

# 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%
- 非常に低い消費電流:わずか26 $\mu$ A
- 低い出力電圧リップル
- 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1 $\mu$ A以下
- 出力電圧精度: $\pm 2\%$
- 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
- ワイヤレス・モデムおよびDSLモデム
- デジタルカメラ
- MP3プレーヤ
- 携帯機器

## 概要

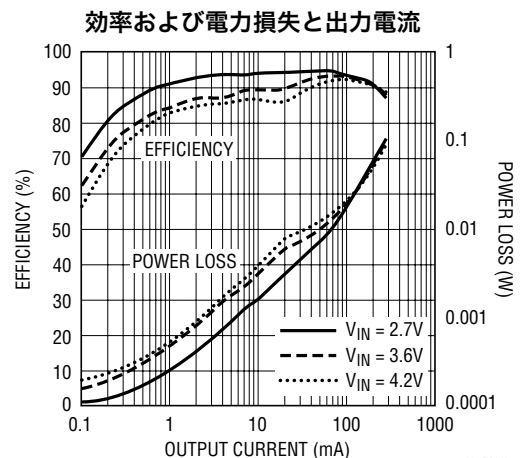
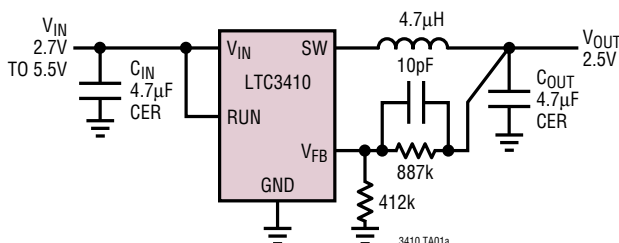
LTC<sup>®</sup>3410は、固定周波数の電流モード・アーキテクチャを採用した、高効率のモノリシック同期整流式降圧レギュレータです。動作時の消費電流はわずか26 $\mu$ Aで、シャットダウン時には1 $\mu$ A以下まで減少します。入力電圧範囲が2.5V~5.5Vで、1セル・リチウムイオン・バッテリー駆動アプリケーションに最適です。100%デューティ・サイクルにより、低ドロップアウト動作が可能なので、携帯システムのバッテリー寿命を延ばすことができます。

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。LTC3410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。LTC3410は高さの低い小型のSC70パッケージで供給されます。

LT, LTC, LT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、6580258、6304066、6127815、6498466、6611131、5994885を含む米国特許により保護されています。

## 標準的応用例



3410 TAO1b

3410f

# LTC3410

## 絶対最大定格 (Note 1)

入力電源電圧.....	-0.3V~6V
RUN、V <sub>FB</sub> の電圧.....	-0.3V~V <sub>IN</sub>
SW電圧 (DC).....	-0.3V~(V <sub>IN</sub> +0.3V)
Pチャンネル・スイッチのソース電流 (DC).....	500mA
Nチャンネル・スイッチのシンク電流 (DC).....	500mA
ピークSWシンク電流とピークSWソース電流.....	630mA
動作温度範囲 (Note 2).....	-40°C~85°C
接合部温度 (Note 3、5).....	125°C
保存温度範囲.....	-65°C~150°C
リード温度 (半田付け、10秒).....	300°C

## パッケージ/発注情報

	ORDER PART NUMBER
	LTC3410ESC6
	SC6 PART MARKING
	LBSD
<b>Order Options</b> Tape and Reel: Add #TR Lead Free: Add #PBF Lead Free Tape and Reel: Add #TRPBF Lead Free Part Marking: <a href="http://www.linear.com/leadfree/">http://www.linear.com/leadfree/</a>	

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、弊社へ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<sub>A</sub>=25°Cでの値。注記がない限り、V<sub>IN</sub> = 3.6V。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
I <sub>VFB</sub>	Feedback Current		●		±30	nA	
I <sub>PK</sub>	Peak Inductor Current	V <sub>IN</sub> = 3V, V <sub>FB</sub> = 0.7V, Duty Cycle < 35%		380	490	mA	
V <sub>FB</sub>	Regulated Feedback Voltage		●	0.784	0.8	0.816	V
ΔV <sub>FB</sub>	Reference Voltage Line Regulation	V <sub>IN</sub> = 2.5V to 5.5V	●	0.04	0.4	%/V	
V <sub>LOADREG</sub>	Output Voltage Load Regulation	I <sub>LOAD</sub> = 50mA to 250mA		0.5		%	
V <sub>IN</sub>	Input Voltage Range		●	2.5	5.5	V	
V <sub>UVLO</sub>	Undervoltage Lockout Threshold	V <sub>IN</sub> Rising V <sub>IN</sub> Falling		2 1.94	2.3	V V	
I <sub>S</sub>	Input DC Bias Current	(Note 4)					
	Burst Mode <sup>®</sup> Operation	V <sub>FB</sub> = 0.83V, I <sub>LOAD</sub> = 0A		26	35		
μA	Shutdown	V <sub>RUN</sub> = 0V		0.1	1	μA	
f <sub>OSC</sub>	Oscillator Frequency	V <sub>FB</sub> = 0.8V V <sub>FB</sub> = 0V	●	1.8	2.25	2.7	MHz
R <sub>PFET</sub>	R <sub>DS(ON)</sub> of P-Channel FET	I <sub>SW</sub> = 100mA		0.75	0.9	Ω	
R <sub>NFET</sub>	R <sub>DS(ON)</sub> of N-Channel FET	I <sub>SW</sub> = -100mA		0.55	0.7	Ω	
I <sub>LSW</sub>	SW Leakage	V <sub>RUN</sub> = 0V, V <sub>SW</sub> = 0V or 5V, V <sub>IN</sub> = 5V		±0.01	±1	μA	
V <sub>RUN</sub>	RUN Threshold		●	0.3	1	1.5	V
I <sub>RUN</sub>	RUN Leakage Current		●	±0.01	±1	μA	

Burst Modeはリニアテクノロジー社の登録商標です。

**Note 1:** 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスの寿命に影響を及ぼす値。

**Note 2:** LTC3410Eは0°C~70°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<sub>J</sub>は周囲温度T<sub>A</sub>および消費電力P<sub>D</sub>から次式に従って計算される。  
LTC3410: T<sub>J</sub> = T<sub>A</sub> + (P<sub>D</sub>)(250°C/W)

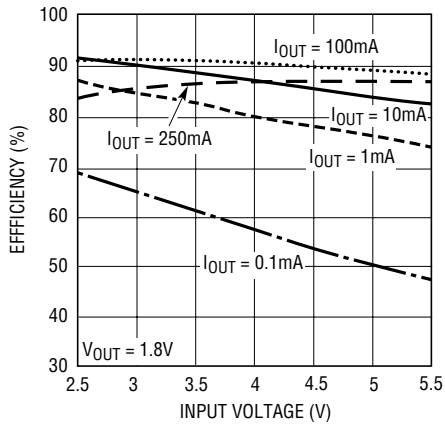
**Note 4:** スイッチング周波数で供給されるゲート電荷により動作時電源電流が増える。

**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

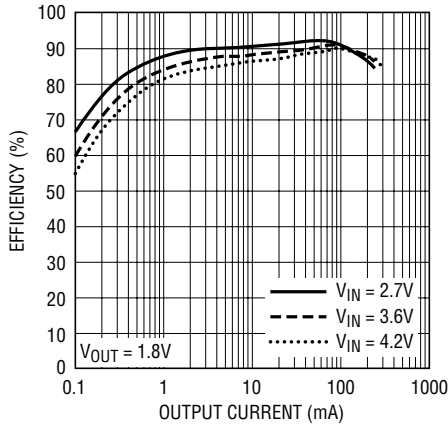
(抵抗分割器の抵抗値以外は図1から)

効率と入力電圧



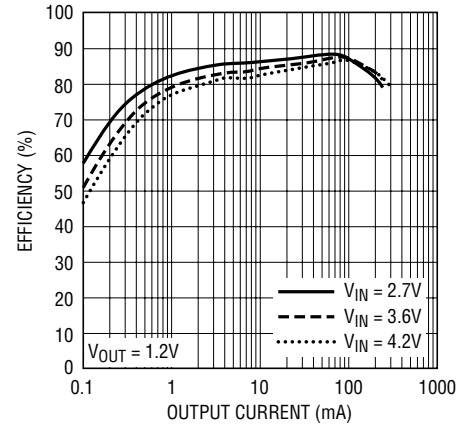
3410 G02

効率と出力電流



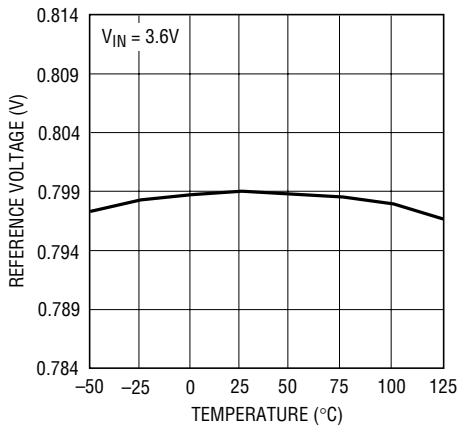
3410 G03

効率と出力電流



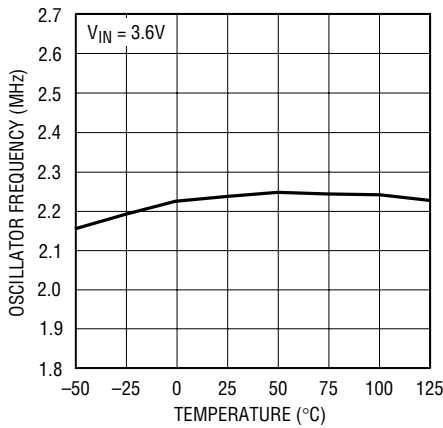
3410 G04

リファレンス電圧と温度



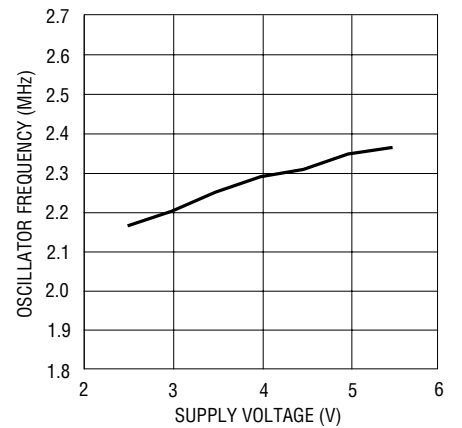
3410 G05

発振器周波数と温度



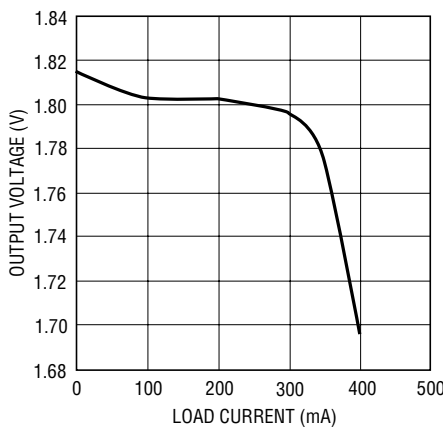
3410 G06

発振器周波数と電源電圧



3410 G07

出力電圧と負荷電流

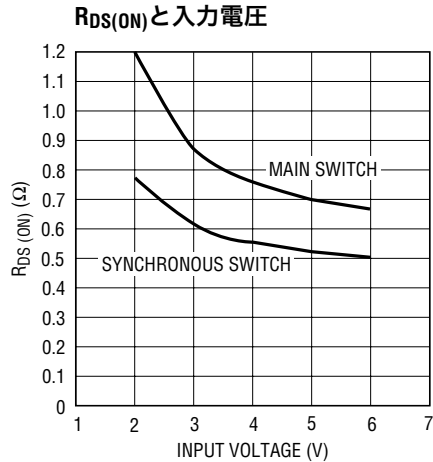


3410 G08

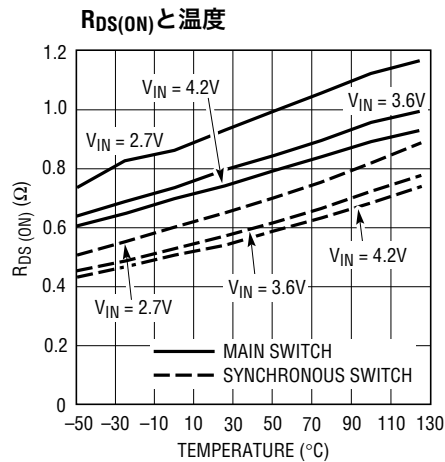
# LTC3410

## 標準的性能特性

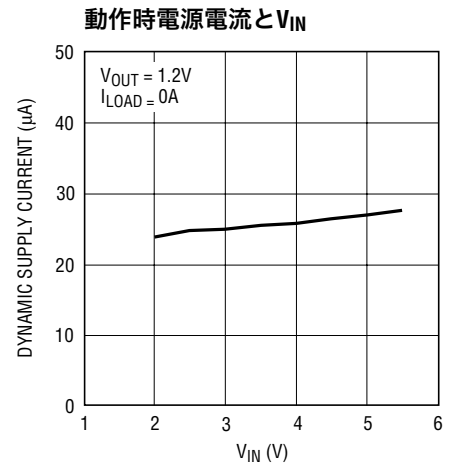
(抵抗分割器の抵抗値以外は図1から)



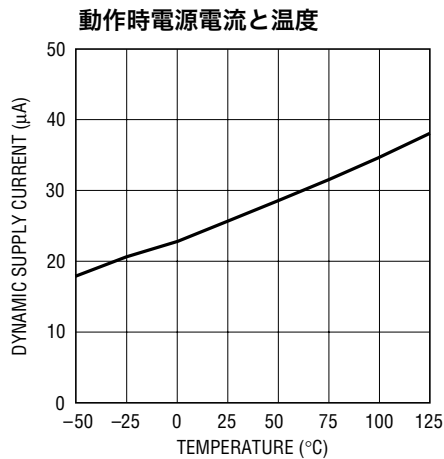
3410 G09



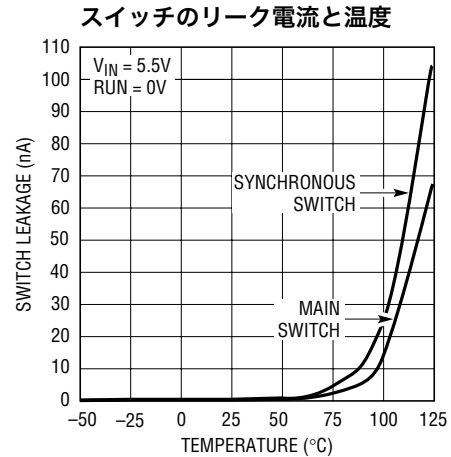
3410 G10



3410 G11



3410 G12

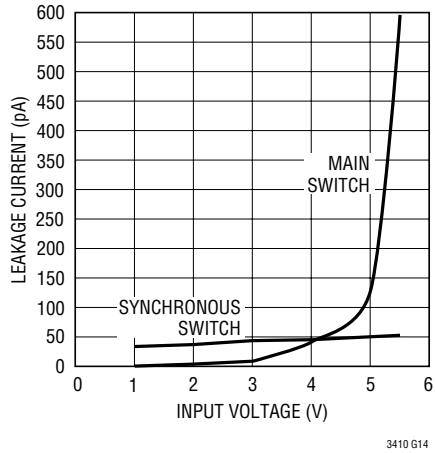


3410 G13

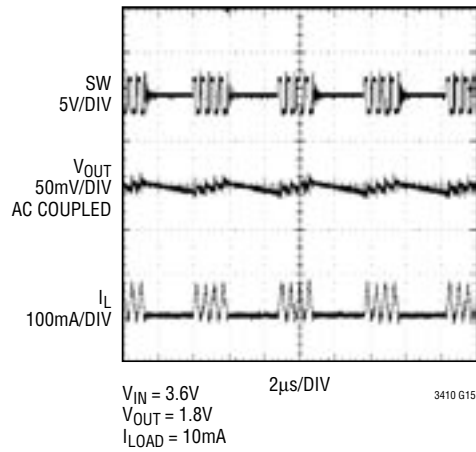
## 標準的性能特性

(抵抗分割器の抵抗値以外は図1から)

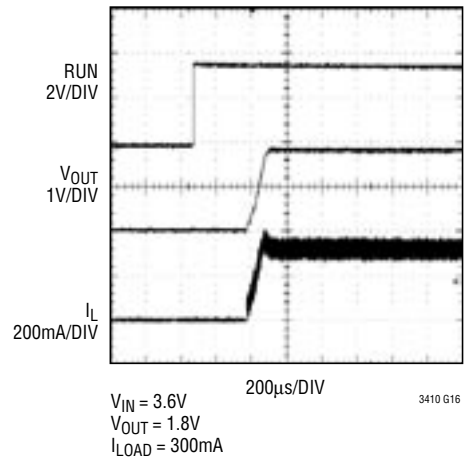
スイッチのリーク電流と入力電圧



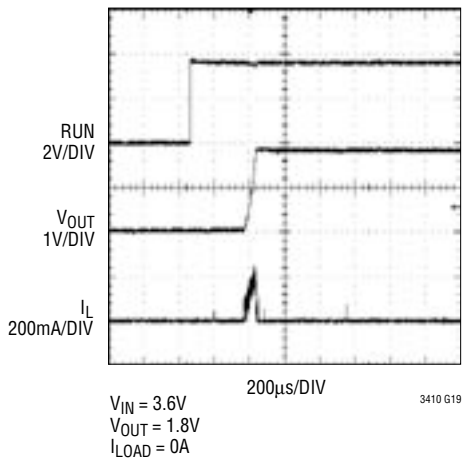
Burst Mode動作



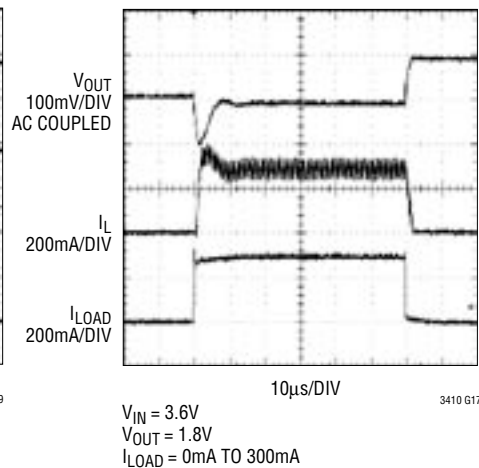
シャットダウンからの起動



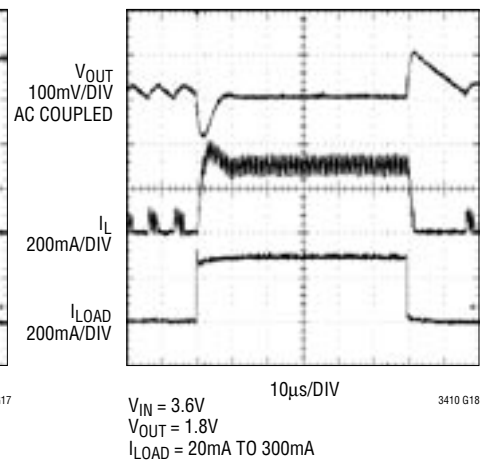
シャットダウンからの起動



負荷ステップ



負荷ステップ



# LTC3410

## 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、デバイスがイネーブルされます。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セーブルされ、電源電流は1 $\mu$ 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。

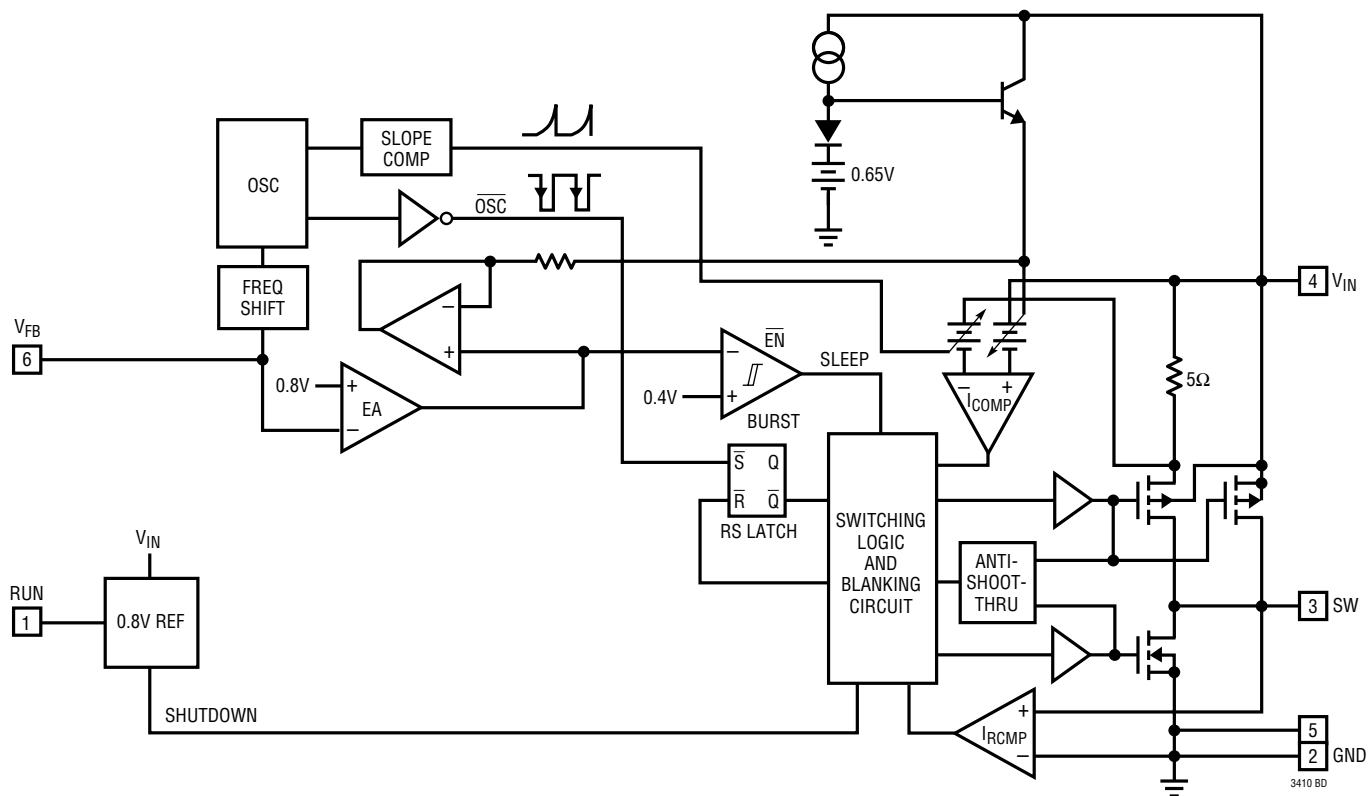
**GND (ピン2, 5):** グランド・ピン。

**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<sub>IN</sub> (ピン4):** 主電源ピン。2.2 $\mu$ 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<sub>FB</sub> (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。

## 機能図



## 動作 (機能図を参照)

### メイン制御ループ

LTC3410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。

### Burst Mode動作

LTC3410はBurst Mode動作が可能で、この場合、内部パワーMOSFETは負荷需要に応じて間欠的に動作します。

コンバータがBurst Mode動作のとき、インダクタのピーク電流は出力負荷に関係なく約70mAに設定されます。それぞれのバーストの発生は軽負荷時には数サイクル継続し、中負荷時には短いスリープ期間を挟んでほぼ連続的

にサイクルが継続します。これらのバースト発生の合間では、パワーMOSFETと不要の回路がオフし、消費電流は26 $\mu$ Aに減少します。このスリープ状態では、負荷電流は唯一出力コンデンサから供給されます。出力電圧が垂下するにつれ、EAアンプの出力がスリープ・スレッショルドを超えて上昇し、BURSTコンパレータをトリップしてトップMOSFETをオンします。この過程が負荷需要に依存した速度で繰り返されます。

### 短絡保護

出力がグラウンドに短絡すると、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。

## 動作 (機能図を参照)

注意すべき別の重要な細目は、低い入力電源電圧では、Pチャンネル・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、LTC3410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%を越すデューティ・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%を越すデューティ・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、LTC3410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。



## アプリケーション情報

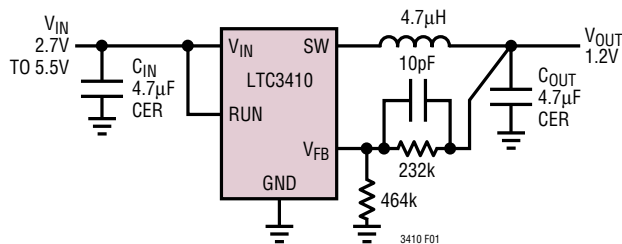


図1. 高効率降圧コンバータ

基本的なLTC3410の応用回路を図1に示します。外付け部品を選択は負荷条件に基づいておこない、Lの選択から始め、C<sub>IN</sub>とC<sub>OUT</sub>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2.2µH～4.7µH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<sub>IN</sub>やV<sub>OUT</sub>が高くて、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 $\Delta I_L = 120\text{mA}$  (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ものに等しくして、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。

インダクタ値はBurst Mode動作にも影響を与えます。インダクタ電流のピークが100mAに低下すると、低電流動作への移行が開始されます。インダクタ値を低くする ( $\Delta I_L$  を高くする) と、相対的に低い負荷電流でBurst Modeに移行するので、低電流動作の相対的に上の範囲の効率が低下する可能性があります。Burst Mode動作では、インダクタンス値が小さくなるとバースト周波数が上がります。

## 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は、LTC3410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。LTC3410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	2.2µH	510mA	0.13Ω	1.6mm
	CB2012T2R2M	2.2µH	530mA	0.33Ω	1.25mm
	LBC2016T3R3M	3.3µH	410mA	0.27Ω	1.6mm
Panasonic	ELT5KT4R7M	4.7µH	950mA	0.2Ω	1.2mm
Sumida	CDRH2D18/LD	4.7µH	630mA	0.086Ω	2mm
Murata	LQH32CN4R7M23	4.7µH	450mA	0.2Ω	2mm
Taiyo Yuden	NR30102R2M	2.2µH	1100mA	0.1Ω	1mm
	NR30104R7M	4.7µH	750mA	0.19Ω	1mm
FDK	FDKMIPF2520D	4.7µH	1100mA	0.11Ω	1mm
	FDKMIPF2520D	3.3µH	1200mA	0.1Ω	1mm
	FDKMIPF2520D	2.2µH	1300mA	0.08Ω	1mm

C<sub>IN</sub>とC<sub>OUT</sub>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<sub>OUT</sub>/V<sub>IN</sub>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。

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

この式はV<sub>IN</sub>=2V<sub>OUT</sub>で最大値をとります。ここで、I<sub>RMS</sub>=I<sub>OUT</sub>/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。

## アプリケーション情報

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<sub>OUT</sub>は必要な等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。C<sub>OUT</sub>のESRの条件を満たささえすれば、一般にRMS電流定格はI<sub>RIPPLE(P-P)</sub>の条件をはるかに上回ります。出力リップルΔV<sub>OUT</sub>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<sub>OUT</sub>=出力容量、ΔI<sub>L</sub>=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<sub>L</sub>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ジ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。LTC3410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、自由にセラミック・コンデンサを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<sub>IN</sub>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<sub>IN</sub>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。

使用すべき推奨容量値は、入力と出力の両方のコンデンサに対して4.7μFです。V<sub>OUT</sub>が2.5Vを超すアプリケーションでは、出力容量の推奨値が増加します。表2を参照してください。

表2. 容量の選択

OUTPUT VOLTAGE RANGE	OUTPUT CAPACITANCE	INPUT CAPACITANCE
0.8V ≤ V <sub>OUT</sub> ≤ 2.5V	4.7μF	4.7μF
V <sub>OUT</sub> > 2.5V	10μH or 2x 4.7μF	4.7μF

### 出力電圧のプログラミング

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。

### 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。

$$\text{効率} = 100\% - (L1 + L2 + L3 + \dots)$$

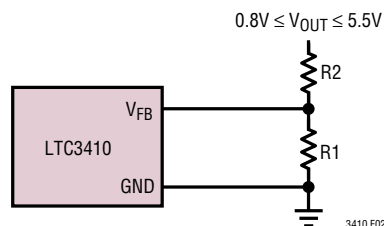


図2. LTC3410の出力電圧の設定

## アプリケーション情報

ここで、L1、L2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、LTC3410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かねません。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、 $V_{IN}$ からグラウンドに微小電荷 $dQ$ 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その他の損失は一般に全追加損失の2%以下に過ぎません。

### 熱に関する検討事項

ほとんどのアプリケーションで、LTC3410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LTC3410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。

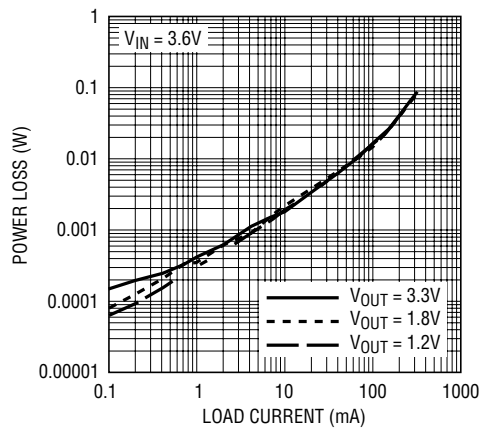


図3. 電力損失と負荷電流

## アプリケーション情報

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。

LTC3410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、 $\theta_{JA}$ 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LTC3410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1.0Ω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、 $\theta_{JA}$ 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。

$$T_J = 70^\circ C + (0.09)(250) = 92.5^\circ C$$

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。 $\Delta I_{LOAD}$ 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。

## 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LTC3410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。
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(+)プレートとグラウ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。

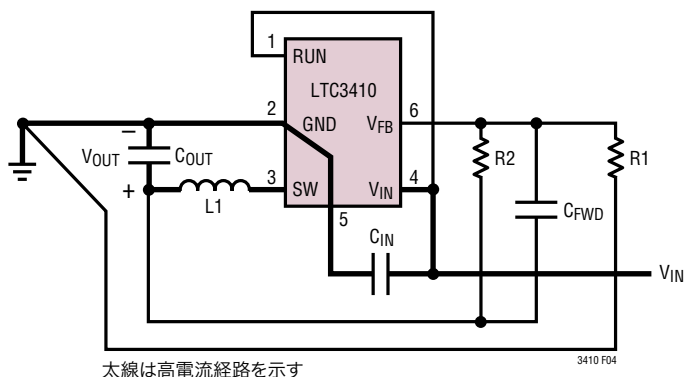


図4. LTC3410のレイアウト図

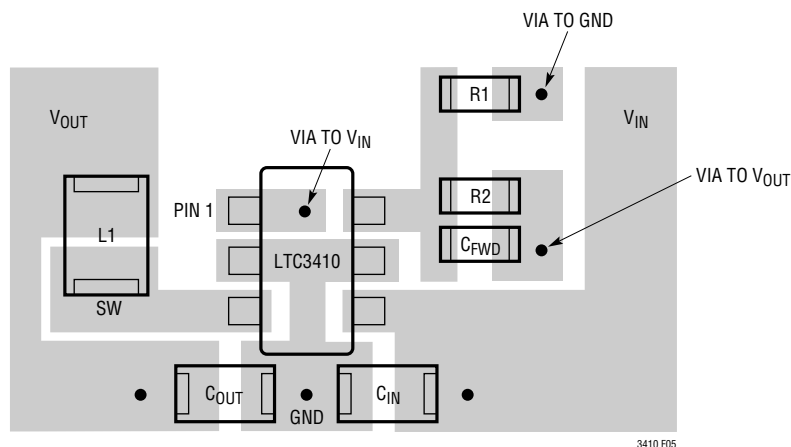


図5. LTC3410の推奨レイアウト

## アプリケーション情報

### 設計例

設計例として、LTC3410をリチウムイオン・バッテリー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3V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、 $V_{OUT} = 3V$ 、 $V_{IN} = 4.2V$ 、 $\Delta I_L = 100mA$ および $f = 2.25MHz$ を代入すると、次の値が得られます。

$$L = \frac{3V}{2.25MHz(100mA)} \left( 1 - \frac{3V}{4.2V} \right) = 3.8\mu H$$

このアプリケーションでは、4.7 $\mu H$ のインダクタで十分動作します。効率を上げるには、直列抵抗が0.3 $\Omega$ 以下の350mA以上のインダクタを選択します。

$C_{IN}$ にはRMS電流定格が全温度範囲で少なくとも0.125A = 約 $I_{LOAD(MAX)}/2$ のものが必要で、 $C_{OUT}$ にはESRが0.5 $\Omega$ より小さなものが重要です。ほとんどの場合、セラミック・コンデンサはこの条件を満たします。「表2. 容量の選択」から、 $C_{OUT} = 10\mu F$ 、 $C_{IN} = 4.7\mu F$ とします。

帰還抵抗には、 $R1 = 301k$ を選択します。次に、式(2)から $R2$ を次のように計算することができます。

$$R2 = \left( \frac{V_{OUT}}{0.8} - 1 \right) R1 = 827.8k; \text{ use } 825k$$

完全な回路とその効率曲線を図6に示します。

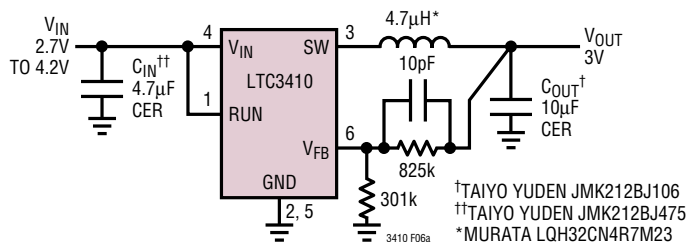


図6a

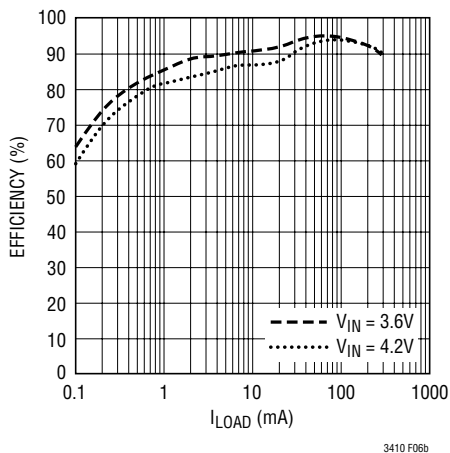


図6b

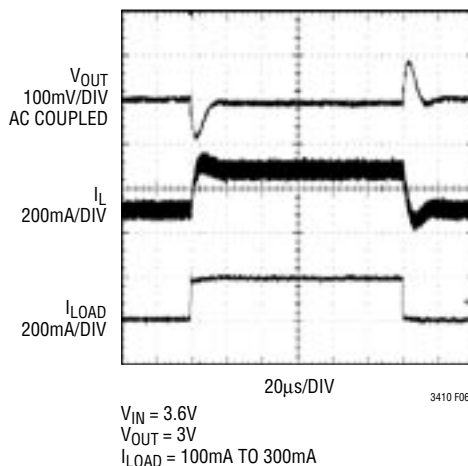
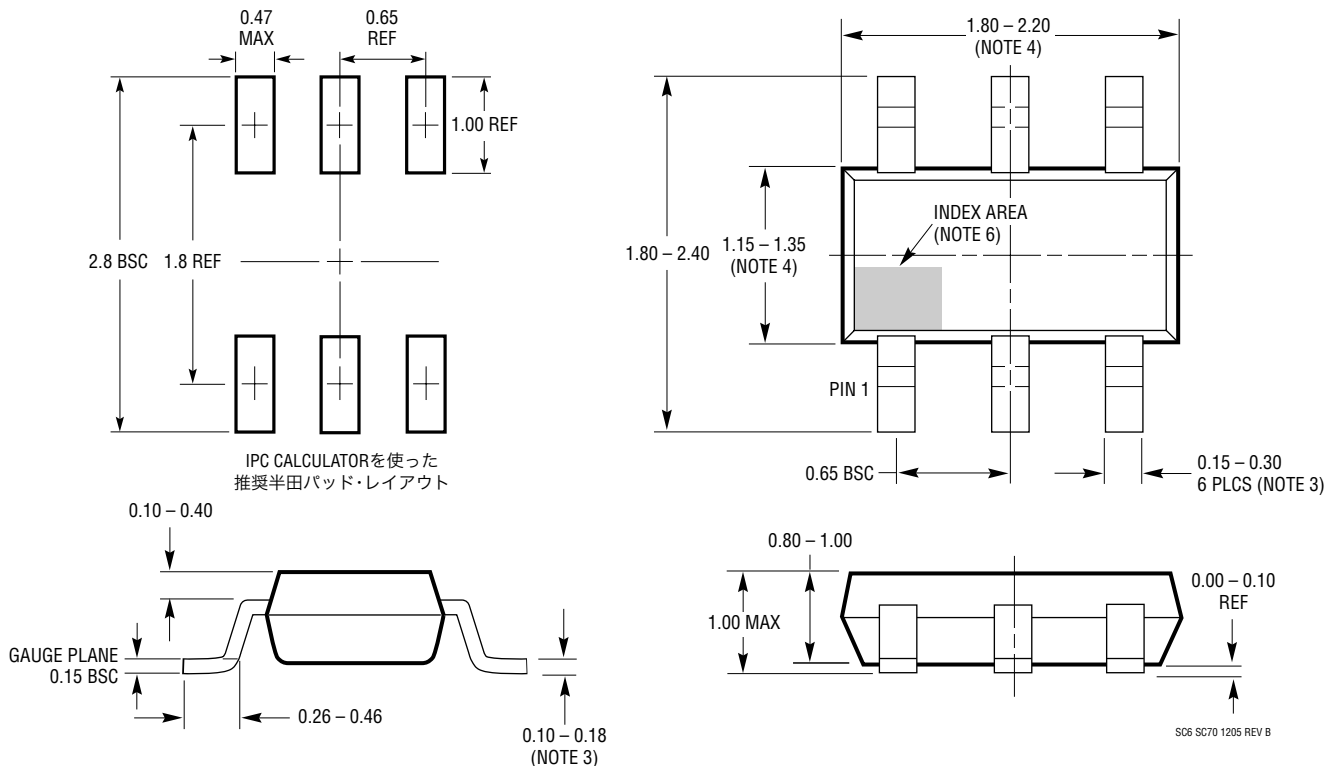


図6c

## パッケージ寸法

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



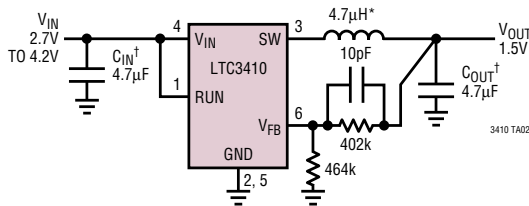
## NOTE:

1. 寸法はミリメートル
2. 図は実寸とは異なる
3. 寸法には半田を含む
4. 寸法にはモールドのバリやメタルのバリを含まない
5. モールドのバリは0.254mmを超えてはならない
6. ピン1の識別マークの詳細はオプションだが、インデックス領域内になければならない
7. EIAJパッケージ参照番号はEIAJ SC-70である
8. JEDECパッケージ参照番号はMO-203のバリエーションABである

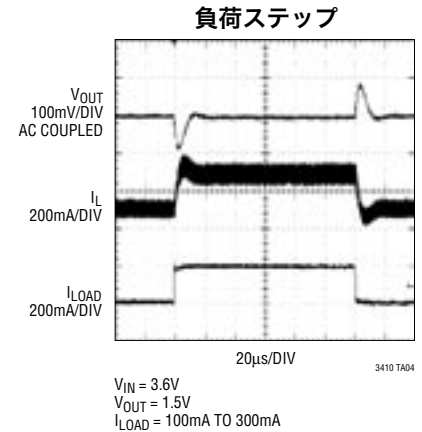
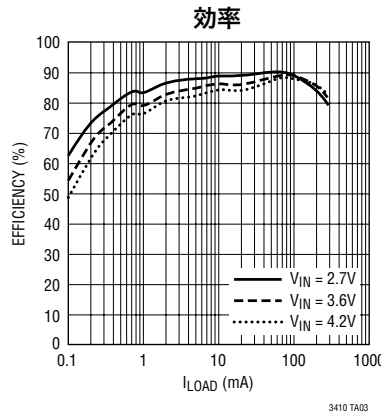
# LTC3410

## 標準的応用例

### 高さの低い(1mm未満)部品の使用



†TAIYO YUDEN JMK212BJ475  
\*FDK MIPF2520D



## 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, $V_{IN} = 3.6V \sim 25V$ , $V_{OUT} = 1.25V$ , $I_Q = 1.9mA$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , ThinSOTパッケージ
LT1676	450mA ( $I_{OUT}$ ), 100kHz, 高効率降圧DC/DCコンバータ	90%の効率, $V_{IN} = 7.4V \sim 60V$ , $V_{OUT} = 1.24V$ , $I_Q = 3.2mA$ , $I_{SD} = 2.5\mu A$ , S8パッケージ
LT1776	500mA ( $I_{OUT}$ ), 200kHz, 高効率降圧DC/DCコンバータ	90%の効率, $V_{IN} = 7.4V \sim 40V$ , $V_{OUT} = 1.24V$ , $I_Q = 3.2mA$ , $I_{SD} = 30\mu A$ , N8, S8パッケージ
LTC1877	600mA ( $I_{OUT}$ ), 550kHz同期式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率, $V_{IN} = 2.7V \sim 10V$ , $V_{OUT} = 0.8V$ , $I_Q = 10\mu A$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , MS8パッケージ
LTC1878	600mA ( $I_{OUT}$ ), 550kHz同期式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率, $V_{IN} = 2.7V \sim 6V$ , $V_{OUT} = 0.8V$ , $I_Q = 10\mu A$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , MS8パッケージ
LTC1879	1.2A ( $I_{OUT}$ ), 550kHz同期式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率, $V_{IN} = 2.7V \sim 10V$ , $V_{OUT} = 0.8V$ , $I_Q = 15\mu A$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , TSSOP-16パッケージ
LTC3403	600mA ( $I_{OUT}$ ), 1.5MHz同期式降圧DC/DCコンバータ バイパス・トランジスタ付き	96%の効率, $V_{IN} = 2.5V \sim 5.5V$ , $V_{OUT}$ = 動的に可変, $I_Q = 20\mu A$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , DFNパッケージ
LTC3404	600mA ( $I_{OUT}$ ), 1.4MHz同期式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率, $V_{IN} = 2.7V \sim 6V$ , $V_{OUT} = 0.8V$ , $I_Q = 10\mu A$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , MS8パッケージ
LTC3405/LTC3405A	300mA ( $I_{OUT}$ ), 1.5MHz同期式降圧DC/DCコンバータ	96%の効率, $V_{IN} = 2.5V \sim 5.5V$ , $V_{OUT} = 0.8V$ , $I_Q = 20\mu A$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , ThinSOTパッケージ
LTC3406	600mA ( $I_{OUT}$ ), 1.5MHz同期式降圧DC/DCコンバータ	96%の効率, $V_{IN} = 2.5V \sim 5.5V$ , $V_{OUT} = 0.6V$ , $I_Q = 20\mu A$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , ThinSOTパッケージ
LTC3409	600mA ( $I_{OUT}$ ), 1.5MHz/2.25MHz 同期式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率, $V_{IN} = 1.6V \sim 5.5V$ , $V_{OUT} = 0.613V$ , $I_Q = 65\mu A$ , DD8パッケージ
LTC3410B	300mA ( $I_{OUT}$ ), 2.25MHz同期式降圧DC/DCコンバータ Burst Modeはデイスエーブル	96%の効率, $V_{IN} = 2.5V \sim 3.5V$ , $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ , $I_Q = 200\mu A$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , SC70パッケージ
LTC3411	1.25A ( $I_{OUT}$ ), 4MHz同期式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率, $V_{IN} = 2.5V \sim 5.5V$ , $V_{OUT} = 0.8V$ , $I_Q = 60\mu A$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , MSパッケージ
LTC3412	2.5A ( $I_{OUT}$ ), 4MHz同期式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率, $V_{IN} = 2.5V \sim 5.5V$ , $V_{OUT} = 0.8V$ , $I_Q = 60\mu A$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , TSSOP-16Eパッケージ
LTC3440	600mA ( $I_{OUT}$ ), 2MHz同期式昇降圧DC/DCコンバータ	95%の効率, $V_{IN} = 2.5V \sim 5.5V$ , $V_{OUT} = 2.5V$ , $I_Q = 25\mu A$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , MSパッケージ

3410f

16

リニアテクノロジー株式会社

〒102-0094 東京都千代田区紀尾井町3-6秀和紀尾井町パークビル8F  
TEL 03-5226-7291 • FAX 03-5226-0268 • www.linear-tech.co.jp

1205 • PRINTED IN JAPAN  
**LINEAR**  
TECHNOLOGY

© LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION 2004