

# 1.5A、15Vモノリシック 同期整流式降圧 レギュレータ

## 特長

- 広い入力電圧範囲で動作: 4V~15V
- 出力電流: 1.5A
- 効率: 最大96%
- 低デューティサイクル動作: 2.25MHzで5%
- スイッチング周波数を調整可能: 800kHz~4MHz
- 外部周波数同期
- 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
- Burst Mode<sup>®</sup>動作 (無負荷時の消費電流 = 300μA) または強制連続動作をユーザーが選択可能
- 0.6Vリファレンスにより、低出力電圧が可能
- 短絡保護
- 出力電圧トラッキングが可能
- プログラム可能なソフトスタート
- パワーグッド・ステータス出力
- 熱特性が改善された小型16ピンQFN (3mm×3mm) およびMSOPパッケージ

## アプリケーション

- 配電システム
- リチウムイオン・バッテリー駆動計測器
- ポイントオブロード電源

LT, LTC, LTM, Burst Mode, 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。Hot Swapはリニアテクノロジー社の商標です。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。5481178, 5847554, 6580258, 6304066, 6476589, 6774611を含む米国特許によって保護されています。

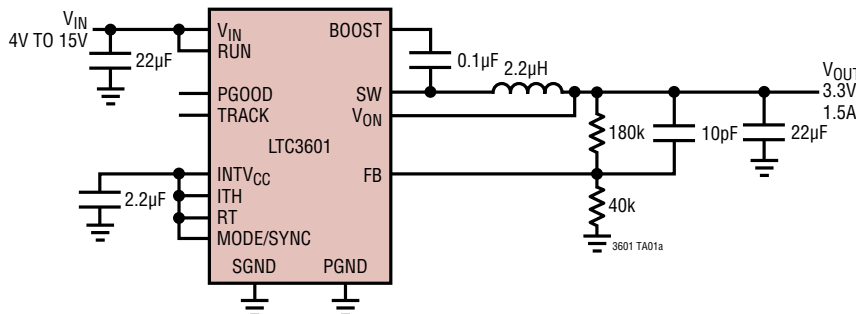
## 概要

LTC<sup>®</sup>3601は、フェーズロック可能でオン時間が制御される電流モード・アーキテクチャを採用した、高効率モノリシック同期整流式降圧レギュレータで、最大1.5Aの出力電流を供給可能です。動作電源電圧範囲が4V~15Vなので、様々な電源アプリケーションに適しています。

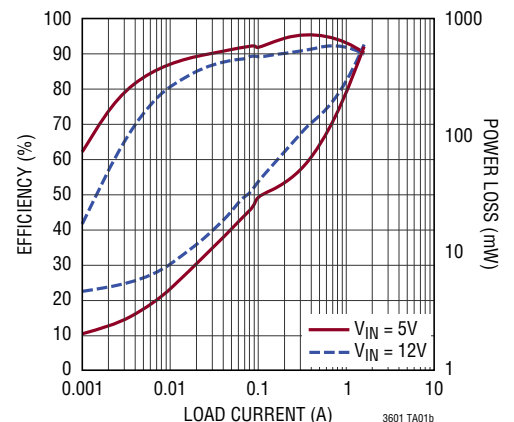
動作周波数は外付け抵抗を使用して800kHz~4MHzの範囲で設定可能で、小型の表面実装インダクタを使用できます。また、同じ周波数範囲で外部同期可能なので、スイッチングノイズに敏感なアプリケーションに対応できます。内部フェーズロック・ループは、トップ・パワー・MOSFETのオン時間を内部クロックか外部クロックに合わせます。この独自の固定周波数/オン時間制御アーキテクチャは、高いスイッチング周波数と高速過渡応答を必要とする高降圧比アプリケーションに最適です。

LTC3601はBurst Mode動作と強制連続動作の2つの動作モードを備えており、所定のアプリケーションごとに出力電圧リップル、ノイズ、軽負荷時の効率をユーザーが最適化することができます。Burst Mode動作を選択すると、軽負荷時の効率を最大にすることができ、強制連続動作モードでは出力リップルを最小限に抑え、固定周波数動作を行います。

## 標準的応用例



効率および電力損失と負荷電流



3601fb

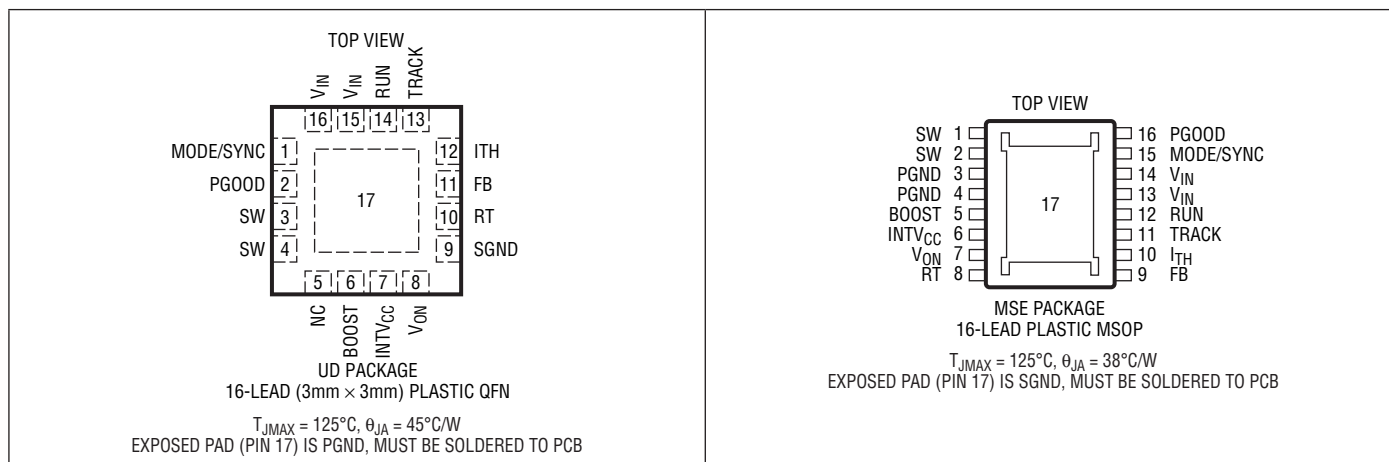
# LTC3601

## 絶対最大定格 (Note 1)

$V_{IN}$ .....	-0.3V~16V
$V_{IN}$ 過渡電圧 .....	18V
BOOST .....	-0.3V~18.6V
BOOST-SW .....	-0.3V~3.6V
INTV <sub>CC</sub> .....	-0.3V~3.6V
ITH, RT .....	-0.3V~INTV <sub>CC</sub> +0.3V
MODE/SYNC, FB .....	-0.3V~INTV <sub>CC</sub> +0.3V
TRACK .....	-0.3V~INTV <sub>CC</sub> +0.3V
PGOOD, V <sub>ON</sub> .....	-0.3V~16V

SW, RUN .....	-0.3V~ $V_{IN}$ +0.3V
SWのソース電流 (DC) .....	2A
SWのピーク・ソース電流 .....	3.5A
動作接合部温度範囲 (Notes 2、3) .....	-40°C~125°C
保存温度範囲 .....	-65°C~125°C
リード温度 (半田付け、10秒) MSOP .....	300°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
LTC3601EUD#PBF	LTC3601EUD#TRPBF	LFJC	16-Lead (3mm x 3mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3601IUD#PBF	LTC3601IUD#TRPBF	LFJC	16-Lead (3mm x 3mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3601EMSE#PBF	LTC3601EMSE#TRPBF	3601	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3601IMSE#PBF	LTC3601IMSE#TRPBF	3601	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°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/tapeandreeel/>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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{\text{VIN}} = 12\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$V_{\text{VIN}}$	Input Supply Range		4		15	V
$I_{\text{Q}}$	Input DC Supply Current					
	Forced Continuous Operation	MODE = 0V		700	1000	$\mu\text{A}$
	Sleep Current	MODE = INTV <sub>CC</sub> , $V_{\text{FB}} > 0.6\text{V}$		300	500	$\mu\text{A}$
	Shutdown	RUN = 0V		14	25	$\mu\text{A}$
$V_{\text{FB}}$	Feedback Reference Voltage		0.594	0.600	0.606	V
$\Delta V_{\text{LINEREG}}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{\text{VIN}} = 4\text{V}$ to 15V		0.01		%/V
$\Delta V_{\text{LOADREG}}$	Output Voltage Load Regulation	ITH = 0.6V to 1.6V		0.1		%
$I_{\text{FB}}$	Feedback Pin Input Current	$V_{\text{FB}} = 0.6\text{V}$			$\pm 30$	nA
$g_{\text{m(EA)}}$	Error Amplifier Transconductance	ITH = 1.2V		2.0		mS
$t_{\text{ON(MIN)}}$	Minimum On-Time	$V_{\text{ON}} = 1\text{V}$ , $V_{\text{IN}} = 4\text{V}$		20		ns
$t_{\text{OFF(MIN)}}$	Minimum Off-Time	$V_{\text{IN}} = 6\text{V}$		40	60	ns
$I_{\text{LIM}}$	Valley Switch Current Limit		1.7	2.2	2.8	A
$f_{\text{OSC}}$	Oscillator Frequency	$V_{\text{RT}} = \text{INTV}_{\text{CC}}$	1.4	2	2.6	MHz
		$R_{\text{RT}} = 160\text{k}$	1.7	2	2.3	MHz
		$R_{\text{RT}} = 80\text{k}$	3.4	4	4.6	MHz
$R_{\text{DS(ON)}}$	Top Switch On-Resistance			130		m $\Omega$
	Bottom Switch On-Resistance			100		m $\Omega$
$V_{\text{VIN-OV}}$	$V_{\text{IN}}$ Overvoltage Lockout Threshold	$V_{\text{IN}}$ Rising	● 16.8	17.5	18	V
		$V_{\text{IN}}$ Falling	● 15.8	16.5	17	V
$V_{\text{INTVCC}}$	INTV <sub>CC</sub> Voltage	$4\text{V} < V_{\text{IN}} < 15\text{V}$	3.15	3.3	3.45	V
$\Delta \text{INTV}_{\text{CC}}$	INTV <sub>CC</sub> Load Regulation (Note 4)	$I_{\text{INTVCC}} = 0\text{mA}$ to 20mA		0.6		%
$V_{\text{UVLO}}$	INTV <sub>CC</sub> Undervoltage Lockout Threshold	INTV <sub>CC</sub> Rising, $V_{\text{IN}} = \text{INTV}_{\text{CC}}$		2.75	2.9	V
		INTV <sub>CC</sub> Falling, $V_{\text{IN}} = \text{INTV}_{\text{CC}}$		2.45		V
$V_{\text{RUN}}$	RUN Threshold	RUN Rising	● 1.21	1.25	1.29	V
		RUN Falling	● 0.97	1.0	1.03	V
$I_{\text{RUN(LKG)}}$	RUN Leakage Current	$V_{\text{VIN}} = 15\text{V}$		0	$\pm 3$	$\mu\text{A}$
$V_{\text{FB\_GB}}$	PGOOD Good-to-Bad Threshold	FB Rising		8	10	%
		FB Falling		-8	-10	%
$V_{\text{FB\_BG}}$	PGOOD Bad-to-Good Threshold	FB Rising	-3	-5		%
		FB Falling	3	5		%
$t_{\text{PGOOD}}$	Power Good Filter Time		20	40		$\mu\text{s}$
$R_{\text{PGOOD}}$	PGOOD Pull-Down Resistance	10mA Load		15		$\Omega$
$I_{\text{SW(LKG)}}$	Switch Leakage Current	$V_{\text{RUN}} = 0\text{V}$		0.01	1	$\mu\text{A}$
$t_{\text{SS}}$	Internal Soft-Start Time	$V_{\text{FB}}$ from 10% to 90% Full Scale		400	700	$\mu\text{s}$
$V_{\text{FB\_TRACK}}$	TRACK Pin	TRACK = 0.3V	0.28	0.3	0.315	V
$I_{\text{TRACK}}$	TRACK Pull-Up Current			1.4		$\mu\text{A}$
$V_{\text{MODE/SYNC}}$	MODE Threshold Voltage	MODE $V_{\text{IH}}$	● 1.0			V
		MODE $V_{\text{IL}}$	●		0.4	V
	SYNC Threshold Voltage	SYNC $V_{\text{IH}}$	● 0.95			V
$I_{\text{MODE}}$	MODE Input Current	MODE = 0V		-1.5		$\mu\text{A}$
		MODE = INTV <sub>CC</sub>		1.5		$\mu\text{A}$

# LTC3601

## 電気的特性

**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:** LTC3601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。LTC3601Eは $0^\circ\text{C}$ ~ $85^\circ\text{C}$ の接合部温度範囲で仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C}$ ~ $125^\circ\text{C}$ 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。LTC3601Hは $-40^\circ\text{C}$ ~ $125^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で保証されている。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および他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。

**Note 3:**  $T_J$ は、周囲温度 $T_A$ および電力損失 $P_D$ から次式に従って計算される。

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

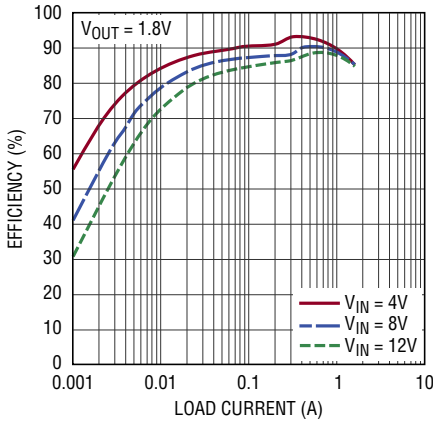
この場合、QFNパッケージで $\theta_{JA} = 45^\circ\text{C}/\text{W}$ 、MSOPパッケージで $\theta_{JA} = 38^\circ\text{C}/\text{W}$ 。

**Note 4:** 安定化された出力として使用する場合の最大許容電流は5mA。この電源の目的は必要に応じて追加のDC負荷電流を供給することであり、大きな過渡電流やAC動作の波形はLTC3601の動作に影響を与える恐れがあるので、大きな過渡電流やAC動作を安定化することは意図されていない。

## 標準的性能特性

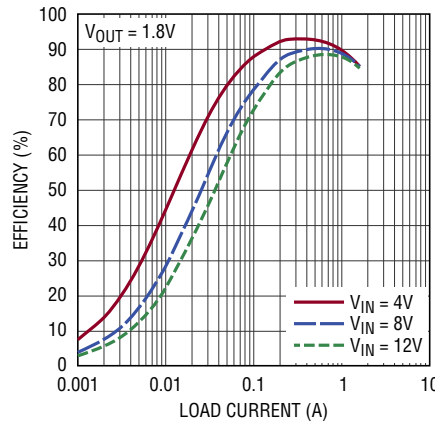
注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $f_0 = 1\text{MHz}$ 、 $L = 2.2\mu\text{H}$

効率と負荷電流  
Burst Mode動作



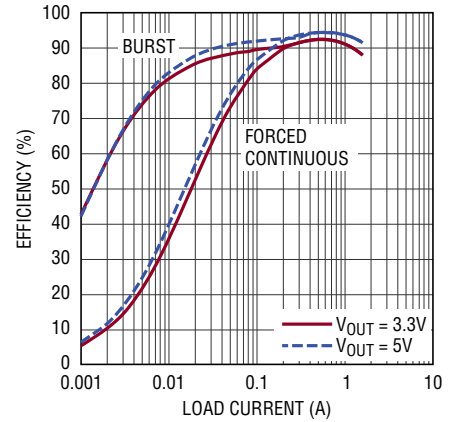
3601 G01

効率と負荷電流  
強制連続モード



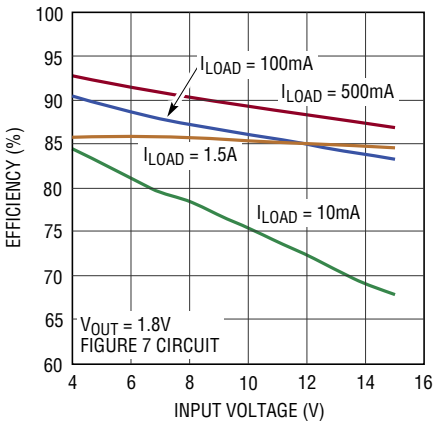
3601 G02

効率と負荷電流



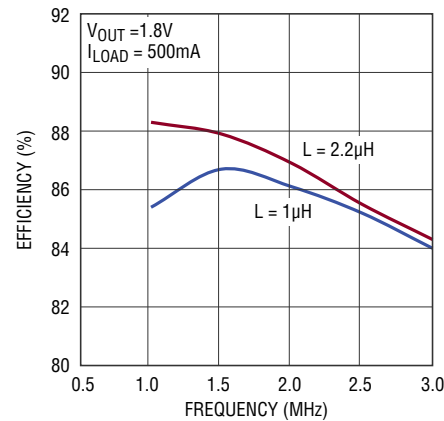
3601 G03

効率と入力電圧  
Burst Mode動作



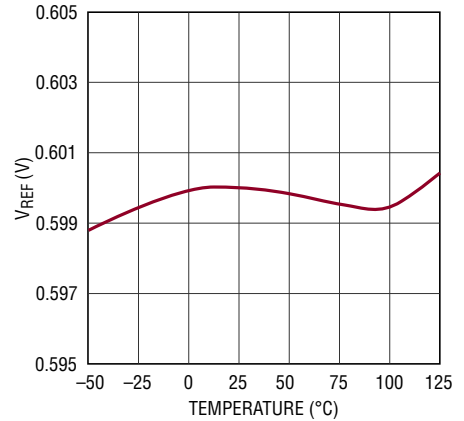
3601 G04

効率と周波数  
強制連続モード



3601 G05

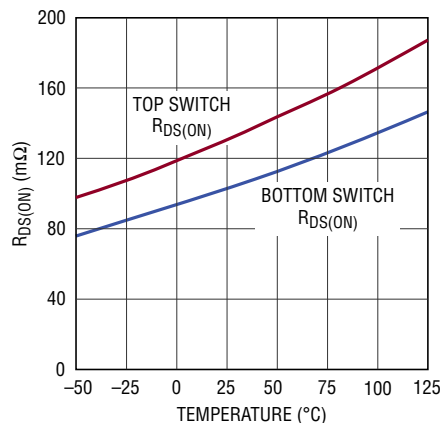
リファレンス電圧と温度



3601 G06

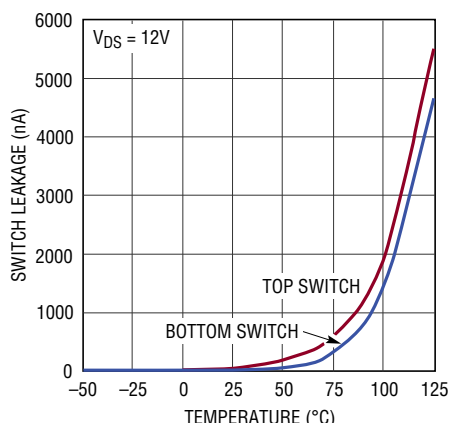
3601fb

## 標準的性能特性

注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $f_0 = 1\text{MHz}$ 、 $L = 2.2\mu\text{H}$ R<sub>DS(ON)</sub>と温度

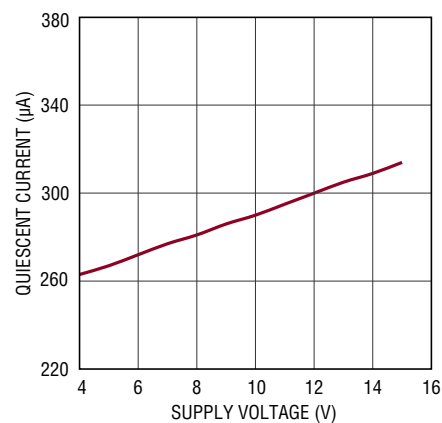
3601 G07

スイッチのリーク電流と温度



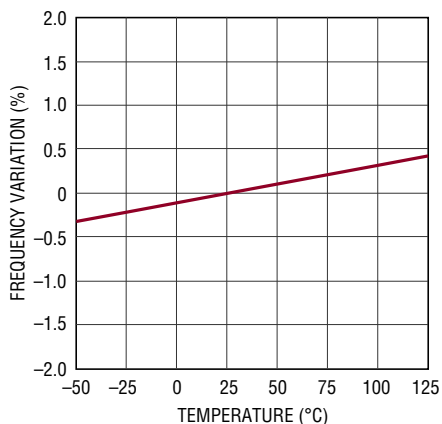
3601 G08

消費電流と電源電圧



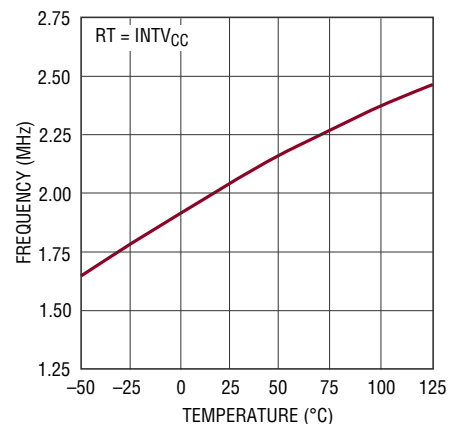
3601 G09

発振器の周波数と温度



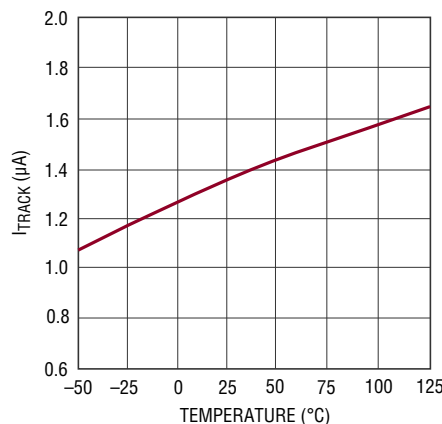
3601 G10

発振器の内部設定周波数と温度



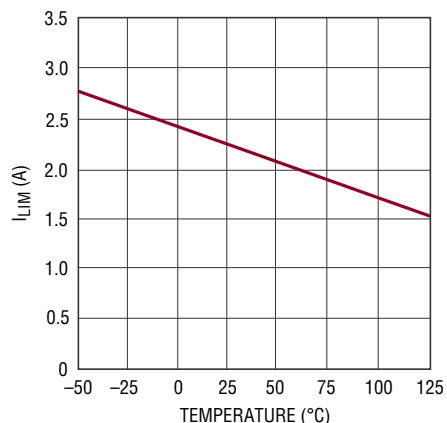
3601 G22

TRACKのプルアップ電流と温度



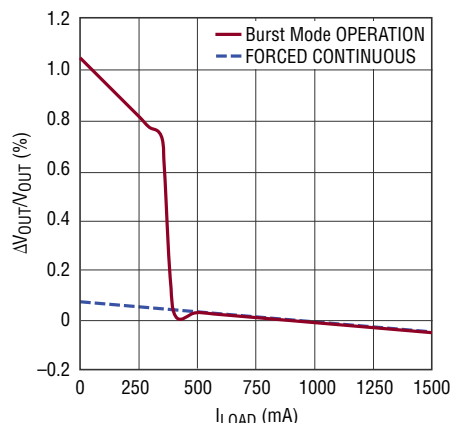
3601 G23

ボトム・スイッチの電流制限と温度



3601 G11

ロード・レギュレーション



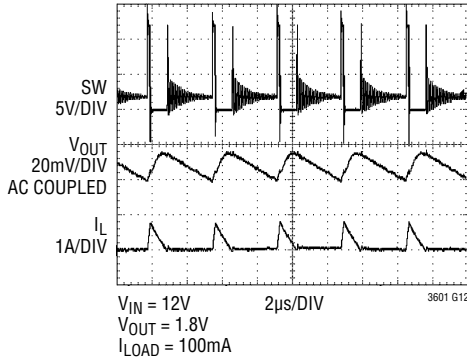
3601 G21

3601fb

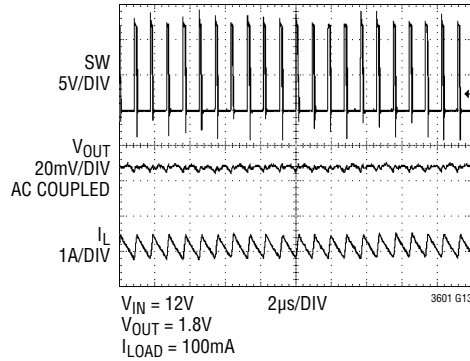
## 標準的性能特性

注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $f_0 = 1\text{MHz}$ 、 $L = 2.2\mu\text{H}$

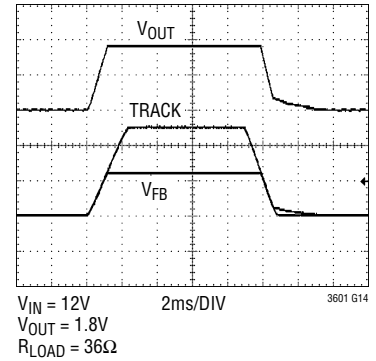
出力電圧と時間  
Burst Mode動作



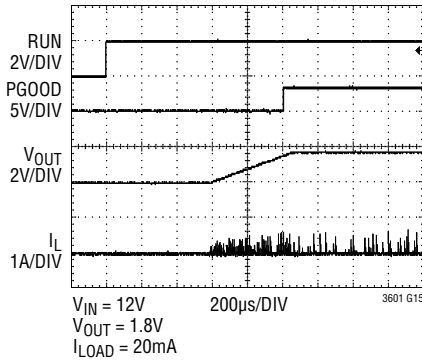
出力電圧と時間  
強制連続モード



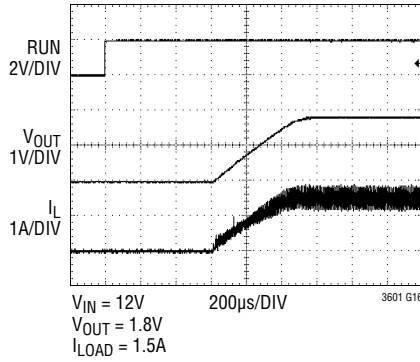
出力トラッキング



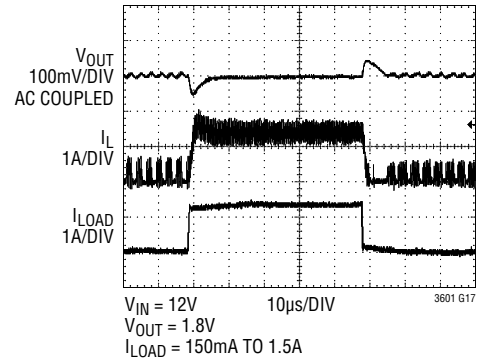
シャットダウンからの起動  
Burst Mode動作



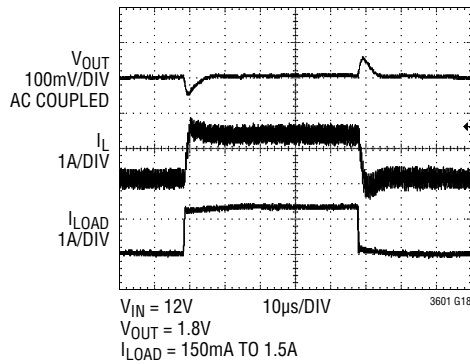
シャットダウンからの起動  
強制連続モード



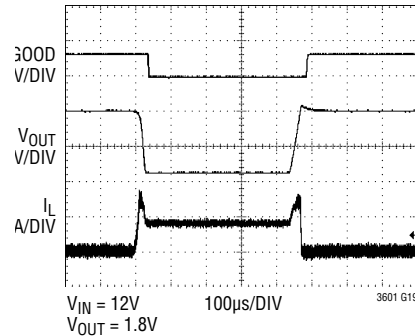
負荷ステップ  
Burst Mode動作



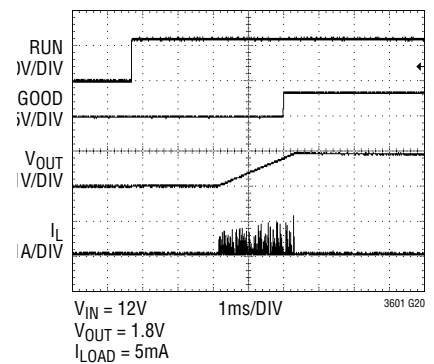
負荷ステップ  
強制連続モード



短絡波形  
強制連続モード



出力がプリバイアスされている  
ときの出力起動(1Vプリバイアス)  
Burst Mode動作



## ピン機能 (QFN/MSE)

**MODE/SYNC (ピン1/ピン15) :** モード選択および外部同期入力ピン。このピンをグランドに接続するとLTC3601は強制連続動作モードになります。このピンをフロート状態にするかINTV<sub>CC</sub>に接続すると、高効率のBurst Mode動作がイネーブルされます。外部クロックによってドライブされると、位相同期回路が内部発振器の位相と周波数を入力クロック信号に同期させます。外部クロック同期では、LTC3601はデフォルトで強制連続動作になります。

**PGOOD (ピン2/ピン16) :** オープンドレインのパワーグッド出力ピン。FBピンの電圧が内部0.6Vリファレンスの8% (標準) 以内に入っていない場合、PGOODはグランド電位になります。FBピンの電圧が内部リファレンスの±5% (標準) 以内に戻ると、PGOODは高インピーダンスになります。

**SW (ピン3、4/ピン1、2) :** スイッチノード出力ピン。このピンは、外部インダクタのSW側に接続します。このピンの通常動作電圧振幅はグランドからPV<sub>IN</sub>までです。

**BOOST (ピン6/ピン5) :** 昇圧フローティング・ドライバ電源ピン。外部ブートストラップ・コンデンサの(+)端子をこのピンに接続し、(-)端子をSWピンに接続します。このピンの通常動作電圧振幅は、INTV<sub>CC</sub>よりもダイオード電圧降下分だけ低い値から最大PV<sub>IN</sub>+INTV<sub>CC</sub>までです。

**INTV<sub>CC</sub> (ピン7/ピン6) :** 内蔵3.3Vレギュレータ出力ピン。このピンは、PGNDとの間に1μF以上の低ESRセラミック・コンデンサを接続してデカップリングする必要があります。

**V<sub>ON</sub> (ピン8/ピン7) :** オン時間電圧入力ピン。このピンは、オン時間コンパレータの電圧トリップポイントを設定します。V<sub>OUT</sub> ≤ 6Vのときは、このピンは、オン時間を出力電圧に比例させるために安定化出力に接続します。V<sub>OUT</sub> > 6Vの場合、スイッチング周波数が設定された周波数より高くなる場合があります。このピンのインピーダンスは通常180kΩです。

**SGND (ピン9/露出パッド・ピン17) :** 信号グランドピン。このピンは、基準グランドに低ノイズ接続する必要があります。帰還抵抗ネットワーク、外部補償ネットワーク、およびRT抵抗は、このグランドに接続する必要があります。MSEパッケージでは、PCBへの良好な熱的接触を得るために露出パッドをPCBに半田付けしなければなりません。

**RT (ピン10/ピン8) :** 発振器周波数プログラム・ピン。このピンとSGNDの間に80k~400kの外付け抵抗を接続して、LTC3601のスイッチング周波数を800kHz~4MHzの間でプログラムすることができます。RTをINTV<sub>CC</sub>に接続すると、スイッチング周波数は2MHzがデフォルトになります。

**FB (ピン11/ピン9) :** 出力電圧帰還ピン。帰還電圧と内部0.6Vリファレンスの比較を行うエラーアンプへの入力です。このピンは、希望の出力電圧をプログラムするために、適切な抵抗分割器ネットワークに接続します。

**ITH (ピン12/ピン10) :** エラーアンプ出力およびスイッチング・レギュレータ補償ピン。レギュレータ回路の周波数応答を補償するには、このピンを適切な外付け部品に接続します。デフォルトの内部補償を使用するには、このピンをINTV<sub>CC</sub>に接続します。

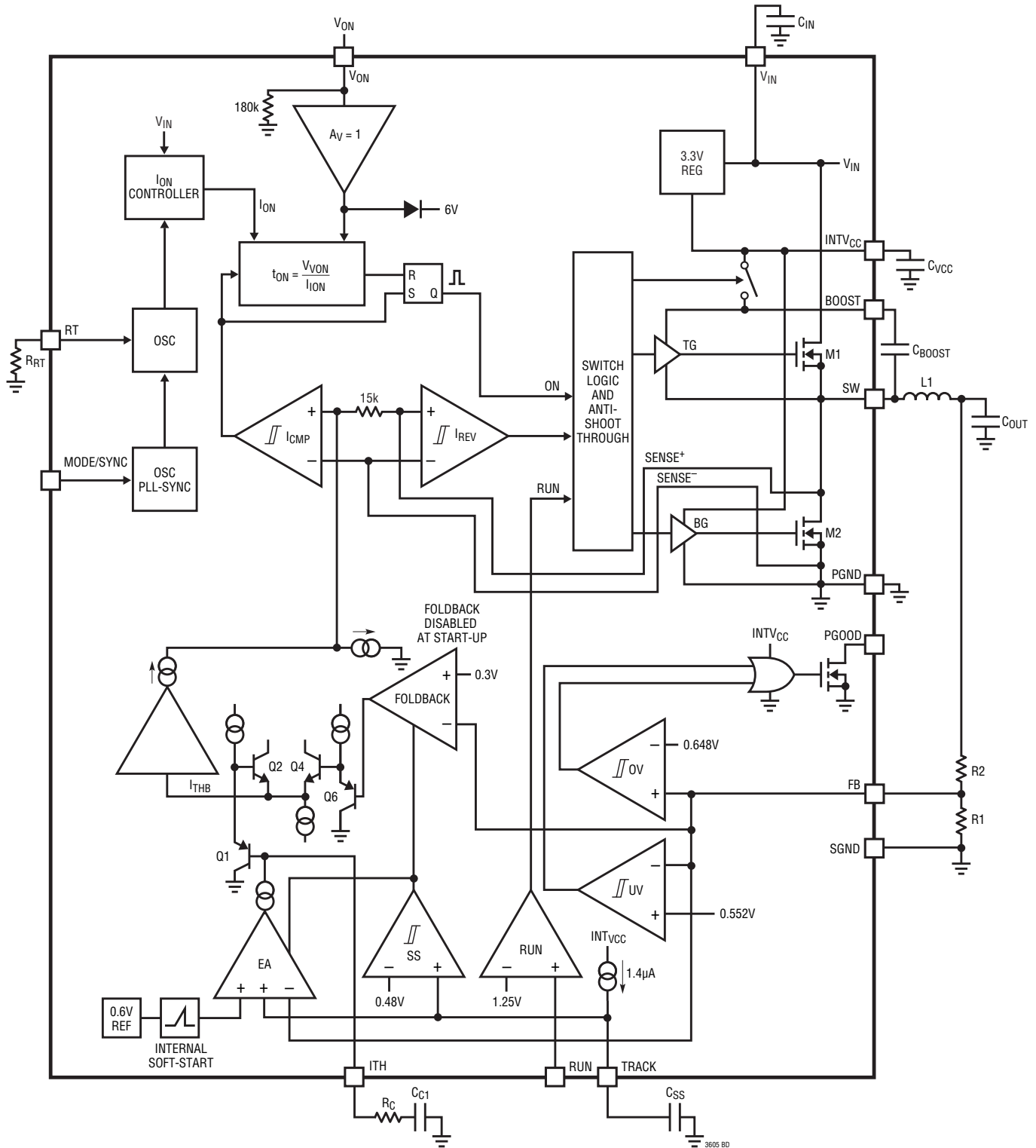
**TRACK (ピン13/ピン11) :** 出力電圧トラッキングおよびソフトスタート入力ピン。このピンの電圧を強制的に0.6V未満にすると、エラーアンプへの内部リファレンス入力をオーバーライドします。この状態では、FBピンはTRACK電圧にサーボ制御されます。0.6Vを超えると、トラッキング機能が停止して内部リファレンスによるエラーアンプの制御が再開されます。このピンとグランドの間に外付けコンデンサを接続することによって、INTV<sub>CC</sub>からの内部1.4μAプルアップ電流がソフトスタート機能を提供します。詳細については「アプリケーション情報」を参照してください。

**RUN (ピン14/ピン12) :** レギュレータ・イネーブルピン。1.25Vを超える電圧をかけるとデバイスがイネーブルされます。このピンの電圧を1V未満にするとデバイスはシャットダウンされます。このピンはフロート状態にしないでください。

**V<sub>IN</sub> (ピン15、16/ピン13、14) :** 主電源入力ピン。これらのピンは、PGNDとの間に10μF以上の低ESRセラミック・コンデンサを接続して、デバイスに近い位置でデカップリングする必要があります。

**PGND (露出パッド・ピン17/ピン3、4) :** 電源グランドピン。このピンには、入力バイパス・コンデンサC<sub>IN</sub>の(-)端子と出力コンデンサC<sub>OUT</sub>の(-)端子を低インピーダンスで接続する必要があります。QFNパッケージでは、グランドへの電氣的な低インピーダンス接続とPCBへの良好な熱的接触を得るために、露出パッドをPCBに半田付けしなければなりません。

## 機能ブロック図





## 動作

LTC3601は、最大1.5Aの出力電流を供給することのできる電流モード・モノリシック降圧レギュレータです。その独自のオン時間制御アーキテクチャにより、スイッチング周波数を一定に保ちながら非常に低い降圧比を実現することができます。公称上は、RUNピン電圧を1.25Vよりも大きくすると、動作がイネーブルされます。

### 主制御ループ

通常動作においては、内蔵ワンショット・タイマによって決定される固定間隔で内蔵トップ・パワーMOSFETがオンになります(ブロック図のON信号)。トップ・パワーMOSFETがオフになっている時は、電流コンパレータ $I_{CMP}$ がトリップし、それによってワンショット・タイマがリスタートして次のサイクルが開始されるまで、ボトム・パワーMOSFETがオンになります。インダクタ電流は、ボトム・パワーMOSFETのSWノードとPGNDノード間の電圧降下を検知することによってモニタされます。ITHピンの電圧は、インダクタの谷電流に対応する $I_{CMP}$ コンパレータのスレッシュホールドを設定します。エラーアンプEAは、内部0.6Vリファレンスと、出力電圧から取り出される帰還信号 $V_{FB}$ を比較することによって、このITH電圧を調整します。たとえば、負荷電流が増大すると、内部0.6Vリファレンスに比べて帰還電圧が減少します。その結果、平均インダクタ電流が負荷電流と等しくなるまでITH電圧が上昇します。

動作周波数は、内蔵発振器の電流をプログラムするRT抵抗の値によって決定されます。内蔵フェーズロック・ループは、スイッチング・レギュレータのオン時間が内蔵発振器のエッジをトラックするようにサーボ制御して、一定のスイッチング周波数を強制します。クロック信号をSYNC/MODEピンに与えて、スイッチング周波数を外部ソースに同期させることができます。クロック信号を与えると、レギュレータはデフォルトで強制連続動作になります。

負荷電流が小さいと、インダクタ電流がゼロまたは負になることがあります。LTC3601をBurst Mode動作に設定にすると、電流反転コンパレータ $I_{REV}$ によってこのインダクタ電流状態が検知され、これによってボトム・パワーMOSFETがシャットオフされてデバイスは低消費電流のスリープ状態となり、結果とし

て不連続動作となって低負荷電流時の効率が向上します。新しいサイクルを開始させるのに十分なだけITH電圧が上昇するまでは、両方のパワーMOSFETがオフのまま留まり、デバイスはスリープ状態になり、負荷電流は出力コンデンサから供給されます。不連続動作は、MODE/SYNCピンをグランドに接続し、LTC3601を強制連続モードにすることによってデイスエーブルされます。強制連続モードの間は、出力負荷電流に関わらず連続同期動作が行われます。

### 「パワーグッド」ステータス出力

レギュレータ出力が安定化ポイントから $\pm 8\%$ の範囲を外れると、PGOODオープンドレイン出力が“L”になります。安定化ポイントから5%以内になると、この状態は解消されます。 $V_{OUT}$ が過渡状態の時や動的に変化する際に望ましくないPGOODグリッチが発生するのを防ぐために、LTC3601のPGOOD立ち上がりエッジには、約40 $\mu$ sのフィルタ時間が含まれています。

### $V_{IN}$ 過電圧保護

内蔵パワーMOSFETデバイスを過渡電圧スパイクから保護するために、LTC3601は常に $V_{IN}$ ピンの過電圧状態をモニタします。 $V_{IN}$ の電圧が17.5Vを超えると、レギュレータは両方のパワーMOSFETをシャットオフして、動作を一時停止します。 $V_{IN}$ が16.5V未満になれば、レギュレータは直ちに通常動作を再開します。過電圧状態から復帰するとき、レギュレータはソフトスタート機能を実行しません。

### 短絡保護

出力が偶発的にグランドに短絡した場合は、フォールドバック電流制限が機能します。この状態では、内部電流制限( $I_{LIM}$ )が通常値の約1/3に引き下げられます。この機能は短絡状態におけるLTC3601の発熱を減らして、ICと入力電源が損傷しないように保護します。

## アプリケーション情報

LTC3601の標準的応用回路がこのデータシートの最初のページに示されています。外付け部品の選択は負荷要件に大きく左右され、インダクタLの選択から始めます。インダクタを選択したら、入力コンデンサC<sub>IN</sub>、出力コンデンサC<sub>OUT</sub>、内部レギュレータ・コンデンサC<sub>INTVCC</sub>、およびブースト・コンデンサC<sub>BOOST</sub>を選択することができます。次に、望みの出力電圧を設定するために帰還抵抗を選択します。最後に、外部回路補償、トラック/ソフトスタート、外部でプログラムする発振器周波数、およびPGOODなどの機能のために、残りのオプションの外付け部品を選択することができます。

### 動作周波数

動作周波数の選択は、効率と部品サイズのトレードオフになります。動作周波数を高くすれば、インダクタやコンデンサの値を小さく抑えることができます。動作周波数を低くすれば、内部ゲート充電損失を減らして効率を上げることができますが、インダクタンスや容量を大きくして、出力リップル電圧を低く抑える必要があります。

LTC3601の動作周波数f<sub>0</sub>は、RTピンとグラウンドの間に接続される外部抵抗によって決まります。抵抗の値は、発振器内の内部タイミング・コンデンサの充電と放電に使用するランプ電流を設定し、次式によって求めることができます。

$$R_{RT} = \frac{3.2 \text{ E}11}{f_0}$$

ここで、R<sub>RT</sub>の単位はΩ、f<sub>0</sub>の単位はHzです。

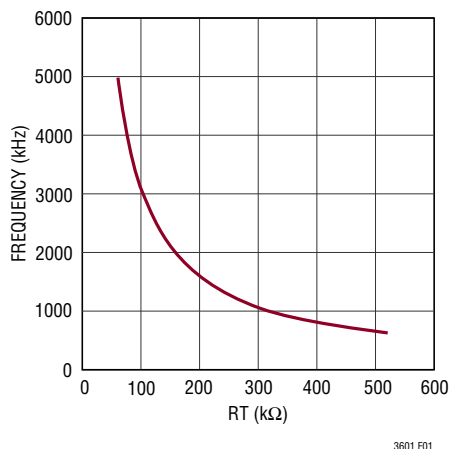


図1. スイッチング周波数とRT

RTピンをINTV<sub>CC</sub>に接続するとコンバータはデフォルトでf<sub>0</sub> = 2MHzになります。ただし、このスイッチング周波数は、RTに抵抗を接続した場合よりも製造プロセスや熱の変動に敏感です（標準的性能特性参照）。

### インダクタの選択

与えられた入力電圧と出力電圧において、インダクタのリップル電流はインダクタ値と動作周波数によって決まります。具体的には、次式に従い、インダクタ値や動作周波数が高くなるとインダクタのリップル電流は小さくなります。

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

ここで、ΔI<sub>L</sub> = インダクタのリップル電流、f = 動作周波数、L = インダクタ値です。部品サイズ、効率、および動作周波数の間のトレードオフは、この式によって判断することができます。大きな値のΔI<sub>L</sub>を受け入れれば使用するインダクタの値を小さくすることができますが、インダクタのコア損失、出力コンデンサのESR損失、そして出力リップルが大きくなるという結果を招きます。一般に、動作周波数を低くしてリップル電流を小さくすれば、最も効率の高い動作を実現することができます。

リップル電流を設定する際には、I<sub>OUT(MAX)</sub>の40%ぐらいから始めるのが妥当です。最大リップル電流はV<sub>IN</sub>が最大の時に発生します。リップル電流が規定された最大値を超えないことを保証するには、次式に従ってインダクタンスを選択する必要があります。

$$L = \left( \frac{V_{OUT}}{f \cdot \Delta I_{L(MAX)}} \right) \left( 1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}} \right)$$

Lの値が分かったら、インダクタのタイプを選択する必要があります。一定のインダクタ値に対する実際のコア損失はコアサイズには関係せず、選択したインダクタンスに大きく左右されます。インダクタンスが大きくなれば、コア損失は小さくなります。残念ながら、インダクタンスを大きくするとワイヤの巻き数を増やす必要があり、これは銅損失の増加を招きます。

フェライトを使用すればコア損失を非常に小さくできるので、高スイッチング周波数に適しています。したがって、設計の目標を銅損失と飽和の防止に絞ることができます。フェライトコア素材の飽和は「急激」です。つまり、ピーク設計電流を超えると

## アプリケーション情報

インダクタンスが突然低下します。このインダクタンスの急落はインダクタのリップル電流を突然増加させる結果となるので、コアが飽和しないようにすることが重要です。

インダクタのサイズ/電流、および価格/電流の関係は、コアの素材と形状によって異なります。フェライトやパーマロイを使用したトロイド・コアやシールド・ポット・コアは小型で放射エネルギーも大きくありませんが、一般に、同様の特性を有する鉄粉コアのインダクタよりも高価です。どちらのタイプのインダクタを使用するかは、主に、価格とサイズの要件や放射フィールド/EMIの要件に基づいて行われます。新しいデザインの表面実装インダクタが、東光、Vishay、NECトーキン、Cooper、Coilcraft、TDK、およびWürth Elektronikから提供されています。表1に使用可能な表面実装インダクタの例を示します。

表1. インダクタ選択表

インダクタンス ( $\mu\text{H}$ )	DCR ( $\text{m}\Omega$ )	最大電流 (A)	寸法 (mm)	高さ (mm)
<b>Würth Elektronik WE-PD2 Typ MSシリーズ</b>				
0.56	9.5	6.5	5.2 × 5.8	2
0.82	14	5.4		
1.2	21	4.8		
1.7	27	4		
2.2	36	3.6		
<b>Vishay IHLP-2020BZ-01シリーズ</b>				
0.47	8.8	11.5	5.2 × 5.5	2
0.68	12.4	10		
1	20	7		
2.2	50.1	4.2		
<b>東光 DE3518Cシリーズ</b>				
0.56	24	3.3	3.5 × 3.7	1.8
1.2	30	2.4		
1.7	35	2.1		
<b>スミダ CDRH2D18/HPシリーズ</b>				
0.56	33	3.7	3.2 × 3.2	2
0.82	39	2.9		
1.1	43	2.5		
<b>Cooper SD18シリーズ</b>				
0.47	20.1	3.58	5.5 × 5.5	1.8
0.82	24.7	3.24		
1.2	29.4	2.97		
1.5	34.5	2.73		
2.2	39.8	2.55		
<b>Coilcraft LPS4018シリーズ</b>				
0.56	30	4.8	4 × 4	1.7
1	40	2.8		
2.2	70	2.7		
<b>TDK VLS252012シリーズ</b>				
0.47	56	3.3	2.5 × 2	1.2
1	88	2.4		
1.5	126	2		
2.2	155	1.8		

## C<sub>IN</sub>とC<sub>OUT</sub>の選択

トップ・パワー・MOSFETドレインの台形波電流をフィルタするには、入力コンデンサC<sub>IN</sub>が必要です。大きな過渡電圧の発生を防ぐためには、最大RMS電流に合わせてサイズを決定した低ESR入力コンデンサを使用することが望まれます。最大RMS電流は次式で求められます。

$$I_{\text{RMS}} = I_{\text{OUT(MAX)}} \frac{\sqrt{V_{\text{OUT}}(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}})}}{V_{\text{IN}}}$$

ここで、I<sub>OUT(MAX)</sub>は最大平均出力電流です。この式はV<sub>IN</sub> = 2V<sub>OUT</sub>の時に最大値を取り、その時のRMS電流はI<sub>RMS</sub> = I<sub>OUT</sub>/2です。条件を大きく変化させても状況はそれほど改善されないため、一般にはこれらのワーストケース条件が設計に使用されます。コンデンサ・メーカーが示すリップル電流の定格値は、多くの場合、2000時間の寿命を前提としたものなので、さらにデレーティングすること、つまり要求よりも高い使用温度範囲のコンデンサを選ぶことが望まれます。

また、設計上の要求を満たすために、いくつかのコンデンサを並列に使用することもできます。入力電圧が低いアプリケーションでは、出力負荷変動時の過渡影響を最小限に抑えるために、十分なバルク入力容量が必要です。LTC3601には過電圧保護回路が備わっていますが、過渡入力電圧による過電圧発生でデバイスが損傷しないように注意を払わなければなりません。

C<sub>OUT</sub>の選択は、主に、電圧リップルと過渡負荷ステップを最小限に抑えるために必要な等価直列抵抗(ESR)によって決まります。出力リップル $\Delta V_{\text{OUT}}$ は次式で求められます。

$$\Delta V_{\text{OUT}} < \Delta I_{\text{L}} \left( \text{ESR} + \frac{1}{8 \cdot f \cdot C_{\text{OUT}}} \right)$$

$\Delta I_{\text{L}}$ は入力電圧とともに増加するので、出力リップル電流は最大入力電圧で最大値を取ります。ESRとRMS電流処理の要件を満たすには、複数のコンデンサを並列に使わなければならないことがあります。乾式タンタル・コンデンサ、特殊ポリマ・コンデンサ、アルミ電解コンデンサ、およびセラミック・コンデンサは、すべて表面実装パッケージのものががあります。特殊ポリマ・コンデンサは低ESRですが、容量密度は他のタイプのものよりも低くなっています。タンタル・コンデンサは容量密度が最も高いのですが、スイッチング電源に使用する場合はサージ・テストを行ったものに限ることが重要です。アルミニウム電解コンデンサはESRが極めて大きいのですが、リップル電流定

## アプリケーション情報

格値や長期的な信頼性に関して十分な検討を行えば、コスト要求の厳しいアプリケーションに使うことができます。セラミック・コンデンサは優れた低ESR特性を有し、フットプリントが小さいコンデンサです。しかしバルク容量が比較的小さいので、複数のコンデンサを並列で使用しなければならない場合があります。

### 入力、出力コンデンサとしてのセラミック・コンデンサの使用

現在では、容量が大きく、安価でケース・サイズも小さいセラミック・コンデンサを使用できるようになりました。これらのコンデンサは定格電圧が高く低ESRなので、スイッチング・レギュレータのアプリケーションに適しています。しかし、ある種のセラミック・コンデンサは自己共振を起こしやすくQの値が大きめという特性があるので、入力や出力にこれらのコンデンサを使う場合は注意が必要です。入力にセラミック・コンデンサを使用し、長いワイヤでACアダプタから電力を供給する場合は、出力側の負荷ステップによって $V_{IN}$ ピンにリングングが発生する恐れがあります。軽度であれば、このリングングが出力に与える影響は、回路の不安定性と誤解される程度でしかありませんが、最悪の場合は、長いワイヤを介した突如の突入電流によってデバイスを損傷させるほどの電圧スパイクが $V_{IN}$ に生じることがあります。詳細についてはアプリケーションノート88を参照してください。

入力および出力にセラミック・コンデンサを選択する時は、X5RまたはX7Rの誘電体のものを選んでください。これらの誘電体は、指定された値とサイズに対して最良の温度特性と電圧特性を与えます。

### INTV<sub>CC</sub>レギュレータ・バイパス・コンデンサ

内部低損失(LDO)レギュレータは、パワーMOSFETゲート・ドライバを含むLTC3601の内部回路の大部分への給電に使われる3.3V電源電圧を発生します。INTV<sub>CC</sub>ピンはこのレギュレータの出力に接続されており、グランドとの間に少なくとも1 $\mu$ Fのデカップリング・コンデンサが必要です。LTC3601が必要とする過渡電流を供給するために、デカップリング・コンデンサとINTV<sub>CC</sub>およびPGNDピンの電気的接続は低インピーダンスにする必要があります。このピンに5mAの最大負荷電流を接続することができますが、それによる電力損失の増大とダイ温度の上昇を考慮しなければなりません。さらに、この電

源は必要ならば別途DC負荷電流を供給することだけが意図されており、LTC3601の動作に影響を与えかねない大きな過渡状態やAC動作の安定化は意図されていません。

### ブースト・コンデンサ

ブースト・コンデンサ $C_{BOOST}$ は、与えられた入力電圧 $V_{IN}$ を超える電圧レールを発生させるために使われます。具体的には、ブースト・コンデンサは、ボトム・パワーMOSFETがオンになるとINTV<sub>CC</sub>とほぼ等しい電圧に充電されます。このコンデンサの電荷は、スイッチング・サイクルの残り時間に必要とされる過渡電流を供給するために使われます。トップMOSFETがオンになると、BOOSTピン電圧は $V_{IN}+3.3V$ にほぼ等しくなります。ほとんどのアプリケーションでは、0.1 $\mu$ Fのセラミック・コンデンサで十分です。

### 出力電圧プログラミング

LTC3601は、次式に従い、 $V_{FB}$ が0.6Vのリファレンス電圧と等しくなるように出力電圧を調整します。

$$V_{OUT} = 0.6V \left( 1 + \frac{R1}{R2} \right)$$

望みの出力電圧は、図2に示すように抵抗 $R1$ と $R2$ を適切に選択することによって設定されます。 $R1$ と $R2$ の値を大きくすれば効率が向上しますが、FBノードにおける浮遊容量のために、望ましくないノイズのカップリングや位相マージンの低下を招くことがあります。FBラインは、SWラインなどのノイズ源からも離して配線するように注意を払う必要があります。

主制御回路の周波数応答を改善するために、図2に示すようにフィードフォワード・コンデンサ $C_F$ を使うことができます。

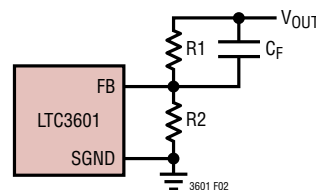


図2. オプションのフィードフォワード・コンデンサ

## アプリケーション情報

### 最小オフ時間/オン時間に関する検討事項

最小オフ時間は、LTC3601がボトム・パワーMOSFETをオンにし、電流コンパレータをトリップさせてパワーMOSFETを再びオフにすることができる最短時間で、この時間は通常40nsです。オン時間が制御される電流モード制御アーキテクチャでは、最小オフ時間の制限から最大デューティサイクルは次のようになります。

$$DC_{(MAX)} = 1 - (f \cdot t_{OFF(MIN)})$$

ここで、 $f$ はスイッチング周波数、 $t_{OFF(MIN)}$ は最小オフ時間です。例えば入力電圧の低下によってデューティサイクルがこの最大値を超えると、出力が低下して安定しなくなります。このようなドロップアウト状態を避けるための最小入力電圧は次式で表されます。

$$V_{IN(MIN)} = \frac{V_{OUT}}{1 - (f \cdot t_{OFF(MIN)})}$$

これとは逆に、最小オン時間は、トップ・パワーMOSFETをオン状態にすることができる最短時間で、この時間は通常20nsです。連続モード動作では、最小オン時間の制限から最小デューティサイクルは次のようになります。

$$DC_{(MIN)} = (f \cdot t_{ON(MIN)})$$

ここで、 $t_{ON(MIN)}$ は最小オン時間です。この式が示すように、動作周波数を減らせば、最小デューティサイクルの制約は緩和されます。

最小デューティサイクルを下回るような稀なケースでは、出力電圧は安定状態に保たれますが、スイッチング周波数はプログラムされた値より低くなります。多くのアプリケーションではこのような結果を受容できるので、ほとんどの場合はこの制約は重要ではなく、高いスイッチング周波数を使って設計を行っ

ても深刻な結果を招く恐れはありません。インダクタやコンデンサの選択に関するセクションに示したように、スイッチング周波数を高くすればより小さい基板部品を使うことができますので、アプリケーション回路の実装面積を小さくすることができます。

### 内部/外部ループ補償

LTC3601では、必要な外付け部品数や設計時間を減らすために、固定内部ループ補償ネットワークを使用することができます。内部ループ補償ネットワークは、ITHピンをINTV<sub>CC</sub>ピンに接続することによって選択できます。安定性を保証するために、内部補償を使用する場合、出力コンデンサは少なくとも47μFとすることを推奨します。あるいは、望むとおり主制御ループの過渡応答を最適化するために、特定の外部ループ補償部品を選択することができます。外部ループ補償は、望みのネットワークを単にITHピンに接続して選択します。

補償部品の推奨値を図3に示します。2MHzアプリケーションでは、220pFと13kΩのR-Cネットワークから開始するのが妥当です。Cを小さくすると回路の帯域幅は大きくなります。Cの減少と同率でRを大きくすればゼロ周波数は同じ値に保たれ、位相も、帰還回路の最も重要な周波数範囲で同一に保たれます。基板の浮遊容量に起因する高周波のカップリングを除去するために、ITHピンには10pFのバイパス・コンデンサを取り付けることを推奨します。さらに、すでに図2に示したように、フィードフォワード・コンデンサC<sub>F</sub>を追加すれば高周波応答を改善することができます。コンデンサC<sub>F</sub>は、R1とともに高周波数のゼロを発生させることによって位相リードを与え、位相マージンを改善します。

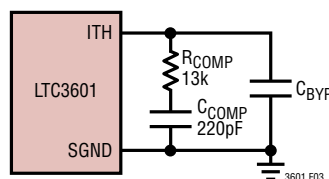


図3. 補償部品

## アプリケーション情報

### 過渡応答の確認

レギュレータのループ応答は、負荷ステップに対するシステムの応答を観察することによって確認できます。外部補償構成にした場合は、ITHピンを使用すれば、制御回路の動作を最適化できるだけでなく、DC結合されACフィルタされた閉ループ応答テスト・ポイントが与えられます。このテスト・ポイントのDCステップ、立ち上がり時間、およびセtringの様子には、システムの閉ループ応答が正確に反映されます。支配的な二次系を想定した場合は、このピンにおけるオーバーシュートのパーセンテージを観察することによって、位相マージンや減衰係数を予測することができます。図3に示すITHの外付け部品は、ほとんどのアプリケーションにとって妥当な出発点となります。直列R-Cフィルタは、ポール-ゼロ-ループ補償を設定します。値は、最終的なPCレイアウトが完了して、出力コンデンサの具体的なタイプと値が決まれば、過渡応答を最適化するために多少の変更(推奨値の約0.5倍から2倍)を加えることができます。ループの帰還率、利得および位相は出力コンデンサのタイプと値によって決まるので、まず出力コンデンサを選ぶ必要があります。出力電流パルスが全負荷電流の20%~100%で、その立ち上がり時間が1 $\mu$ sから10 $\mu$ sであれば、生成される出力電圧とITHピン波形から、帰還ループを開くことなくループ全体の安定性を判断することができます。

負荷ステップに対するV<sub>OUT</sub>の応答を観察すると、最初の出力電圧ステップが帰還ループの帯域幅の中に入らないことがあります。結果として、標準的な二次オーバーシュート/DC比を使用して位相マージンを決定することはできません。出力電圧のセtringの様子は閉ループ系の安定性に関係しており、実際の総合的電源性能を示します。制御ループ理論の検討を含む補償部品最適化の詳細については、リニアテクノロジーの「アプリケーションノート76」を参照してください。図2に示すように、帰還抵抗R<sub>1</sub>と並列にフィードフォワード・コンデンサC<sub>F</sub>を追加すれば、システムの高周波応答を改善することができます。コンデンサC<sub>F</sub>は、R<sub>1</sub>とともに高周波数のゼロを発生させることによって位相リードを与えます。

アプリケーションによっては、大容量の(>10 $\mu$ F)入力コンデンサを備えた負荷をスイッチによって接続すると、激しい過渡現象を引き起こすことがあります。放電した入力コンデンサが実質的にC<sub>OUT</sub>と並列接続状態になるため、V<sub>OUT</sub>は急速に低下します。負荷を接続するスイッチの抵抗が小さくて高速でドライブすると、どんなレギュレータでもこのような出力垂下を防ぐだけの十分な電流を供給することはできません。解決策は、負荷スイッチ・ドライバのオン速度を制限することです。Hot Swap™コントローラは特にこの目的のために設計されており、通常、電流制限、短絡保護、ソフトスタートなどの機能を備えています。

### MODE/SYNC動作

MODE/SYNCピンは、モード選択と動作周波数同期の両方を行うことができる多目的ピンです。このピンをINTV<sub>CC</sub>に接続すると低負荷電流時の効率が高いBurst Mode動作がイネーブルされますが、出力電圧リップルがわずかに高くなります。MODE/SYNCピンをグラウンドに引き下げると、強制連続モード動作が選択されて固定出力リップルが最小になります。軽負荷時の効率は低下します。

LTC3601はMODE/SYNCピンの外部クロック信号を検出して、内蔵発振器を入力クロックの位相と周波数に同期させます。外部クロックが検出されると、LTC3601は強制連続モード動作になります。

### 出力電圧トラッキングとソフトスタート

LTC3601では、TRACKピンを使用して出力電圧ランプレートを制御することができます。0V~0.6Vでは、TRACKピンがエラーアンプへの内部リファレンス入力をオーバーライドし、強制的にTRACKピンの電圧に合わせて帰還電圧を安定化します。TRACKピンの電圧が0.6Vを超え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を使って安定化されます。

## アプリケーション情報

TRACKピンの電圧は外部電源からドライブできます。あるいは、TRACKピンとグラウンドの間にコンデンサを接続することにより、内部1.4 $\mu$ Aプルアップ電流を利用してソフトスタート機能を実装することができます。出力の立ち上がり時間とTRACKコンデンサの関係は次式で与えられます。

$$t_{SS} = 430,000 \times C_{TRACK}$$

デフォルトの内部ソフトスタート・タイムは、この時間内のTRACKピン入力をオーバーライドすることによって、最小ソフトスタート時間を強制的に400 $\mu$ sにします。したがってコンデンサ容量が約1000pF未満の場合は、ソフトスタート動作にはほとんど影響しません。

TRACKピンを使用する場合、出力が最終値の80%を超えるまで ( $V_{FB} > 0.48V$ )、レギュレータはBurst Mode動作がデフォルトとなります。出力がこの電圧に達すると、上述のように、レギュレータの動作モードはMODE/SYNCピンによって選択されたモードに切り替わります。通常動作中に出力が最終値の10%未満に低下した場合は (例えばトラックダウンした場合)、インダクタの飽和を防いでTRACKピンの精度を上げるために、レギュレータは自動的にBurst Mode動作に切り替わります。

### 出力パワーグッド

LTC3601のPGOOD出力は、15 $\Omega$  (標準)のオープンドレイン・プルダウン・デバイスによってドライブされます。このデバイスは出力電圧が安定化ポイントから5% (標準)以内になるとオフになり、外付けのプルアップ抵抗 (標準100k)を介してPGOODの電圧を上昇させます。出力電圧が目標安定化ポイントの周りの8% (標準)の安定化ウィンドウから外れるとオープンドレイン出力が15 $\Omega$ の出力抵抗でグラウンドにプルダウンするので、PGOODピン電圧が降下します。40 $\mu$ s (標準)のフィルタ時間は、 $V_{OUT}$ の過渡現象による好ましくないPGOOD出力の変化を防ぐ役割を果たします。結果として、PGOODピンが“H”になるには、40 $\mu$ sにわたって出力電圧が安定化ポイントから5%の目標安定化ウィンドウ内になければなりません。逆に、PGOODピンがグラウンドになるには、40 $\mu$ sにわたって出力電圧が8%の安定化ウィンドウの外に出ていなければなりません (図4参照)。

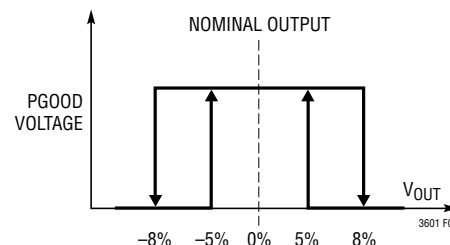


図4. PGOODピンの動作

### 効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータのパーセント効率は、出力電力を入力電力で除して100%を乗じた値に等しくなります。多くの場合、何が効率を制限しているのかを特定し、どのような変更を行えば最大限改善できるのかを判断するには、個々の損失を分析することが有効です。パーセント効率は次の式で表わされます。

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

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わした個々の損失項です。

損失は回路内のすべての損失要素で発生しますが、通常、LTC3601における主な損失要因は次の3つです。すなわち、1)  $I^2R$ 損失、2) スwitching損失と消費電流による損失、3) 遷移損失とその他のシステム損失です。

1.  $I^2R$ 損失は、内部スイッチのDC抵抗 $R_{SW}$ と、外部インダクタのDC抵抗 $R_L$ から求められます。連続モードでは平均出力電流はインダクタ $L$ を通して流れますが、この電流は内蔵のトップ・パワーMOSFETとボトム・パワーMOSFETの間で「こま切れ」にされます。したがって、SWピンに対する直列抵抗は、次式の通り、トップおよびボトムMOSFET両方の $R_{DS(ON)}$ とデューティサイクル(DC)の関数となります。

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

## アプリケーション情報

トップおよびボトムMOSFETの $R_{DS(ON)}$ は、「標準的性能特性」のセクションに示す特性曲線から得ることができます。したがって、 $I^2R$ 損失は次式によって求められます。

$$I^2R \text{ LOSS} = I_{OUT}^2 \cdot (R_{SW} + R_L)$$

2. 内蔵LDOはINTV<sub>CC</sub>レールに電力を供給します。ここでの合計電力損失は、制御回路のスイッチング損失と消費電流による損失を加えたものになります。

パワーMOSFETのゲートを“L”から“H”に、さらに再び“L”に切り替えるたびに、ひとかたまりの電荷dQがV<sub>IN</sub>からグラウンドに移動します。このときのdQ/dtがINTV<sub>CC</sub>からの電流であり、通常はDC制御バイアス電流よりもはるかに大きな値となります。連続モードではI<sub>GATECHG</sub> = f(Q<sub>T</sub> + Q<sub>B</sub>)です。ここでQ<sub>T</sub>とQ<sub>B</sub>は内蔵トップおよびボトム・パワーMOSFETのゲート電荷、fはスイッチング周波数です。目安としては、LTC3601における(Q<sub>T</sub> + Q<sub>B</sub>)の値は約1nCです。

LDO負荷による合計電力損失を計算するには、ゲート充電電流と消費電流を加えた値にV<sub>IN</sub>を乗じます。

$$P_{LDO} = (I_{GATECHG} + I_Q) \cdot V_{IN}$$

3. 遷移損失、銅トレース抵抗、内部負荷電流などその他の「隠れた」損失は、パワーシステムの効率をさらに低下させる原因となり得ます。遷移損失は、スイッチノードの遷移時に飽和領域でトップ・パワーMOSFETが費やすわずかな時間によって生じます。LTC3601の内蔵パワーデバイスは十分な速度でスイッチングするので、これらの損失は他の損失要因と比較してそれほど大きくはありません。

また、デッドタイム中のダイオード導通損失やインダクタ・コア損失を含むその他の損失は、一般に、追加損失合計の2%未満に過ぎません。

## 熱に関する検討事項

LTC3601では、良好な放熱のために、パッケージの露出バックプレーンメタル(QFNパッケージのPGNDピン、MSOPパッケージのSGNDピン)をPC基板にしっかりと半田付けする必要があります。これにより、QFNパッケージとMSOPパッケージの熱特性は同様のサイズの他のパッケージに比べて非常に優れたものとなり、通常動作においてデバイスの温度が最大接合部温度を超えることはほとんどなくなります。LTC3601は効率が高く、パッケージ・バックプレーンの熱抵抗が小さいので、大量の熱を放出することはほとんどありません。しかし、高周囲温度、高入力電圧、高スイッチング周波数、最大出力電流の下でLTC3601を動作させるアプリケーションでは、熱放散によりデバイスが最大接合部温度を超える恐れがあります。接合部温度が約150°Cに達すると、温度が約10°C低下するまで両方の電源スイッチがオフになります。

LTC3601の温度が最大接合部温度を超えないよう、熱解析を必ず行ってください。

温度上昇は次式で与えられます。

$$T_{RISE} = P_D \theta_{JA}$$

ここで、P<sub>D</sub>はレギュレータの電力損失、θ<sub>JA</sub>はダイ接合部から周囲温度までの熱抵抗です。

I<sub>OUT</sub> = 1.5A、V<sub>IN</sub> = 12V、f = 4MHz、V<sub>OUT</sub> = 1.8V、周囲温度70°CでLTC3601EUDを動作させる場合を考えます。標準的性能特性の項から、トップ・スイッチのR<sub>DS(ON)</sub>は公称値で130mΩ、ボトム・スイッチの公称値は100mΩなので、等価パワーMOSFET抵抗R<sub>SW</sub>は次式で求められます。

$$R_{DS(ON)TOP} \cdot 1.8/12 + R_{DS(ON)BOT} \cdot 10.2/12 = 105m\Omega$$



## アプリケーション情報

前のセクションの説明から  $f = 4\text{MHz}$  の時の  $I_{\text{GATECHG}}$  は約  $4\text{mA}$  で、「電気的特性」の表に記載されている標準  $I_{\text{Q}}$  は  $1\text{mA}$  です。したがって、抵抗性損失とLDOの損失による合計電力損失は次式で求められます。

$$P_{\text{D}} = I_{\text{OUT}}^2 \cdot R_{\text{SW}} + V_{\text{IN}} \cdot (I_{\text{GATECHG}} + I_{\text{Q}})$$

$$P_{\text{D}} = (1.5)^2 \cdot (0.105) + 12\text{V} \cdot 5\text{mA} = 296\text{mW}$$

QFN  $3\text{mm} \times 3\text{mm}$  パッケージの接合部と周囲温度間の熱抵抗  $\theta_{\text{JA}}$  は約  $45^\circ\text{C/W}$  です。したがって、 $70^\circ\text{C}$  の周囲温度で作動しているレギュレータの接合部温度は、およそ次の値となります。

$$T_{\text{J}} = 0.296 \cdot 45 + 70 = 83.3^\circ\text{C}$$

これは、指定された最大接合部温度である  $125^\circ\text{C}$  よりも十分に低い値です。

### 基板レイアウトに関する検討事項

プリント基板をレイアウトする場合は、以下のチェックリストを使用してLTC3601が正しく動作するようにする必要があります。

1. コンデンサ  $C_{\text{IN}}$  はできるだけピンに近い位置で  $V_{\text{IN}}$  と  $\text{PGND}$  に接続します。これらのコンデンサは、内蔵パワーMOSFETとドライバにAC電流を供給します。 $C_{\text{IN}}$  の(-)プレートは、 $\text{PGND}$  と  $C_{\text{OUT}}$  の(-)プレートの近くに接続する必要があります。
2. 出力コンデンサ  $C_{\text{OUT}}$  とインダクタ  $L1$  は、損失を最小限に抑えるために近接させて接続する必要があります。 $C_{\text{OUT}}$  の(-)プレートは、 $\text{PGND}$  と  $C_{\text{IN}}$  の(-)プレートの近くに接続する必要があります。
3. 抵抗分割器  $R1$  と  $R2$  は、 $C_{\text{OUT}}$  の(+)プレートと、 $\text{SGND}$  近くで終端されたグランド・ラインの間に接続しなければなりません。帰還信号  $V_{\text{FB}}$  は  $\text{SW}$  ラインのようなノイズの多い部品やトレースから離して配線し、トレース長をできるだけ短くする必要があります。さらに、 $\text{RT}$  とループ補償部品は  $\text{SGND}$  に終端する必要があります。
4. 敏感な部品は  $\text{SW}$  ピンから離して配置してください。帰還抵抗である  $R_{\text{RT}}$  抵抗、補償部品、および  $\text{INTV}_{\text{CC}}$  のバイパス・コンデンサは、すべて  $\text{SW}$  トレースやインダクタから離して配線する必要があります。
5. グランドプレーンを使用するのが望ましい方法ですが、使用できない場合は信号グランドと電源グランドを分離して、両方を共通の低ノイズ基準点に接続します。 $V_{\text{IN}}$  および  $V_{\text{OUT}}$  のバイパス・コンデンサのグランド端子の接続点は、良好な低ノイズ基準点となります。 $\text{PGND}$  ピンへの接続は、この基準点から抵抗値が最小のトレースを使用する行が必要です。
6. 電力部品の温度上昇を抑えるために、各層の未使用領域はすべて銅で覆ってください。これらの銅領域は、IC裏面の露出接続部に接続する必要があります。

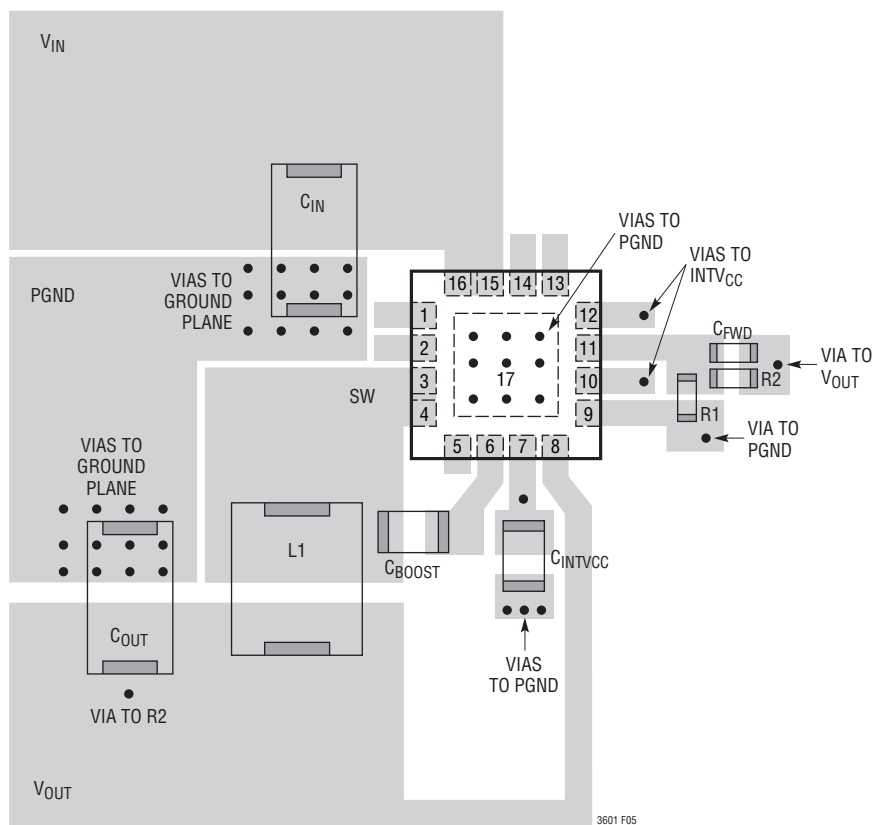


図5. QFNのレイアウト例

## アプリケーション情報

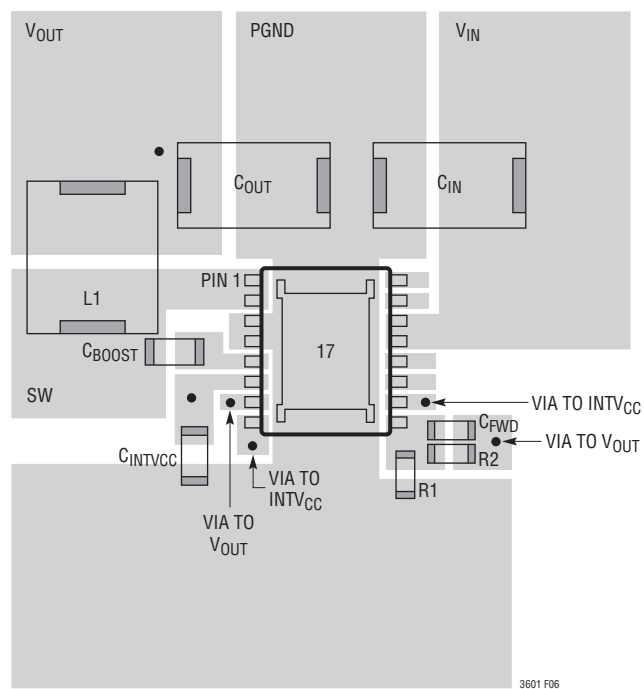


図6. MSEのレイアウト例

# LTC3601

## アプリケーション情報

### 設計例

設計例として、以下に示す仕様のアプリケーションにLTC3601を使うことを考えます。

$V_{IN} = 12V$ 、 $V_{OUT} = 1.8V$ 、 $I_{OUT(MAX)} = 1.5A$ 、 $I_{OUT(MIN)} = 10mA$ 、 $f = 1MHz$

負荷電流が大きい場合も小さい場合も効率が重要なので、Burst Mode動作を選択します。

まず、1MHzのスイッチング周波数に適した $R_{RT}$ 抵抗値を選択します。先に示した式に基づき、 $R_{RT}$ は324kとします。

次に、次式を使い、リップル電流を約40%としてインダクタの値を決定します。

$$L = \left( \frac{1.8V}{1MHz \cdot 600mA} \right) \left( 1 - \frac{1.8V}{12V} \right) = 2.55\mu H$$

このアプリケーションには標準値2.2 $\mu H$ のインダクタが適しています。

次に、出力電力リップルの要件を満たすのに必要な出力過渡性能と必要なESRに基づいて $C_{OUT}$ を選択します。このデザインには22 $\mu F$ のセラミック・コンデンサを使用します。

$C_{IN}$ は、次式で表される最大電流定格に合わせてサイズを決定します。

$$I_{RMS} = 1.5A \left( \sqrt{\frac{1.8V(12V - 1.8V)}{12V}} \right) = 0.54A$$

ほとんどのアプリケーションでは、22 $\mu F$ のセラミック・コンデンサで $V_{IN}$ ピンをデカップリングすれば十分です。ブースト・コンデンサも、ほとんどの場合は0.1 $\mu F$ で十分です。

基板スペースを節約するには、 $I_{TH}$ ピンを $INTV_{CC}$ ピンに接続して内部補償ネットワークを選択します。

$PGOOD$ ピンは100kの抵抗を介して $V_{IN}$ に接続してください。

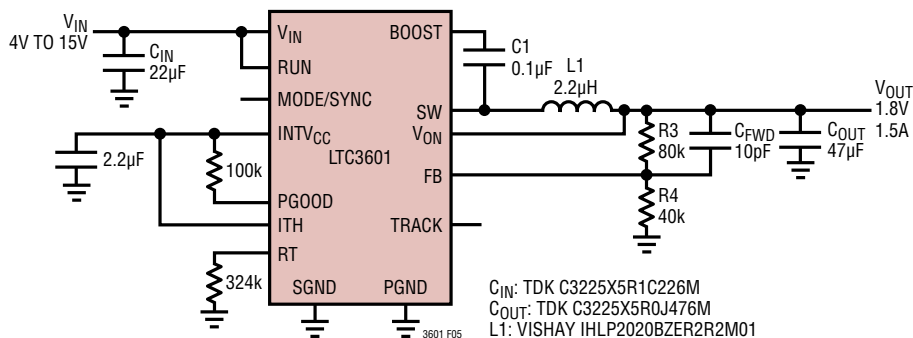
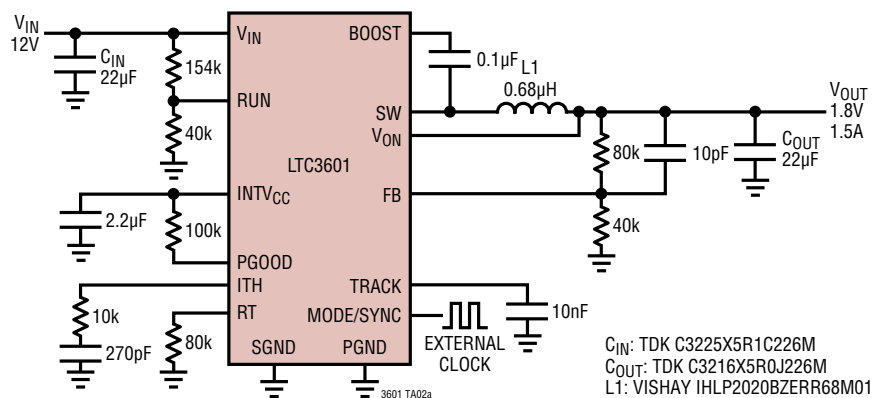


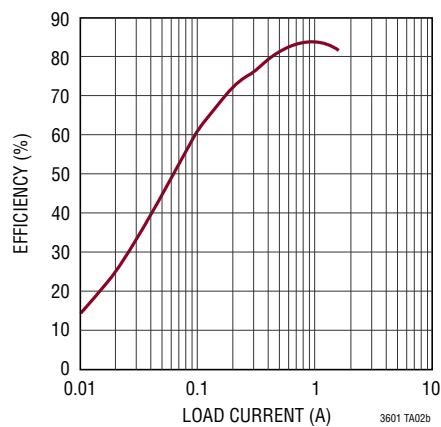
図7. 1MHzの1.8V、1.5Aレギュレータ

## 標準的応用例

6V UVLO、4.3msソフトスタート、  
同期周波数4MHzの12V入力1.8V出力

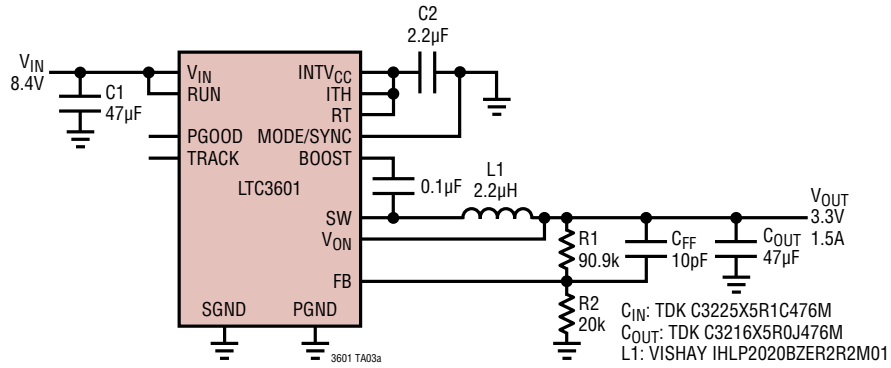


効率と負荷電流

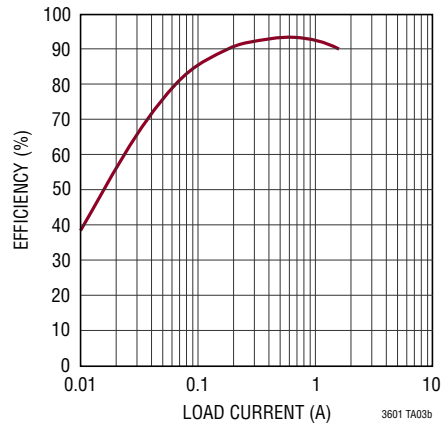


## 標準的応用例

強制連続モードを使い動作周波数2MHzで  
8.4V入力から3.3V出力



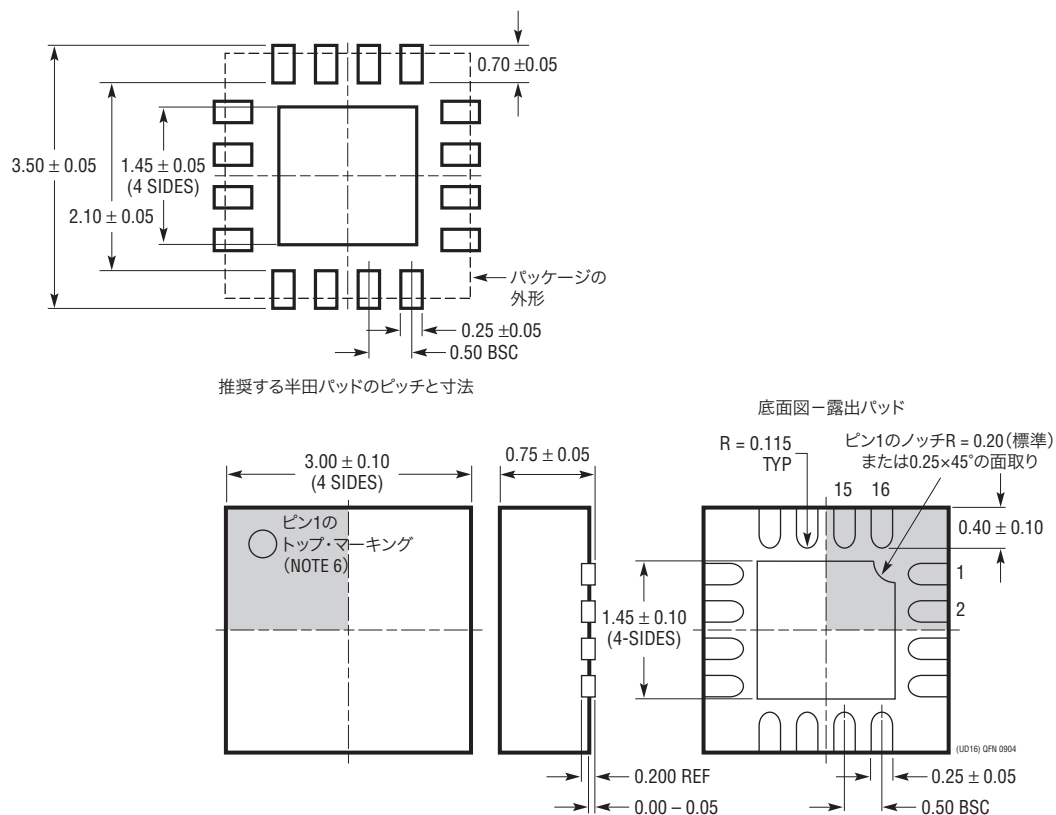
効率と負荷電流



## パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/>をご覧ください。

UDパッケージ  
16ピン・プラスチックQFN (3mm×3mm)  
(Reference LTC DWG # 05-08-1691)



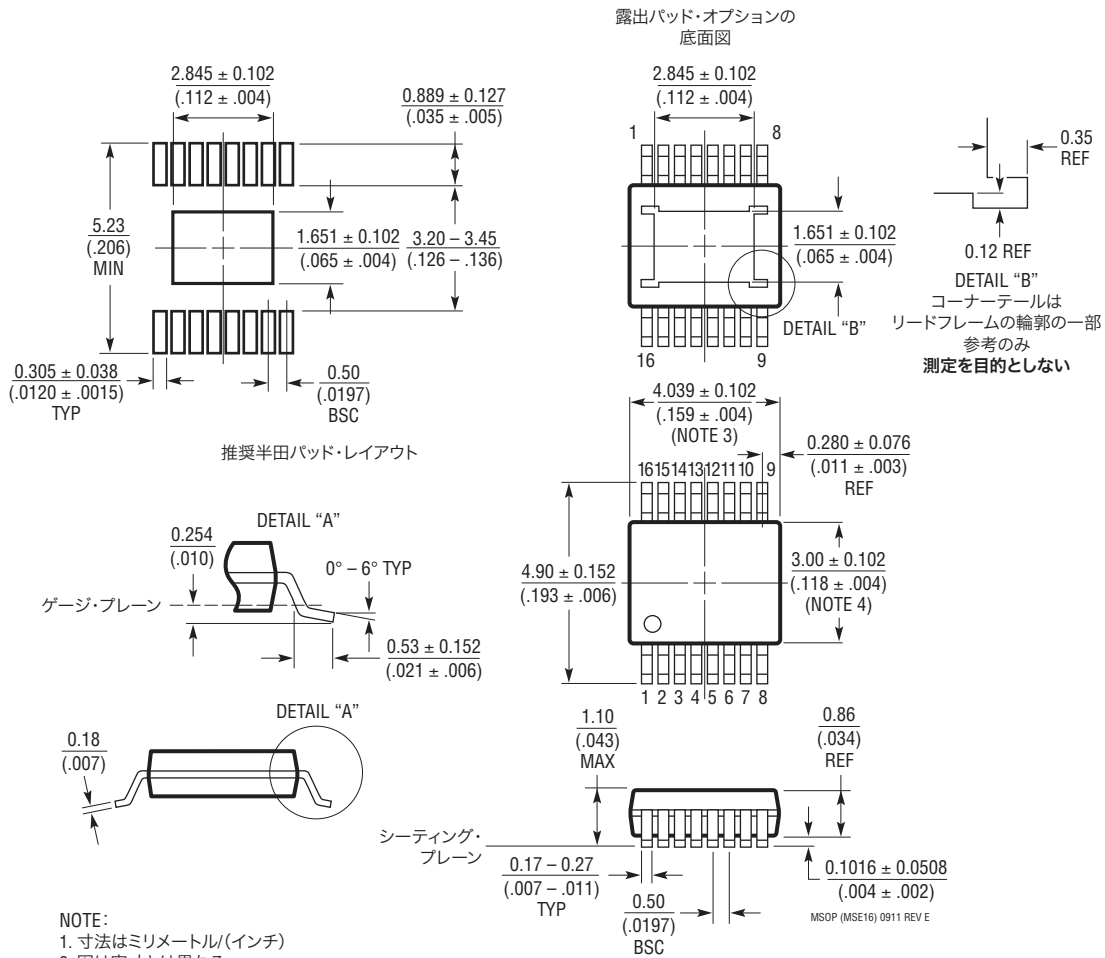
## NOTE:

1. 図面はJEDECのパッケージ外形MO-220バリエーション(WEED-2)に適合
2. 図は実寸とは異なる
3. すべての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない  
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで0.15mmを超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン1の位置の参考に過ぎない

## パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/>をご覧ください。

### MSEパッケージ 16ピン・プラスチックMSOP、露出ダイ・パッド (Reference LTC DWG # 05-08-1667 Rev E)





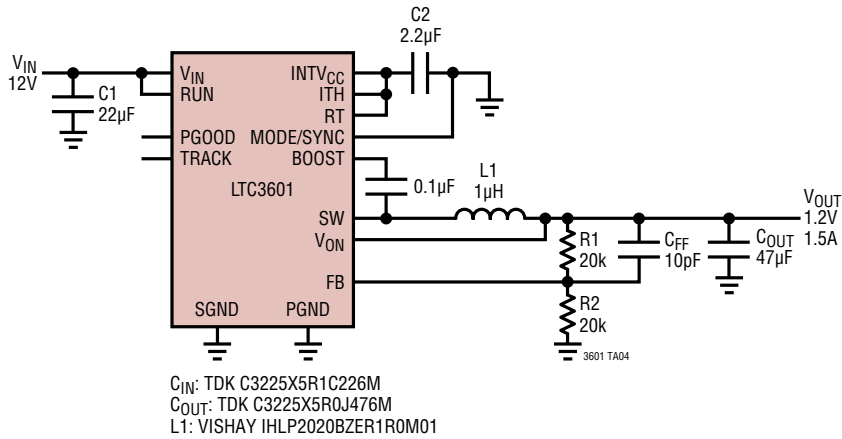
## 改訂履歴 (Rev Aよりスタート)

REV	日付	概要	ページ番号
A	4/10	「発注情報」のEグレードの温度範囲を「-40°C~125°C」に変更	2
		Note 2を改訂	3
		「ピン機能」を改訂	7
		「機能ブロック図」を改訂	8
		「アプリケーション情報」セクションの数式を改訂	11、15
		「関連製品」の表を改訂	26
B	11/11	V <sub>F_TRACK</sub> の仕様の単位をmVからVに変更	3
		グラフG17とG18の軸のラベルを更新	6

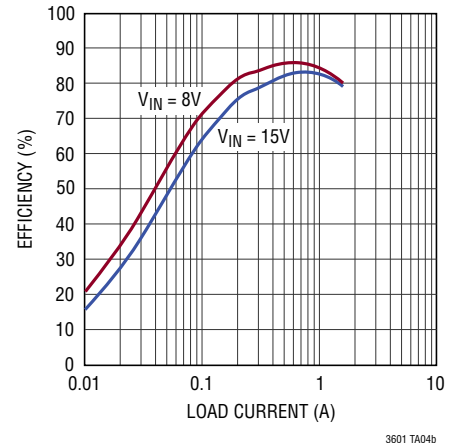
# LTC3601

## 標準的応用例

動作周波数2MHzで1.2V出力



効率と負荷電流



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3602	10V、2.5Aの出力電流、3MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、入力電圧:4.5V~10V、出力電圧(最小):0.6V、消費電流:75µA、 $I_{SD}<1µA$ 、4mm×4mm QFN20およびTSSOP-16Eパッケージ
LTC3603	15V、2.5Aの出力電流、3MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、入力電圧:4.5V~15V、出力電圧(最小):0.6V、消費電流:75µA、 $I_{SD}<1µA$ 、4mm×4mm QFN20パッケージ
LTC3604	15V、2.5Aの出力電流、4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、入力電圧:3.6V~15V、出力電圧(最小):0.6V、消費電流:300µA、 $I_{SD}<14mA$ 、3mm×3mm QFN-16およびMSOP-16Eパッケージ
LTC3605	15V、5Aの出力電流、4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、入力電圧:4.5V~15V、出力電圧(最小):0.6V、消費電流:2mA、 $I_{SD}<15µA$ 、4mm×4mm QFN24パッケージ
LTC3610	24V、12Aの出力電流、1MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、入力電圧:4V~24V、出力電圧(最小):0.6V、消費電流:900µA、 $I_{SD}<15µA$ 、9mm×9mm QFN64パッケージ
LTC3611	32V、10Aの出力電流、1MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、入力電圧:4V~32V、出力電圧(最小):0.6V、消費電流:900µA、 $I_{SD}<15µA$ 、9mm×9mm QFN64パッケージ

3601fb