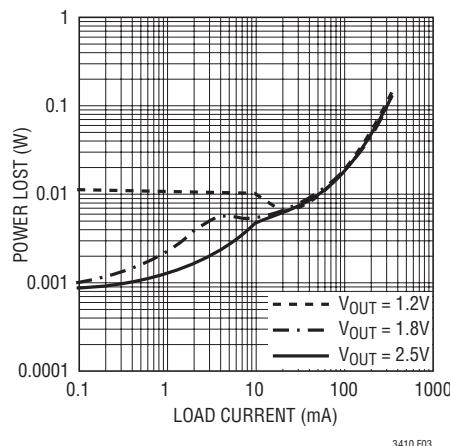


図3. 電力損失と負荷電流

アプリケーション情報

熱に関する検討事項

ほとんどのアプリケーションで、LTC3410Bは効率が高いので大きな発熱はありません。しかし、周囲温度が高く、(ドロップアウトの場合のように)低い電源電圧、高いデューティ・サイクルでLTC3410Bが動作するアプリケーションでは、発熱が大きく、デバイスの最大接合部温度を超えることがあります。接合部温度が約150°Cに達すると両方のパワー・スイッチがオフし、SWノードが高インピーダンスになります。

LTC3410Bが最大接合部温度を超えないようにするには、熱解析を行う必要があります。熱解析の目標は、消費電力によりデバイスが接合部温度を超えるかどうかを判断することです。温度上昇は次式で与えられます。

$$T_R = (P_D)(\theta_{JA})$$

ここで、 P_D はレギュレータによって消費される電力、 θ_{JA} はダイの接合部から周囲温度への熱抵抗です。

接合部温度 T_J は次式で与えられます。

$$T_J = T_A + T_R$$

ここで、 T_A は周囲温度です。

一例として、入力電圧が2.7V、負荷電流が300mA、周囲温度が70°Cでドロップアウト状態のLTC3410Bについて考えます。スイッチ抵抗の標準的性能特性のグラフから、Pチャネル・スイッチの $R_{DS(ON)}$ は70°Cで約1.0です。したがって、デバイスによる電力消費は次のとおりです。

$$P_D = I_{LOAD}^2 \cdot R_{DS(ON)} = 90mW$$

SC70パッケージの場合、 θ_{JA} は250°C/Wです。したがって、レギュレータの接合部温度は次のようになります。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (90)(250) = 92.5^\circ\text{C}$$

これは最大接合部温度の125°Cより十分低い値です。

もっと高い電源電圧ではスイッチ抵抗($R_{DS(ON)}$)が減少するので、接合部温度はさらに低くなることに注意してください。

過渡応答のチェック

レギュレータのループ応答は負荷過渡応答を見てチェックすることができます。スイッチング・レギュレータは負荷電流ステップに対して応答するのに数サイクルを要します。負荷ステップが生じると、 V_{OUT} は($\Delta I_{LOAD} \cdot ESR$)に等しい量だけ直ちにシフトします。ここで、 ESR は C_{OUT} の等価直列抵抗です。 ΔI_{LOAD} により C_{OUT} の充電または放電も始まるので、帰還誤差信号が発生します。すると、レギュレータ・ループが働いて V_{OUT} を定常値に戻します。この回復期間に V_{OUT} をモニタして、安定性に問題があることを示すオーバーシュートやリンギングがないかチェックすることができます。スイッチング制御ループ理論の詳細については、「アプリケーションノート76」を参照してください。

次に、大容量の(1μFを超す)電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷がスイッチを介して接続されると、さらに大きな過渡が発生します。放電しきったバイパス・コンデンサが実質的に C_{OUT} と並列接続状態になるため、 V_{OUT} が急速に降下します。負荷スイッチの抵抗が低く、しかもそのスイッチが高速でドライブされると、どんなレギュレータでもこの問題を防止するのに十分な電流を供給することはできません。唯一の解決策は、スイッチ・ドライブの立上り時間を制御して、負荷の立上り時間を約($25 \cdot C_{LOAD}$)に制限することです。したがって、3.3Vに充電される10μFのコンデンサには250μsの立上り時間が必要で、充電電流は約130mAに制限されます。

LTC3410B

アプリケーション情報

PCボードのレイアウトのチェックリスト

PCボードをレイアウトするときは、以下のチェックリストを使用して LTC3410B が最適動作するようにします。これらの項目は図4と図5のレイアウト図にも示してあります。レイアウトでは以下の項目をチェックしてください。

1. GNDトレース、SWトレース、およびV_{IN}トレースで構成される電源トレースは、短く、真っ直ぐに、幅広くします。

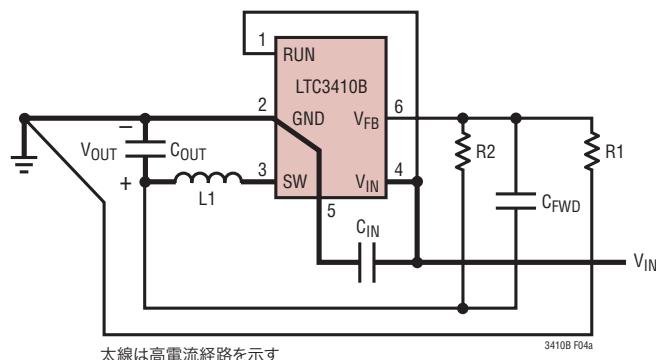


図4a. LTC3410Bのレイアウト図

2. V_{FB}ピンは帰還抵抗に直接接続されていますか。抵抗分割器R1/R2は、C_{OUT}の(+)プレートとグランドのあいだに接続しなければなりません。
3. C_{IN}の(+)プレートはV_{IN}にできるだけ近づけて接続されていますか。このコンデンサは内部パワーMOSFETにAC電流を供給します。
4. C_{IN}の(-)プレートとC_{OUT}の(-)プレートはできるだけ近づけて接続します。
5. スイッチング・ノードSWは敏感なV_{FB}ノードから離します。

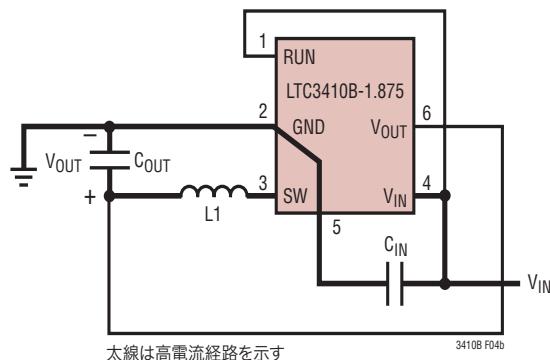


図4b. LTC3410B-1.875のレイアウト図

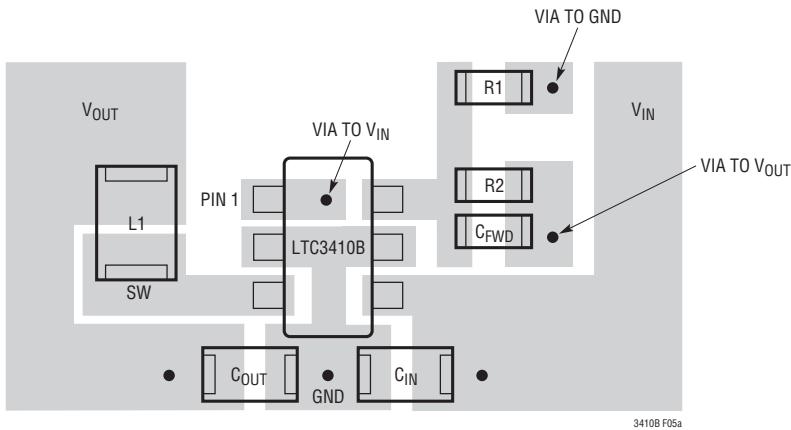


図5a. LTC3410Bの推奨レイアウト

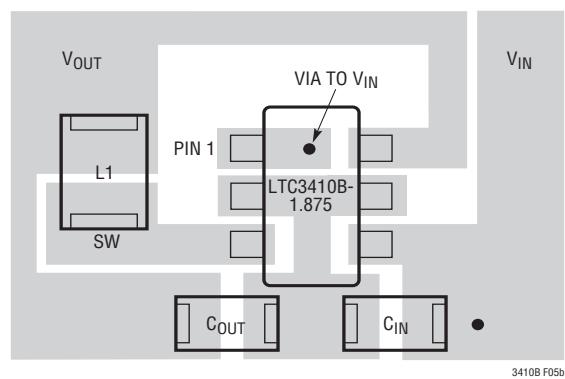


図5b. LTC3410B固定出力電圧バージョンの推奨レイアウト

アプリケーション情報

設計例

設計例として、LTC3410Bをリチウムイオン・バッテリ1個で駆動する携帯電話アプリケーションに使用すると仮定します。V_{IN}は最大4.2Vから約2.7Vの範囲で動作します。負荷電流条件は最大0.3Aですが、ほとんどの時間はスタンバイ・モードになっており、2mAしか必要としません。低負荷電流時と高負荷電流時の両方の効率が重要です。出力電圧は2.5Vです。この情報を使って、式(1)からLを計算することができます。

$$L = \frac{1}{(f)(\Delta I_L)} V_{OUT} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \quad (3)$$

式(3)で、V_{OUT} = 2.5V、V_{IN} = 4.2V、 ΔI_L = 100mAおよびf = 2.25MHzを代入すると、次の値が得られます。

$$L = \frac{2.5V}{2.25MHz(100mA)} \left(1 - \frac{2.5V}{4.2V} \right) = 4.5\mu H$$

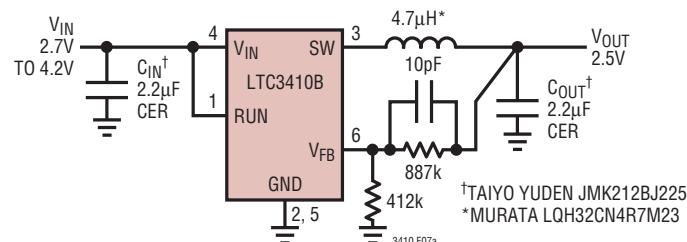


図6a

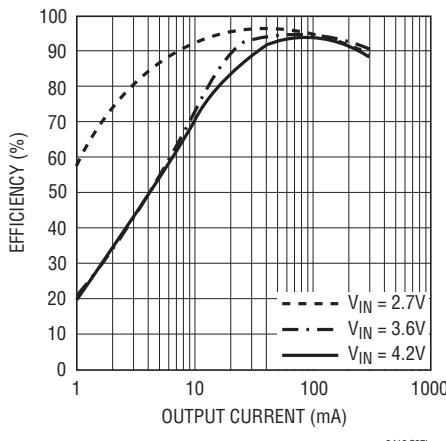


図6b

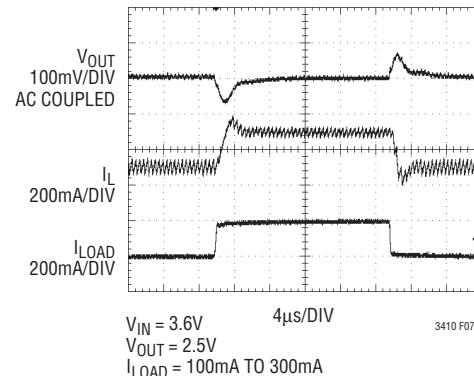
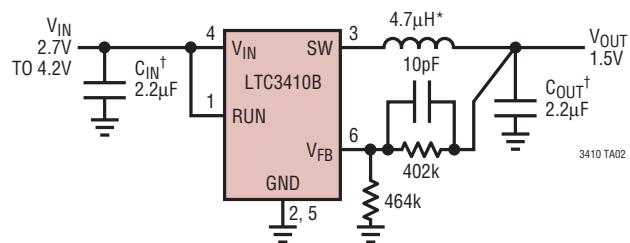


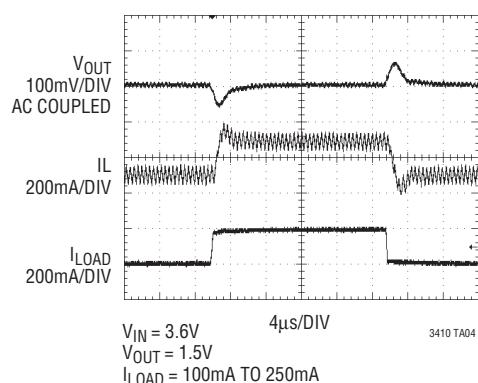
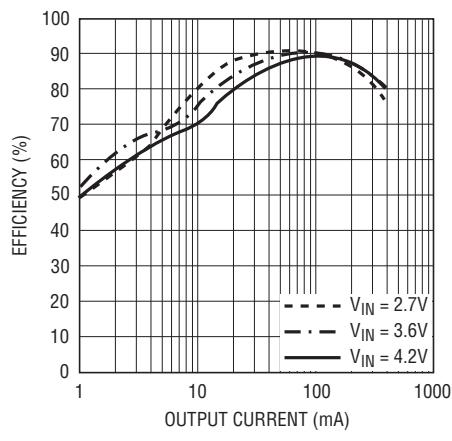
図6c

LTC3410B

標準的應用例



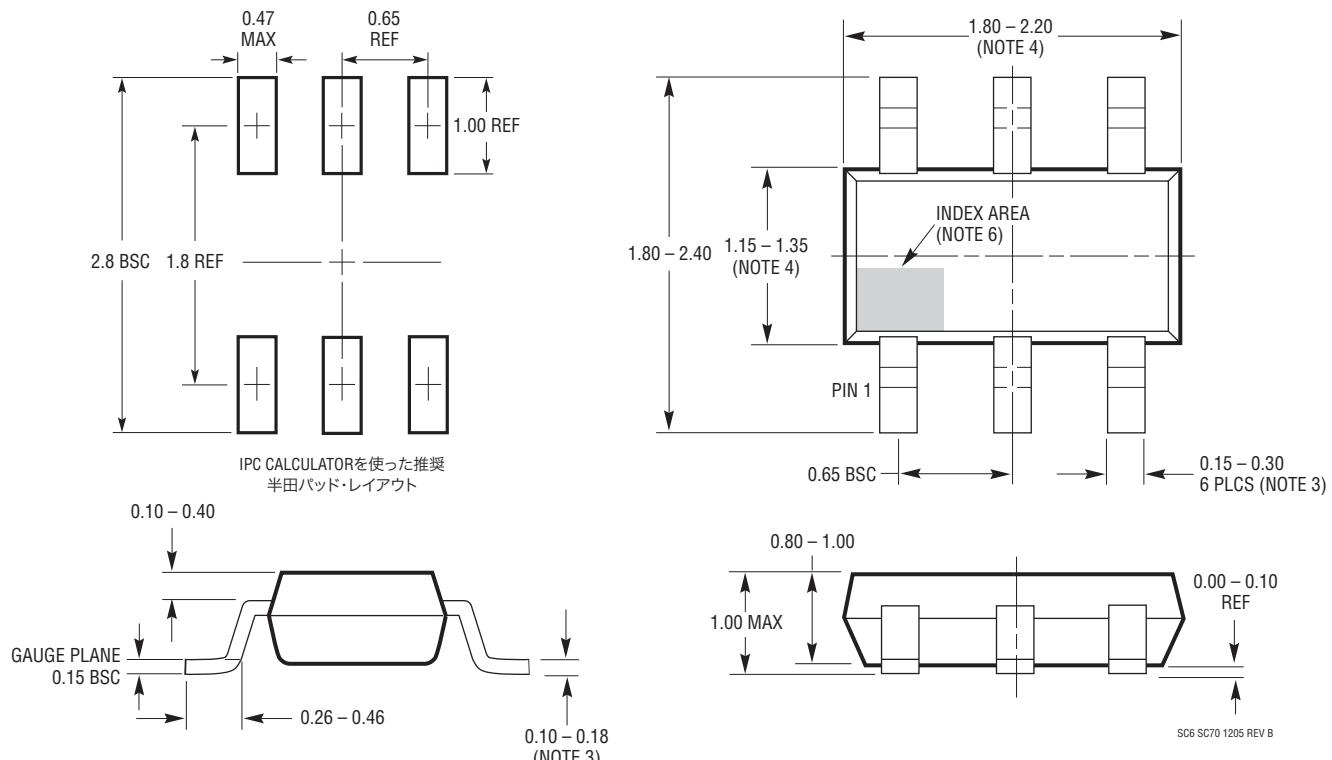
[†]TAIYO YUDEN JMK212BJ225
^{*}MURATA LQH32CN4R7M23



3410bfa

パッケージ

**SC6パッケージ
6ピン・プラスチックSC70**
(Reference LTC DWG # 05-08-1638)

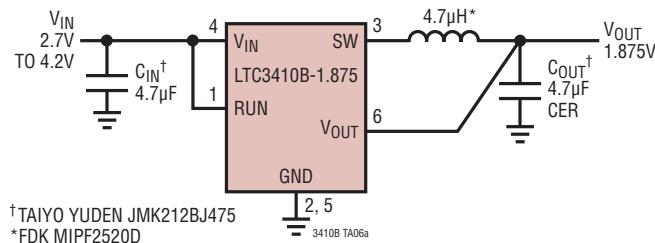


3410bfa

LTC3410B

標準的応用例

高さの低い(1mm未満)部品を使用



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1616	500mA (I _{OUT})、1.4MHz、高効率降圧DC/DCコンバータ	90%の効率、V _{IN} = 3.6V~25V、V _{OUT(MIN)} = 1.25V、I _Q = 1.9mA、I _{SD} = <1μA、ThinSOTパッケージ
LTC1877	600mA (I _{OUT})、550kHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V _{IN} = 2.7V~10V、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、I _Q = 10μA、I _{SD} = <1μA、MS8パッケージ
LTC1878	600mA (I _{OUT})、550kHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V _{IN} = 2.7V~6V、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、I _Q = 10μA、I _{SD} = <1μA、MS8パッケージ
LTC1879	1.2A (I _{OUT})、550kHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V _{IN} = 2.7V~10V、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、I _Q = 15μA、I _{SD} = <1μA、TSSOP-16パッケージ
LTC3403	600mA (I _{OUT})、1.5MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータバイパス・トランジスタ付き	96%の効率、V _{IN} = 2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 動的に可変、I _Q = 20μA、I _{SD} = <1μA、DFNパッケージ
LTC3404	600mA (I _{OUT})、1.4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V _{IN} = 2.7V~6V、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、I _Q = 10μA、I _{SD} = <1μA、MS8パッケージ
LTC3405/LTC3405A	300mA (I _{OUT})、1.5MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	96%の効率、V _{IN} = 2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、I _Q = 20μA、I _{SD} = <1μA、ThinSOTパッケージ
LTC3406	600mA (I _{OUT})、1.5MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	96%の効率、V _{IN} = 2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.6V、I _Q = 20μA、I _{SD} = <1μA、ThinSOTパッケージ
LTC3407/LTC3407-2	デュアル600mA/800mA (I _{OUT})、1.5MHz/2.25MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V _{IN} = 2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.6V、I _Q = 40μA、I _{SD} = <1μA、DFN、MS10Eパッケージ
LTC3409	600mA (I _{OUT})、1.5MHz/2.25MHz、同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V _{IN} = 1.6V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.613V、I _Q = 65μA、DD8パッケージ
LTC3410	300mA (I _{OUT})、2.25MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータBurst Mode動作付き	96%の効率、V _{IN} = 2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、I _Q = 26μA、I _{SD} = <1μA、SC7Oパッケージ
LTC3411	1.25A (I _{OUT})、4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V _{IN} = 2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、I _Q = 60μA、I _{SD} = <1μA、MSパッケージ
LTC3412/LTC3412A	2.5A/3A (I _{OUT})、4MHz、同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V _{IN} = 2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、I _Q = 60μA、I _{SD} = <1μA、TSSOP-16Eパッケージ
LTC3440	600mA (I _{OUT})、2MHz同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V _{IN} = 2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 2.5V~5V、I _Q = 25μA、I _{SD} = <1μA、MSパッケージ
LTC3548	デュアル400mA/800mA (I _{OUT})、2.25MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V _{IN} = 2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.6V、I _Q = 40μA、I _{SD} = <1μA、DFN、MS10Eパッケージ

3410bfa