

超低消費電力15mA  
同期整流式降圧  
スイッチング・レギュレータ

## 特長

- 高効率:最大95%
- 最大出力電流:15mA
- 外部設定可能な初期値50kHzの内部周波数クランプにより、可聴ノイズを最小に抑制
- 消費電流:18µA
- 入力電圧範囲:2.9V~5.5V
- 低バッテリ検出
- 0.6V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での消費電流: < 1µA
- 2.8Vの低電圧ロックアウト
- 独自の低ノイズ制御アーキテクチャ
- パワーMOSFETを内蔵
- ショットキー・ダイオード不要
- ソフトスタート機能
- 2mm×2mm 小型8ピンDFNパッケージ

## アプリケーション

- 補聴器
- ワイヤレス・ヘッドセット
- リチウムイオン電池アプリケーション
- ボタン電池の置換

LT、LT、LTC、LTM、Linear TechnologyおよびLinear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。7528587を含む米国特許によって保護されています。

## 概要

LTC<sup>®</sup>3620は高効率同期整流式降圧レギュレータで、1セル・リチウムイオン・バッテリで駆動される非常に小さい実装面積の低消費電力アプリケーションに適しています。

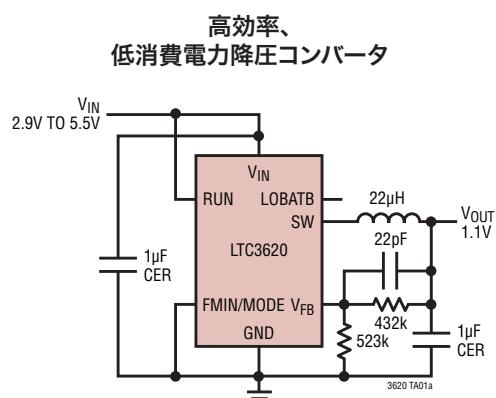
内部同期スイッチにより、効率が向上し、外付けのショットキー・ダイオードが不要です。また、0.6Vの帰還リファレンス電圧により、低出力電圧を容易に実現できます。LTC3620-1オプションは1.1Vの出力を供給するように内部設定されています。

LTC3620は独自の可変周波数アーキテクチャを採用することにより、電力損失を最小限に抑え、高効率を達成します。スイッチング周波数は負荷電流に比例しますが、内部周波数クランプにより、軽負荷時の最小スイッチング周波数を可聴帯域内のノイズが最小になるように強制します。また、FMIN/MODEピンに外部クロックを印加することにより、ユーザーがこのクランプの周波数を設定できます。

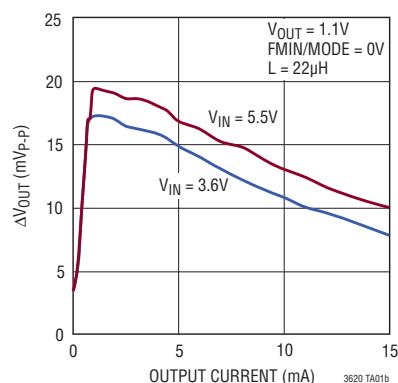
バッテリ状態出力LOBATBは、入力電圧が3Vを下回っていることを知らせます。入力電圧が2.8Vを下回ると、バッテリの損傷を防ぐため、低電圧ロックアウト(UVLO)回路がデバイスをシャットダウンします。

LTC3620は高さの低い2mm×2mm 8ピンDFNパッケージで供給されます。

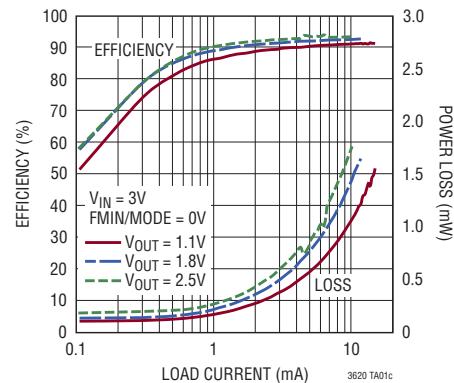
## 標準的応用例



出力電圧リップルと  
負荷電流



効率と負荷電流



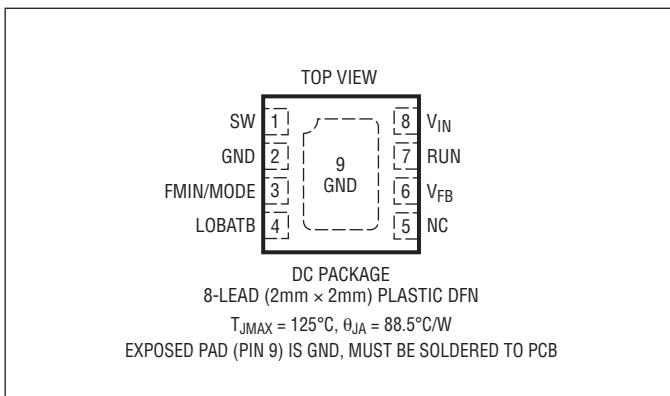
# LTC3620

## 絶対最大定格

(Note 1)

入力電源電圧	-0.3V~6V
RUN電圧	-0.3V~(V <sub>IN</sub> +0.3V)
V <sub>FB</sub> 電圧	-0.3V~(V <sub>IN</sub> +0.3V)
LOBATB電圧	-0.3V~6V
FMIN/MODE電圧	-0.3V~(V <sub>IN</sub> +0.3V)
SW電圧	-0.3V~(V <sub>IN</sub> +0.3V)
Pチャネル・スイッチ・ソース電流(DC)	50mA
Nチャネル・スイッチ・シンク電流(DC)	50mA
動作接合部温度範囲(Note 2)	-40°C~125°C
保存温度範囲	-65°C~150°C

## ピン配置



## 発注情報

鉛フリー仕様	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
LTC3620EDC#PBF	LTC3620EDC#TRPBF	LFJJ	8-Lead (2mm x 2mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
LTC3620EDC-1#PBF	LTC3620EDC-1#TRPBF	LFJK	8-Lead (2mm x 2mm) Plastic DFN	-40°C to 85°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。

非標準の鉛ベース仕様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。

鉛フリー仕様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/tapeandreel/> をご覧ください。

## 電気的特性

●は全動作接合部温度範囲での規格値を意味する。それ以外はT<sub>A</sub> = 25°Cでの値(Note 2)。注記がない限り、V<sub>IN</sub> = 3.6V。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V <sub>IN</sub>	Input Voltage Range		● 2.9	5.5		V
V <sub>FB</sub>	Regulated Feedback Voltage (Note 3)	LTC3620 LTC3620 LTC3620-1 LTC3620-1	● 0.594 ● 0.588 ● 1.089 ● 1.078	0.6 0.6 1.1 1.1	0.606 0.612 1.111 1.122	V
ΔV <sub>FB</sub>	Reference Voltage Line Regulation	V <sub>IN</sub> = 3V to 5.5V (Note 3)		0.05	0.15	%/V
V <sub>LOADREG</sub>	Output Voltage Load Regulation	(Note 3)			0.5	%
I <sub>Q</sub>	Quiescent Current, No Switching	V <sub>FB</sub> = 0.65V, FMIN/MODE = V <sub>IN</sub>		18	25	μA
I <sub>QSD</sub>	Quiescent Current in Shutdown	RUN = 0V		0.01	1	μA
I <sub>QU</sub>	Quiescent Current in UVLO Condition	RUN = V <sub>IN</sub> , V <sub>IN</sub> = 2.5V		0.5		μA
I <sub>PK</sub>	Peak Inductor Current			35		mA
f <sub>SW</sub>	Minimum Switching Frequency (Internal)	V <sub>FB</sub> = 0.65V, FIN/MODE = 0	●	40	50	kHz
V <sub>RUN</sub>	RUN Input Voltage High			0.8		V
	RUN Input Voltage Low				0.3	V
I <sub>RUN</sub>	RUN Leakage Current			±0.01	±1	μA

## 電気的特性

●は全動作接合部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(Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 3.6\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$V_{FMIN}$	FMIN/MODE Input Voltage High		0.9		0.7	V
	FMIN/MODE Input Voltage Low					
$f_{EXT}$	FMIN/MODE Input Frequency		20	300		kHz
$I_{FMIN/MODE}$	FMIN/MODE Pin Leakage Current			$\pm 0.01$	$\pm 1$	$\mu\text{A}$
$I_{SW}$	Switch Leakage Current	$V_{RUN} = 0\text{V}, V_{SW} = 0\text{V}$ or $5.5\text{V}, V_{IN} = 5.5\text{V}$		$\pm 0.01$	$\pm 1$	$\mu\text{A}$
$I_{FB}$	$V_{FB}$ Pin Current	LTC3620, $V_{FB} = 0.6\text{V}$	0	$\pm 30$	2.0	$\text{nA}$
		LTC3620-1, $V_{FB} = 1.1\text{V}$				
$V_{UVLO}$	Undervoltage Lockout (UVLO)	$V_{IN}$ Decreasing	2.7	2.8	2.9	V
$V_{LOBATB}$	LOBATB Threshold Voltage	$V_{IN}$ Decreasing	2.93	3.0	3.08	V
$R_{LOBATB}$	LOBATB Pull-Down On-Resistance			15		$\Omega$
$V_{HLOBATB}$	LOBATB Hysteresis Voltage			100		mV
$R_{PFET}$	$R_{DS(ON)}$ of P-channel FET (Note 4)	$I_{SW} = 50\text{mA}, V_{IN} = 3.6\text{V}$		2.0		$\Omega$
$R_{NFET}$	$R_{DS(ON)}$ of N-channel FET (Note 4)	$I_{SW} = -50\text{mA}, V_{IN} = 3.6\text{V}$		1.0		$\Omega$

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。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可能性がある。

Note 2: LTC3620は、 $T_J$ が $T_A$ にほぼ等しいパルス負荷条件でテストされている。LTC3620Eは $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の接合部温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ 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。これらの仕様と調和する最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱抵抗などの環境要因と関連した特定の動作条件によって決まることに注意。接合部温

度( $T_J$ 、単位: $^\circ\text{C}$ )は周囲温度( $T_A$ 、単位: $^\circ\text{C}$ )および電力損失( $P_D$ 、単位:W)から次式に従って計算される。

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

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

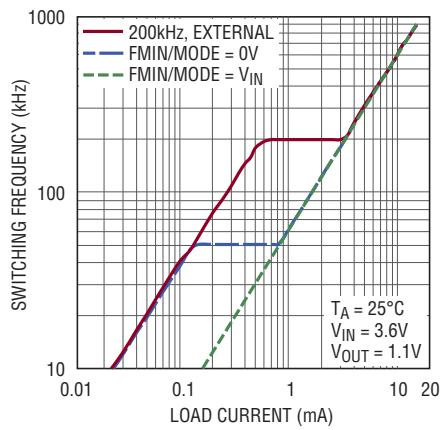
Note 3:LTC3620は $V_{FB}$ をエラーアンプの出力に接続する独自のテスト・モードでテストされる。

Note 4: DFNスイッチのオン抵抗は、ウェハ・レベルの測定との相関によって保証されている。

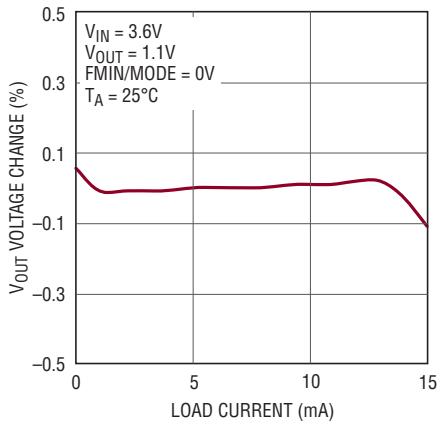
# LTC3620

## 標準的性能特性

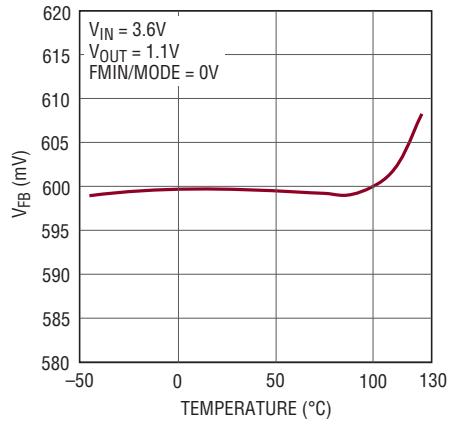
スイッチング周波数と負荷電流、  
FMIN/MODE



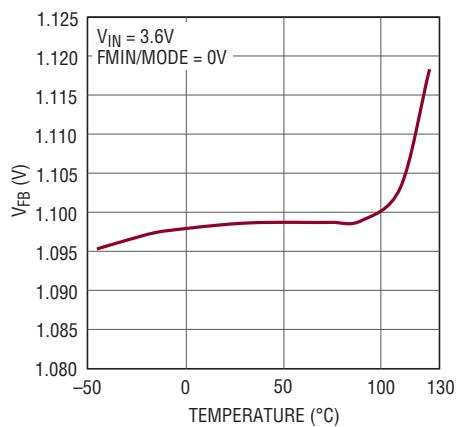
ロード・レギュレーション



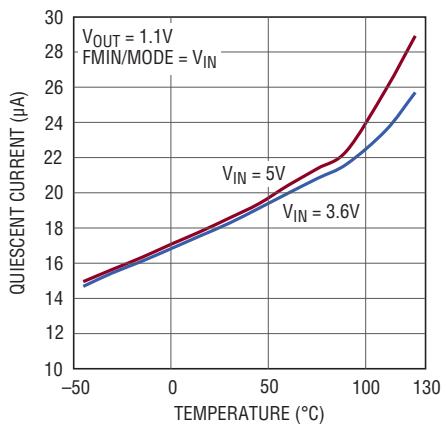
LTC3620の帰還電圧と温度



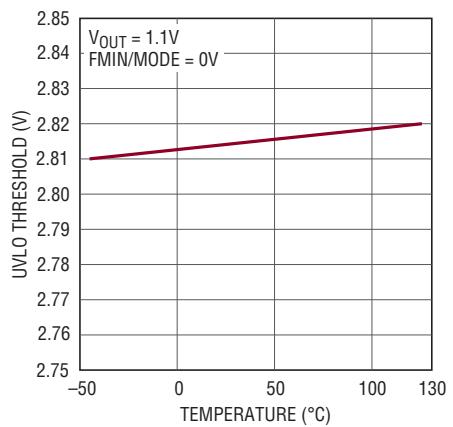
LTC3620-1の帰還電圧と温度



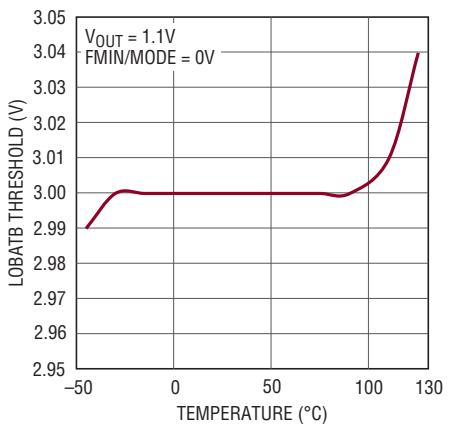
消費電流と温度



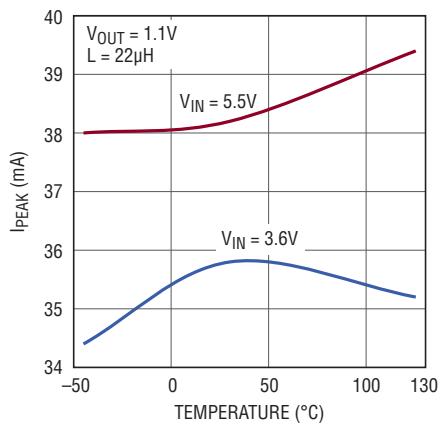
UVLOスレッショルドと温度



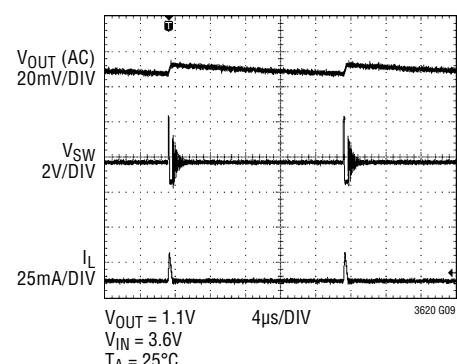
LOBATBスレッショルドと温度



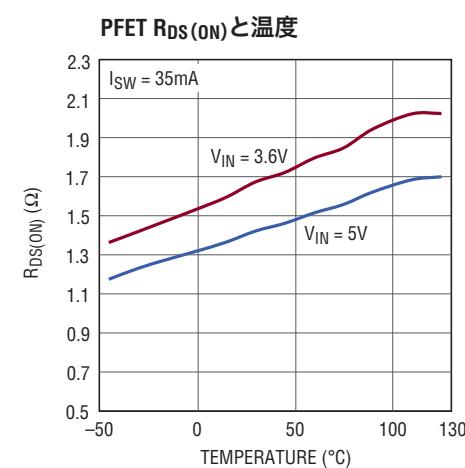
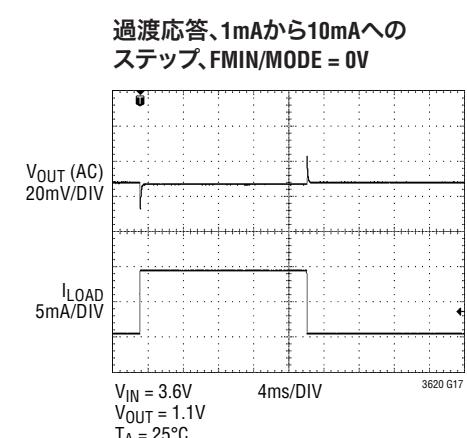
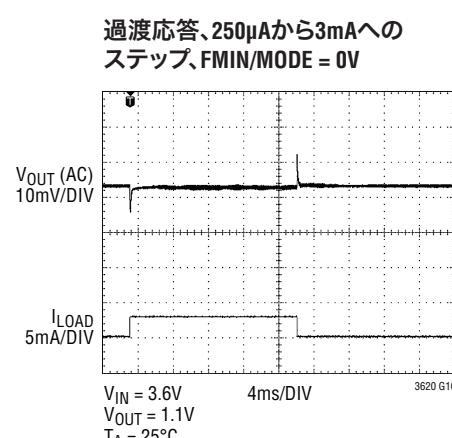
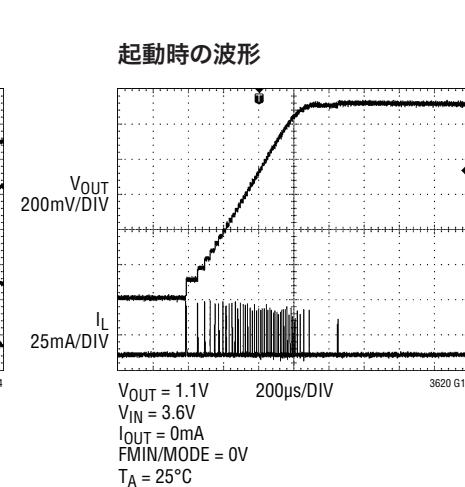
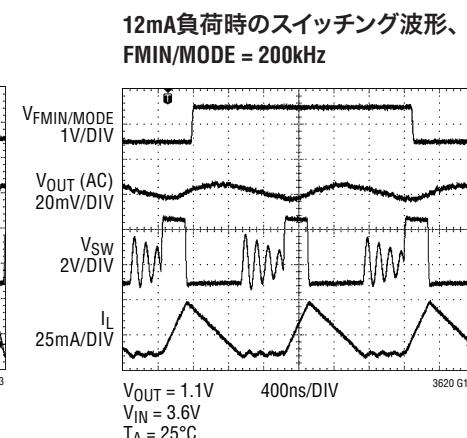
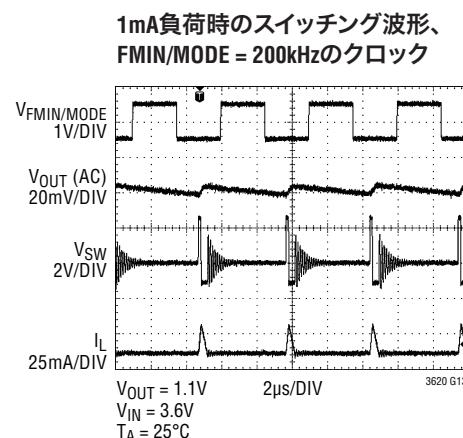
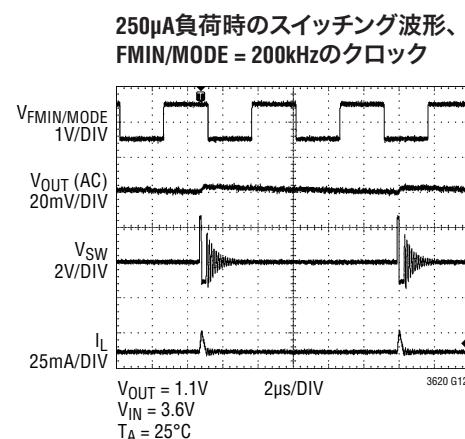
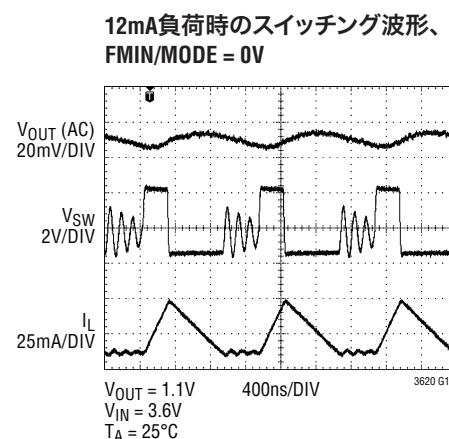
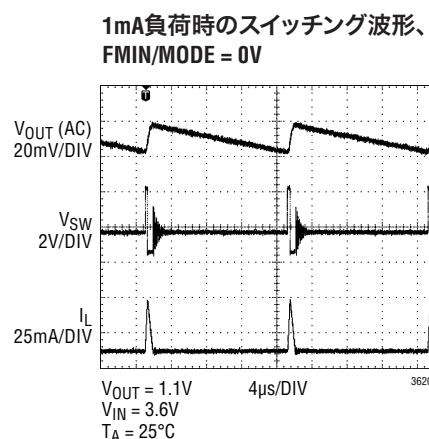
ピーク・インダクタ電流と温度



250μA負荷時のスイッチング波形、  
FMIN/MODE = 0V

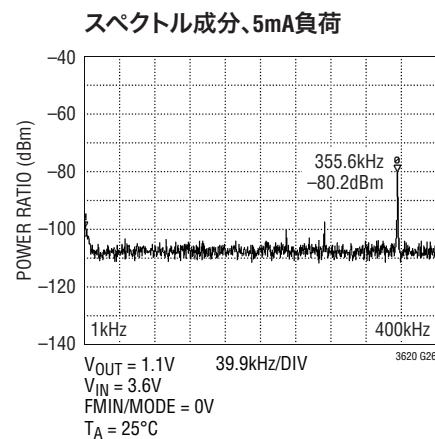
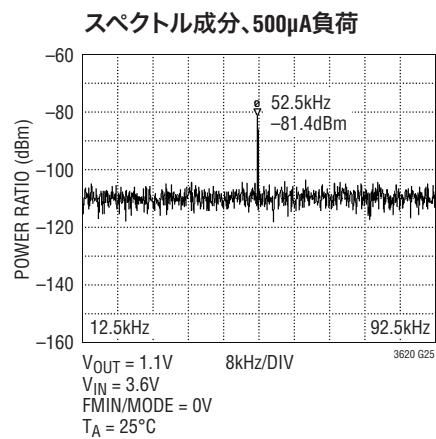
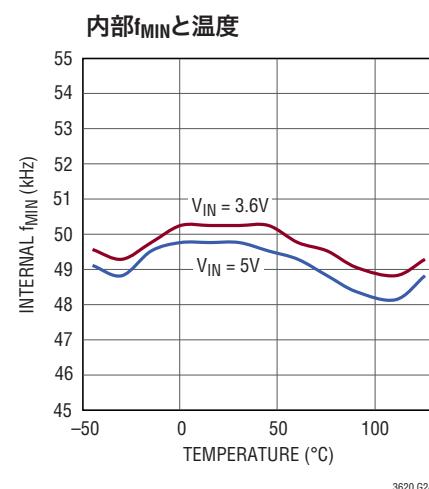
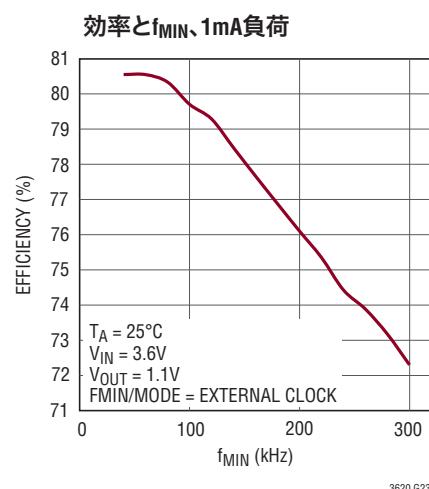
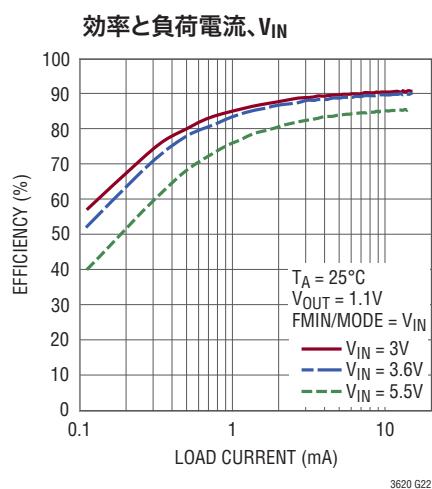
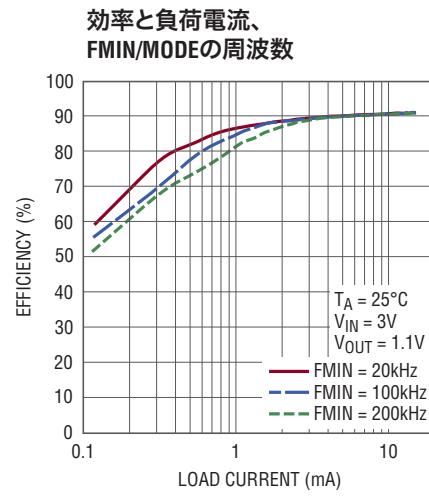
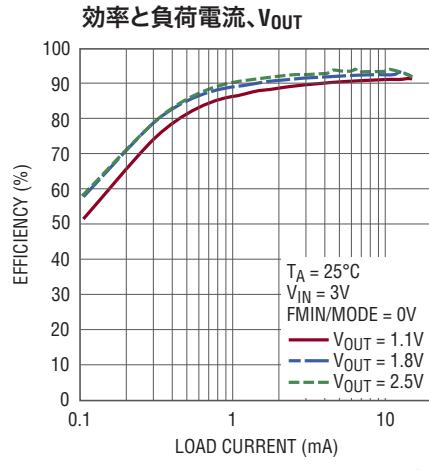
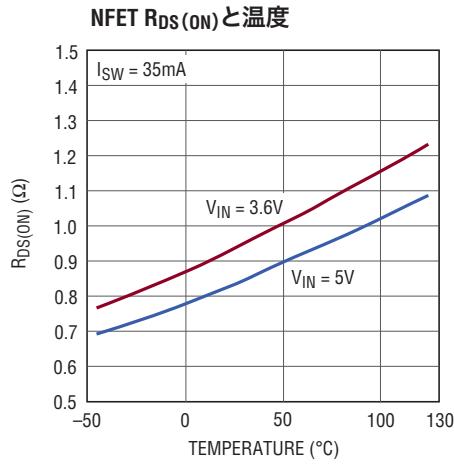


## 標準的性能特性



3620 G18

## 標準的性能特性



## ピン機能

**SW(ピン1)**: インダクタへのスイッチ・ノードの接続ピン。このピンは内部のパワーMOSFETスイッチに接続されています。

**GND(ピン2)**: 内部回路のグランド接続およびパワーパスのリターン。ローカル・グランド・プレーンに直接接続します。

**FMIN/MODE(ピン3)**: 周波数クランプの選択入力。このピンを20kHz～300kHzの外部クロックでドライブすることにより、最小スイッチング周波数が設定されます。このピンを“L”にすると、最小スイッチング周波数が50kHzに内部設定されます。このピンを“H”にすると、最小スイッチング周波数が無効になり、デバイスは負荷電流に応じた任意の低い周波数でのスイッチングが可能になります。

**LOBATB(ピン4)**: 低バッテリ状態の出力。このオープンドレイン出力は $V_{IN}$ が3Vを下回ると“L”になります。

**NC(ピン5)**: NC。

**$V_{FB}$ (ピン6)**: レギュレータの帰還ピン。このピンは出力に接続された抵抗分割器からの帰還電圧を受け取ります。LTC3620-1の場合、このピンは $V_{OUT}$ に直接接続する必要があります。 $V_{OUT}$ は「ブロック図」に示すように、 $V_{OUT}$ は内部で0.6Vのリファレンス電圧に分圧されます。

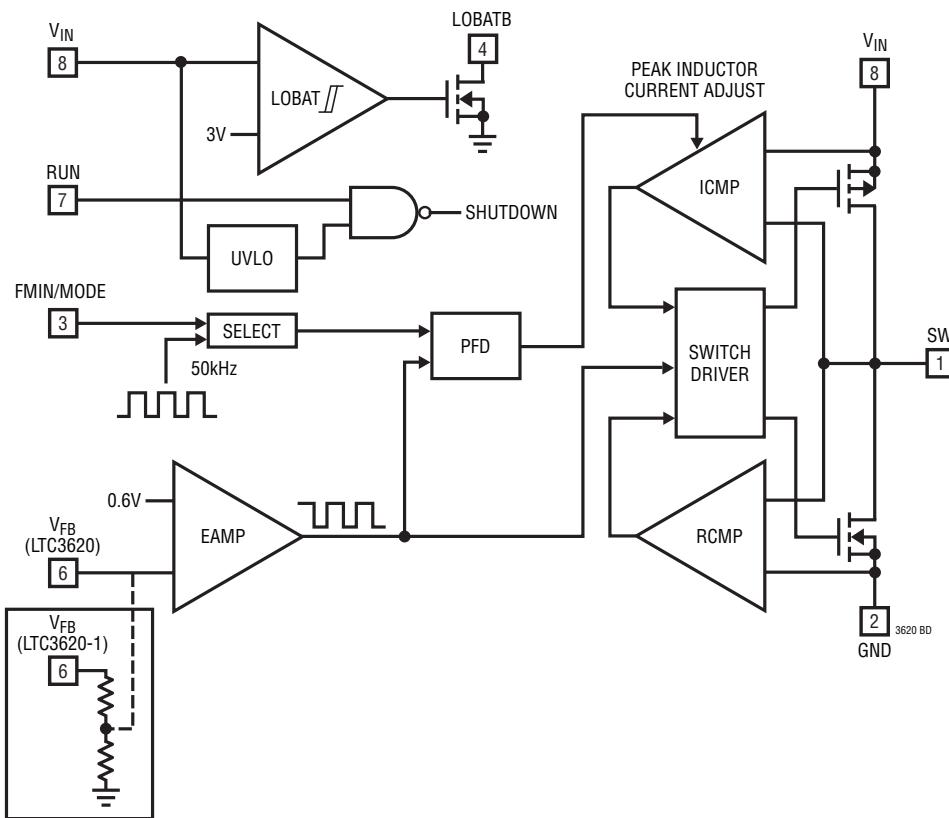
**RUN(ピン7)**: レギュレータのイネーブル・ピン。レギュレータをイネーブルするには、0.8Vより高い電圧を印加します。このピンはフロート状態にしないでください。

**$V_{IN}$ (ピン8)**: 入力電源ピン。ローカルにバイパスする必要があります。

**GND(露出パッド・ピン9)**: GND。PCBに半田付けする必要があります。

# LTC3620

## ブロック図



## 動作

LTC3620は、最大出力電流が15mAの可変周波数型降圧スイッチング・レギュレータです。軽負荷時に、LTC3620は負荷電流に応じた周波数で、出力インダクタを介して一定のピーク電流パルスを供給します。

スイッチング・サイクルはエラーアンプEAMPからのパルスによって開始されます。トップFETがオンし、ICMPによってピーク電流スレッショルド(最大負荷で35mA)が検出されるまでオン状態に保たれます。これが検出されると、トップFETはオフしてボトムFETがオンします。ボトムFETは、逆電流コンパレータRCMPにより、インダクタ電流が0Aまで減少したことが検出されるまでオン状態に保たれます。新たなスイッチング・サイクルが開始されるまでの間隔は出力電圧誤差に応じて調整されます。この誤差はEAMPによって測定され、V<sub>FB</sub>と0.6Vリファレンスの差です。

負荷電流が減少すると、最小スイッチング周波数(内部または外部で設定)に達するまで、EAMPはスイッチング周波数を低減して負荷に対応します。FMIN/MODEピンが“L”的場合、最小周波数は50kHzに内部設定されます。負荷をさらに低減すると、スイッチング周波数を50kHzに維持するため、位相周波数検出器(PFD)がピーク・インダクタ電流を低減します。

最小スイッチング周波数は、FMIN/MODEピンに必要な最小スイッチング周波数のクロックを入力することによって外部設定できます。負荷電流の大きさ(これを下回るとスイッチング周波数がクランプされる)は、外部設定される周波数と使用されるインダクタの値によって決まります。外部設定される最小周波数が高くなると、負荷電流スレッショルド(これを下回るとデバイスがこの最小周波数に固定される)が大きくなります。負荷電流と最小周波数の関係を次式に示します。

$$I_{MAX(LOCK)} = \frac{(V_{IN})(f_{MIN})(L)(35mA)^2}{2V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}$$

LTC3620は、このスレッショルドを下回る負荷電流時に、この外部設定される周波数でスイッチングしますが、通常、負荷過渡時にはこの最小周波数も同期も維持されません。

負荷が非常に軽い場合、PFETの最小オン時間に達し、ピーク・インダクタ電流を低減することはできなくなります。この場合、LTC3620はレギュレータのスイッチング周波数の低減を再開し、出力電圧が無制限に高くなないようにします。

出力リップルのスペクトル成分に影響されないアプリケーションでは、FMIN/MODEピンを“H”にすることによって最小周波数クランプを無効にすることができます。このモードでは、インダクタ電流のピークは35mAに保たれ、スイッチング周波数は制限なく低下します。

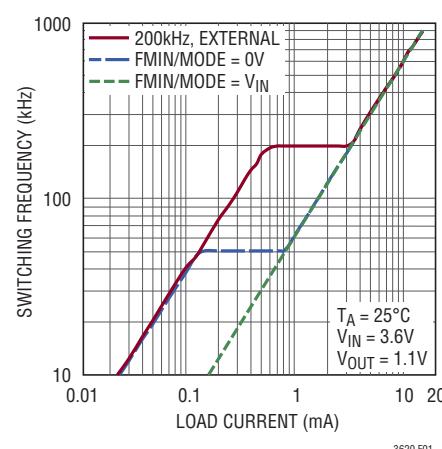


図1. スイッチング周波数と負荷電流、FMIN/MODE

## アプリケーション情報

### インダクタの選択

このデバイスに適したインダクタには、様々な値、サイズおよびブランドのものがあります。いくつかの推奨するインダクタを表1に示しますが、そのほかにも適した製造元や部品も多くあります。詳細情報や全関連部品の品揃えについては各製造元へお問い合わせください。

表1. 代表的な表面実装インダクタ

製造販売元	製品番号	値(μH)	DCR(Ω)	最大DC電流(mA)	W×L×H(mm <sup>3</sup> )
Taiyo Yuden	CBMF1608T	22 ±10%	1.3 Max	70	0.8×1.6×0.8
Murata	LQH2MC_02	18 ±20% 22 ±20%	1.8 ±30% 2.1 ±30%	190 185	1.6×2×0.9
Würth Electronics	744028220	22 ±30%	1.48 Max	270	2.8×2.8×1.1
Coilcraft	LPS3010	18 ±20% 22 ±20%	1.0 Max 1.2 Max	380 320	2.95×2.95×0.9

物理的サイズと効率の間にはトレードオフがあります。表1のインダクタは実装面積が小さいという理由で示されているもので、効率を最大にするには、コア損失が小さく低DCRのサイズが大きいインダクタを選択します。

最適なインダクタ値は、設計者にとってどの特性が最も重要であるかによって決まります。以下の項目の式や推奨項目を使用し、設計における適正なインダクタンス値を求めるのに役立ててください。

### 可聴範囲のスイッチングの防止

可能な限り小さな負荷電流で可聴範囲のスイッチングを防止するため、最小周波数を許容できるだけ低く設定し、インダクタ値を最小に抑える必要があります。1.1V出力の場合、最小推奨インダクタ値は15μHです。

### V<sub>OUT</sub>の調整

インダクタ電流のピークおよびゼロクロスはdI/dtと相関関係があります。立ち上がりおよび立ち下がりのスロープの式は以下のとおりです。

$$\text{立ち上がり } dI/dt = (V_{IN} - V_{OUT})/L$$

$$\text{立ち下がり } dI/dt = V_{OUT}/L$$

このデバイスは、インダクタが18μHでV<sub>IN</sub> = 3.6V、V<sub>OUT</sub> = 1.1Vの場合に35mAのピークが得られるように最適化されています。立ち下がりスロープが急峻すぎる場合、NFETはインダクタ電流がゼロに達した直後に導通し続け、小さな逆電流を生じます。つまり、パルスごとに供給されるネット電力が減少することになります。この問題を軽減するため、インダクタのサイズを変更することができます。一般に使用される出力電圧に対する、推奨インダクタおよび出力コンデンサを表2に示します。

表2. 異なるV<sub>OUT</sub>に対する推奨インダクタおよび出力コンデンサの値

V <sub>OUT</sub> (V)	L(μH)	C <sub>OUT</sub> (μF)
0.9	15	2.2
1.1	22	1
1.1(LTC3620-1)	22	2.2
1.8	33	2.2
2.5	47	4.7

V<sub>OUT</sub>が高くLの値が大きいほど立ち上がりdI/dtが小さくなるので、インダクタ電流のピークが減少し、最大負荷電流も同様に減少します。標準的な最大負荷電流と出力電圧を図2に示します。

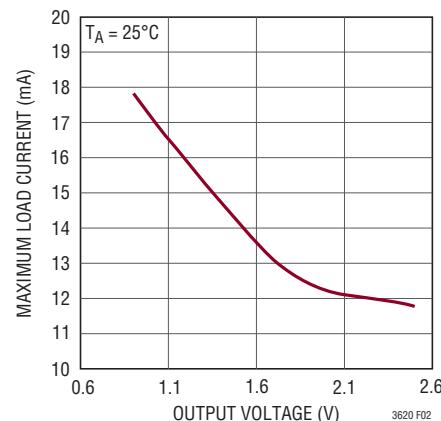


図2. 最大出力電流とV<sub>OUT</sub>、V<sub>IN</sub> = 3.6V

### 出力電圧リップル

スイッチング・サイクルごとにV<sub>IN</sub>からV<sub>OUT</sub>に転送される電荷量はインダクタ値に正比例します。したがって、出力電圧リップルはインダクタ値に正比例し、所定の負荷に対するスイッチング周波数はインダクタ値に反比例します。所定の負荷電流に対して、スイッチング周波数が高くなるとデバイス内部のスイッ

## アプリケーション情報

チング損失が大きくなるので、一般的に効率が低下します。これは、低損失のインダクタを使用することによって部分的に相殺することができます。

ピーク・トゥ・ピーク出力電圧リップルは次式で概算できます。

$$\Delta V = \frac{(I_{PK}^2)(L)(V_{IN})}{2(C_{OUT})(V_{OUT})(V_{IN} - V_{OUT})}$$

出力リップルはピーク・インダクタ電流 $I_{PK}$ と強い相関関係があります。LTC3620が最小スイッチング周波数に固定されると、レギュレーションを維持するため $I_{PK}$ が減少します。この結果、 $\Delta V_{OUT}$ がロックレンジ以下になります。

### 効率

スイッチング・レギュレータの効率は、出力電力を入力電力で割って100%を掛けたものに等しくなります。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。効率は次のように表すことができます。

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

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、LTC3620の回路の損失の大部分は通常、次の2つの主な要因によって生じます。すなわち、 $V_{IN}$ の消費電流による損失と $I^2R$ 損失です。 $V_{IN}$ の消費電流による損失が小さい負荷電流での効率の損失を左右するのに対して、 $I^2R$ 損失は中負荷電流から高負荷電流での効率の損失を左右します。このデータシートの表紙に示すように実際の電力損失はほとんどないので、標準的な効率曲線では、非常に小さい負荷電流での効率曲線は誤解を与えかねません。

消費電流は次の2つの要素から構成されます。「電気的特性」で示されているDCバイアス電流 $I_Q$ と、内部のメイン・スイッチおよび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ことにより、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、通常、DCバイアス電流より大きく、周波数に比例します。DCバイアス損失とゲート充電損失のどちらも $V_{IN}$ に比例するので、これらの影響は電源電圧が高くなると顕著になります。

トップMOSFETとボトムMOSFETの両方の $R_{DS(ON)}$ を「標準的性能特性」の曲線から求めることができます。パルス当たりの $I^2R$ 損失は、ピーク電流の二乗とスイッチ抵抗およびインダクタ抵抗の合計の積に比例します。

$$I^2R \frac{\text{Loss}}{\text{Pulse}} = \frac{I_{PK}^2}{3} R_{EFF}$$

ここで、 $R_{EFF} = R_L + R_{PFET} D + R_{NFET} (1-D)$ 、Dはトップ・スイッチのオン時間とパルスの合計時間の比率です。インダクタのDC抵抗から生じる追加損失とコア損失は、小さなインダクタでは非常に大きくなります。

### コンデンサの選択

値の大きな低価格セラミック・コンデンサが今では一般に小さなケース・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。LTC3620の制御ループの安定動作は出力コンデンサのESRに左右されないので、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小さくし、回路サイズを小さくすることができます。

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、所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優れています。

出力電圧リップルは出力コンデンサの値に反比例します。コンデンサの値が大きくなるとリップルが小さくなり、またその逆も同様です。ただし、過渡応答時間は $C_{OUT}$ に正比例するので、 $C_{OUT}$ が大きくなると応答時間が長くなることになります。

安定性および許容出力電圧リップルを維持するには、 $C_{OUT}$ の値を $1\mu F \sim 5\mu F$ の範囲にする必要があります。

# LTC3620

## アプリケーション情報

### 出力電圧の設定

出力電圧はV<sub>FB</sub>を抵抗分割器に接続し、次式を使用することによって設定します(図3を参照)。

$$V_{OUT} = \frac{0.6V(R1+R2)}{R2}$$

固定負荷電流を最小限に抑えて効率を改善するには、R1とR2を大きくする必要があります。

固定出力のLTC3620-1には抵抗分割器が内蔵されているので、抵抗を外付けする必要はありません。抵抗分割器はV<sub>FB</sub>の入力電流が約1μAになるように選択されています。LTC3620-1の場合、V<sub>FB</sub>ピンはV<sub>OUT</sub>に直接接続する必要があります。

### 最大負荷電流と最大周波数

LTC3620が供給可能な最大電流は、最大ピーク電流の1/2を少しだけ下回る値になります。

インダクタ値により、各スイッチング・サイクルの出力に供給されるエネルギーの量が決定されるので、各パルスの継続時間と最大周波数が決定されます。インダクタの値が大きくなると、ランプレートが遅くなり、パルスの継続時間が長くなるので、最大周波数が低下します。逆に、インダクタの値が小さくなると、最大周波数が高くなります。

周波数クランプを使用する場合、ロックレンジを下回るレベルから最大出力に近いレベルまで負荷ステップが大きく急上昇することにより、出力電圧が大きく低下することができます。これは、ピーク・インダクタ電流を最大値まで戻すのに、周波数クランプ・ループの帯域が狭いからです。

### 熱に関する検討事項

LTC3620は、パッケージのバックプレーン・メタルをPC基板に十分半田付けする必要があります。これにより、DFNパッケージに優れた熱特性が得られるので、通常動作時にデバイスの最大接合部温度を超えることはまずありません。LTC3620は高効率で低電流なので、ほとんどのアプリケーションで大きな発熱はありません。LTC3620が高周囲温度および高負荷電流で動作するアプリケーションの場合、デバイスが熱的に十分接地されていないと、発熱が最大接合部温度を超えることがあります。

### 設計例

この例では、2.8V～4.2Vで平均が3.6Vの電圧のリチウムイオン・バッテリを使用して1.1Vを出力する電源を設計します。内部で得られる50kHzのクロックを最小スイッチング周波数として使用するので、FMIN/MODEピンを“L”にします。1.1Vの出力には、18μHのインダクタを使用することを推奨します(表2を参照)。

C<sub>OUT</sub>は表2から選択するか、または望ましい最大出力電圧リップルΔV<sub>OUT</sub>に基づいて選択することができます。この例では、V<sub>OUT</sub>の1%つまり11mVに等しい最大ΔV<sub>OUT</sub>を使用します。

$$C_{OUT} = \frac{(35mA^2)(22\mu H)(3.6V)}{2\Delta V_{OUT}(1.1V)(3.6V-1.1V)} = 1.6\mu F \approx 1.5\mu F$$

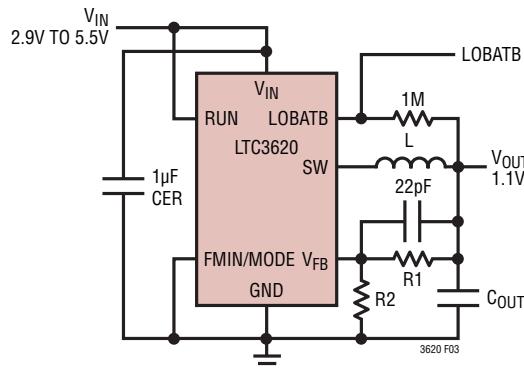


図3. 設計例の回路図

## アプリケーション情報

この値を小さくするために大きなコンデンサを使用することができます。出力コンデンサを大きくすると電圧リップルが小さくなるとともに、過渡のセトリング時間が長くなる点に注意してください。COUTの最適な範囲は1μF～5μFになります。

帰還抵抗を選択する最良の方法は目標とする抵抗の組み合わせを選択することで、異なる大きさの許容差1%の標準抵抗で試し、どの組み合わせが最小誤差になるかを調べます。この例では、約1Mの目標とする抵抗の組み合わせを使用します。R1の値が422k～475kであることを確認することにより、次式を使用してR2を算出します。

$$R2 = \frac{(0.6V)R1}{V_{OUT} - 0.6V}$$

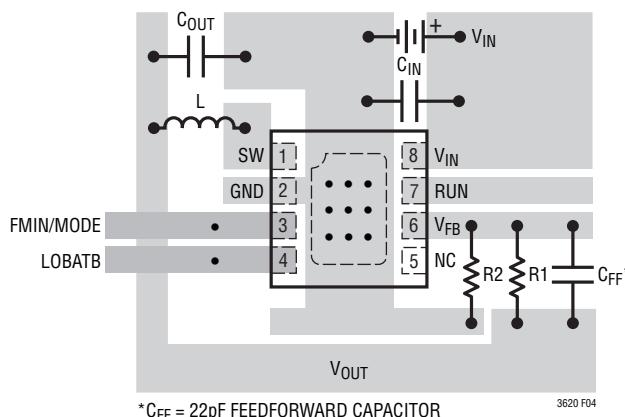
R2 = 523kおよびR1 = 432kの値でこの範囲の誤差が最小になることがわかります。

誤差は、VOUTを求め、必要とする1.1Vからのパーセント誤差を求ることによって確認することができます。これらの抵抗値を使用すると、VOUT = 1.096V、そして誤差は約0.4%になります。異なる目標抵抗の和を使用することができますが、和の値が小さいと、低負荷時に効率が低下し、和の値が大きいと、VFBピンでノイズの影響を受けやすくなります。

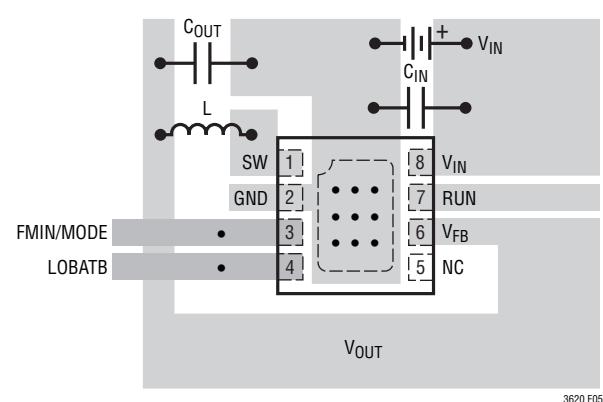
### 基板レイアウトのチェックリスト

プリント回路基板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 LTC3620 が正しく動作するようにします。

1. GND、SW、V<sub>IN</sub>で構成される電源まわりの配線は短く、直線的でしかも幅を広くします。
2. V<sub>FB</sub>ピンは各帰還抵抗に直接接続し、帰還抵抗もそれぞれV<sub>OUT</sub>とグランドに短い直線的な経路で接続します。
3. C<sub>OUT</sub>とC<sub>IN</sub>はできるだけ LTC3620 に近づけて配置します。
4. グランドに接続する全ての部品は、グランド端子を LTC3620 の GND 接続箇所に近接させます。
5. SWノードと、外部クロックを使用する場合にはそれを、敏感なV<sub>FB</sub>ノードから離します。また、SWピンに接続されるすべてのトレースの長さと面積をできるだけ小さくし、常にスイッチング・レギュレータの下のグランド・プレーンを使用してプレーン間の結合を最小限に抑えます。



LTC3620のレイアウト図

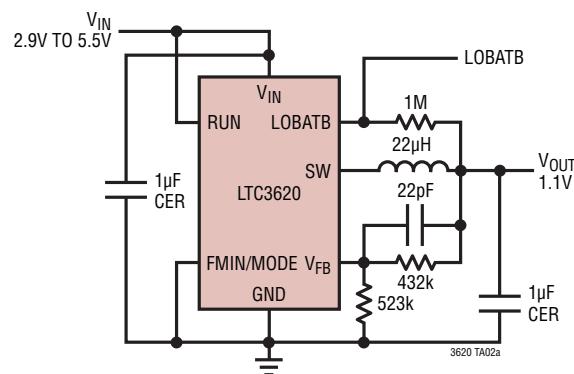


LTC3620-1のレイアウト図

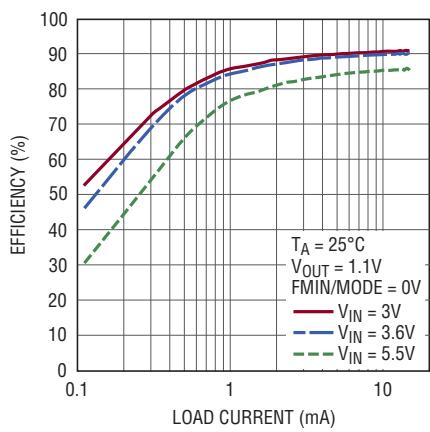
# LTC3620

## 標準的応用例

高効率低消費電力降圧コンバータ、FMIN/MODE = 0

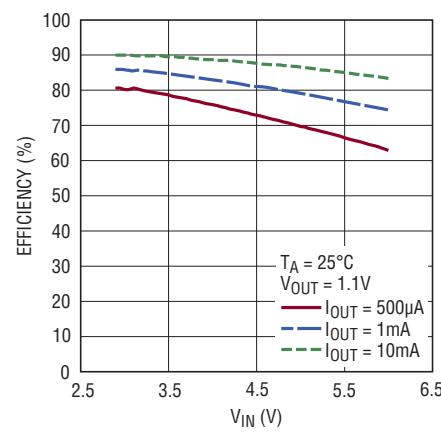


効率と負荷電流



3620 TA02b

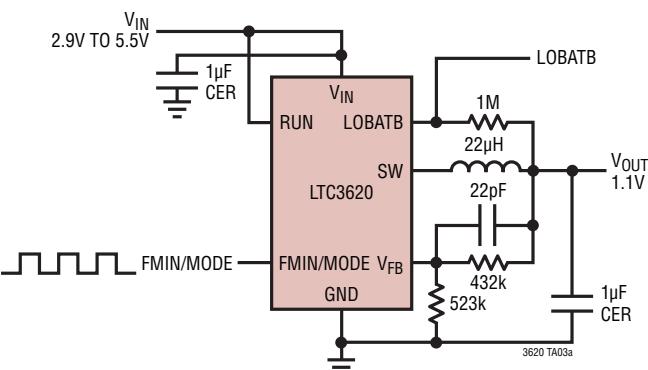
効率と $V_{IN}$



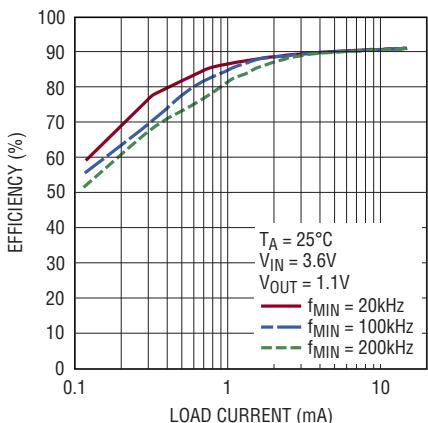
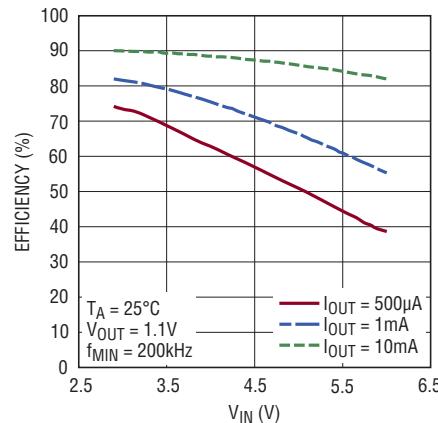
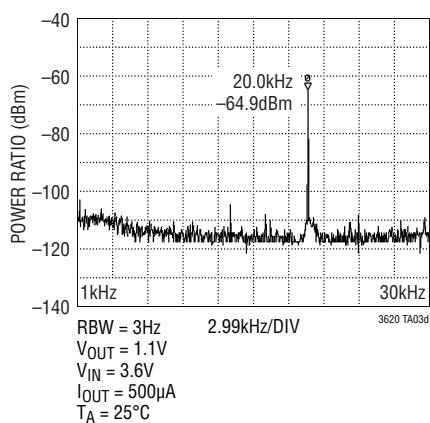
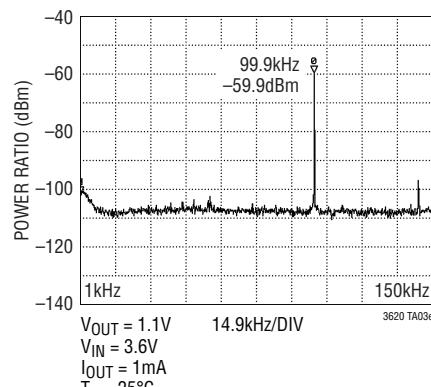
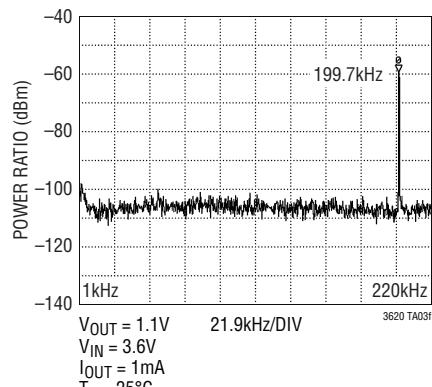
3620 TA02c

3620fa

## 標準的応用例

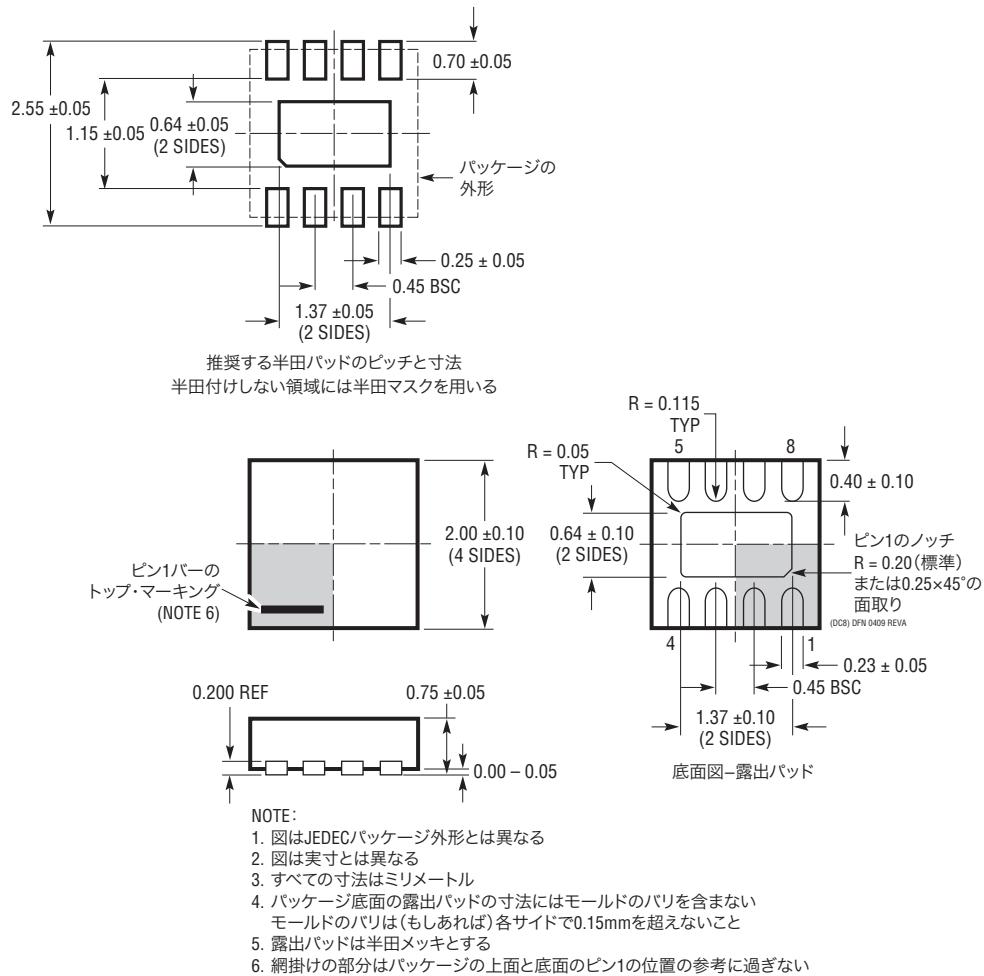
高効率低消費電力降圧コンバータ、  
外部設定のfMIN

効率と負荷電流

効率とV<sub>IN</sub>スペクトル成分、  
FMIN/MODE = 20kHzのクロックスペクトル成分、  
FMIN/MODE = 100kHzのクロックスペクトル成分、  
FMIN/MODE = 200kHzのクロック

## パッケージ

**DCパッケージ**  
**8ピン・プラスチックDFN(2mm×2mm)**  
(Reference LTC DWG # 05-08-1719 Rev A)



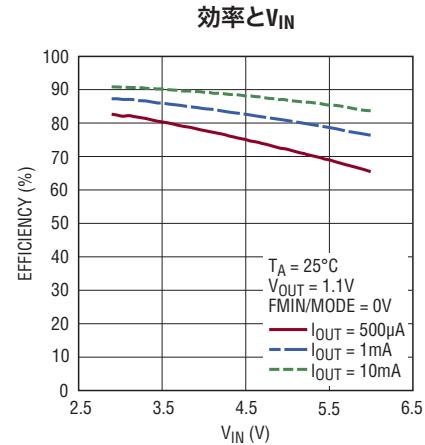
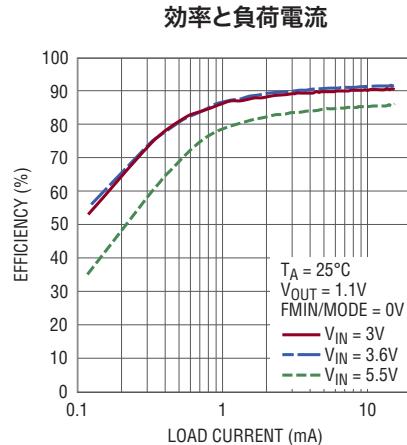
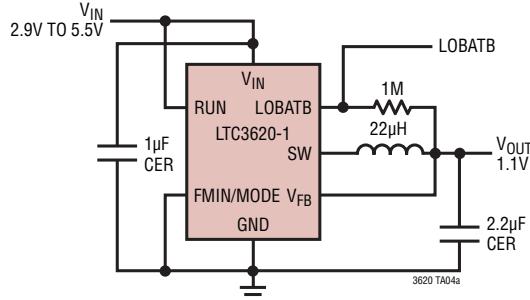
## 改訂履歴

REV	日付	概要	ページ番号
A	8/10	「電気的特性」のヘッダに(Note 2)を追加 VLOADREGの値0.5%をTYPからMAXに移動 Note 2の更新、Note 4の削除、およびNote番号の訂正 グラフG10のV <sub>SW</sub> の値を更新 「ピン機能」セクションのピン9の文章改訂	2, 3 2 3 5 7

# LTC3620

## 標準的応用例

高効率、低消費降圧コンバータ、  
1.1Vの出力を内部設定したLTC3620-1



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3631/LTC3631-3.3/ LTC3631-5	45V、100mA ( $I_{OUT}$ )、 超低消費電流同期整流式降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}$ :4.5V~45V (60VMAX)、 $V_{OUT(MIN)}$ = 0.8V、 $I_Q$ = 12μA、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×3mm DFNおよびMSOP-8Eパッケージ
LTC3632	50V、20mA ( $I_{OUT}$ )、 超低消費電流同期整流式降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}$ :4.5V~50V (60VMAX)、 $V_{OUT(MIN)}$ = 0.8V、 $I_Q$ = 12μA、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×3mm DFNおよびMSOP-8Eパッケージ
LTC3642/LTC3642-3.3/ LTC3642-5	45V、50mA ( $I_{OUT}$ )、 超低消費電流同期整流式降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}$ :4.5V~45V (60VMAX)、 $V_{OUT(MIN)}$ = 0.8V、 $I_Q$ = 12μA、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×3mm DFNおよびMSOP-8Eパッケージ
LTC3405A/LTC3405AB	300mA ( $I_{OUT}$ )、 1.5MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、 $V_{IN}$ :2.5V~5.5V、 $V_{OUT(MIN)}$ = 0.8V、 $I_Q$ = 20μA、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、ThinSOTパッケージ
LTC3406A/LTC3406AB	600mA ( $I_{OUT}$ )、 1.5MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率:96%、 $V_{IN}$ :2.5V~5.5V、 $V_{OUT(MIN)}$ = 0.6V、 $I_Q$ = 20μA、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、ThinSOT パッケージ
LTC3407A/LTC3407A-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	効率:95%、 $V_{IN}$ :2.5V~5.5V、 $V_{OUT(MIN)}$ = 0.6V、 $I_Q$ = 40μA、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MS10EおよびDFNパッケージ
LTC3409	600mA ( $I_{OUT}$ )、 2.25MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率:96%、 $V_{IN}$ :1.6V~5.5V、 $V_{OUT(MIN)}$ = 0.6V、 $I_Q$ = 65μA、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、DFNパッケージ
LTC3410/LTC3410B	300mA ( $I_{OUT}$ )、 2.25MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、 $V_{IN}$ :2.5V~5.5V、 $V_{OUT(MIN)}$ = 0.8V、 $I_Q$ = 26μA、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、SC70パッケージ
LTC3411A	1.25A ( $I_{OUT}$ )、 4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、 $V_{IN}$ :2.5V~5.5V、 $V_{OUT(MIN)}$ = 0.8V、 $I_Q$ = 60μA、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MS10およびDFN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	効率:95%、 $V_{IN}$ :2.5V~5.5V、 $V_{OUT(MIN)}$ = 0.6V、 $I_Q$ = 40μA、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MS10およびDFNパッケージ
LTC3561A	1A ( $I_{OUT}$ )、4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、 $V_{IN}$ :2.5V~5.5V、 $V_{OUT(MIN)}$ = 0.8V、 $I_Q$ = 240μA、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×3mm DFNパッケージ

3620fa