

## 特長

- 位相をコントローラの位相をずらし、必要な入力容量を低減
- 広い $V_{IN}$ 範囲：2.5V ~ 10V (絶対最大定格)
- 固定周波数電流モード・アーキテクチャ
- 真のPLLにより、固定周波数または周波数調整が可能 (周波数範囲：300kHz ~ 750kHz)
- 低ドロップアウト：100%デューティ・サイクル
- パワーグッド出力電圧モニタ
- ソフトスタート機能を搭載
- 軽負荷時にバースト・モード<sup>®</sup>またはパルス・スキップ動作を選択可能
- 出力過電圧保護
- 低消費電流：460 $\mu$ A
- 0.8Vで $\pm 2\%$ のリファレンス精度
- 小型の16ピン細型SSOPパッケージ

## アプリケーション

- 1セルまたは2セルのリチウムイオン・バッテリー駆動アプリケーション
- ノートブックおよびポータブル・コンピュータ
- パーソナル・デジタル・アシスタント
- 携帯用計測器
- DC配電システム

、LTC、LTはリアテックノロジー社の登録商標です。  
Burst Modeはリアテックノロジー社の登録商標です。

## 概要

LTC<sup>®</sup>3701は、優れたACおよびDCの負荷および入力レギュレーションを実現する2フェーズのデュアル固定周波数電流モード降圧DC/DCコントローラです。コントローラ2つの出力段の位相をずらして動作させることによって、入力コンデンサのESRに起因する電力損失とノイズを最小限に抑えます。

LTC3701は $\pm 2\%$ の出力電圧精度を実現し、消費電流をわずか460 $\mu$ Aに抑えます。ドロップアウト時には外付けPチャネルMOSFETスイッチを連続的にオンすることにより(100%デューティ・サイクル)、バッテリー寿命をさらに延長できます。

スイッチング周波数は内部で550kHzに設定されるので、小型のインダクタやコンデンサを使用できます。ノイズに敏感なアプリケーションでは、300kHz ~ 750kHzの範囲で外部同期が可能です。PLLLPFピンに電圧を印加することにより、外部から周波数を設定することもできます。同期時またはEXTCLK/MODEピンが「L」の場合には、ノイズやRF干渉を低減するためにバースト・モード動作は禁止されます。

LTC3701は各コントローラごとに独立したソフトスタート回路を内蔵しています。また、パワーグッド出力電圧モニタや、出力過電圧と短絡に対する保護機能も搭載しています。

LTC3701は実装面積の小さい16ピン細型SSOPパッケージで供給されます。

## 標準的応用例

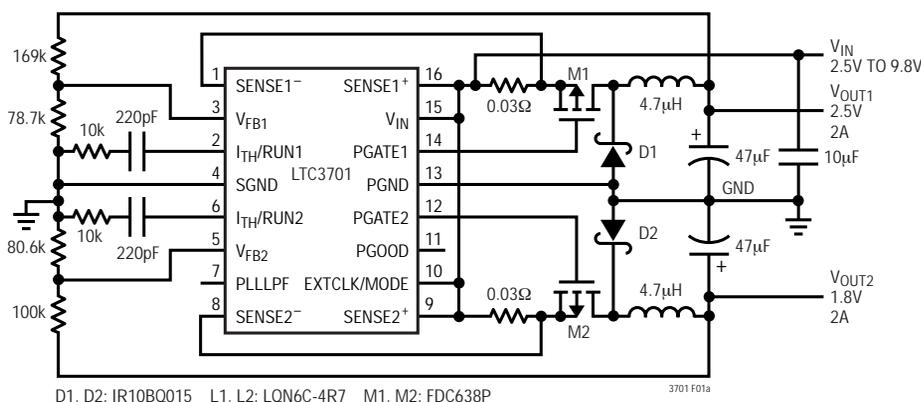
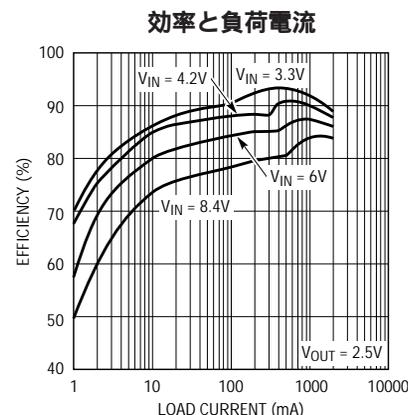


図1. 高効率2フェーズ550kHzデュアル降圧コンバータ



3701 F01b

3701i

# LTC3701

## 絶対最大定格

(Note 1)

入力電源電圧 ( $V_{IN}$ )	- 0.3V ~ 10V
SENSE1 <sup>-</sup> 、SENSE2 <sup>-</sup> 、PGATE1、PGATE2、PLLLPF、SENSE1 <sup>+</sup> 、SENSE2 <sup>+</sup> 、EXTCLK/MODEの各電圧	- 0.3V ~ ( $V_{IN} + 0.3V$ )
$V_{FB1}$ 、 $V_{FB2}$ 、 $I_{TH}/RUN1$ 、 $I_{TH}/RUN2$ の各電圧	- 0.3V ~ 2.4V
PGOOD電圧	- 0.3V ~ 10V
PGATE1、PGATE2のピーク出力電流 (<10 $\mu$ s)	1A
動作温度範囲 (Note 2)	- 40 ~ 85
保存周囲温度範囲	- 65 ~ 150
接合部温度 (Note 3)	125
リード温度 (半田付け、10秒)	300

## パッケージ/発注情報

<p>GN PACKAGE 16-LEAD PLASTIC SSOP <math>T_{JMAX} = 150^{\circ}C</math>, <math>\theta_{JA} = 140^{\circ}C/W</math></p>	ORDER PART NUMBER
	LTC3701EGN
	GN PART MARKING
	3701

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 $T_A = 25$  での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 4.2V$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>Main Control Loops</b>					
Input DC Supply Current	(Note 4)				
Normal Operation	$2.5V < V_{IN} < 9.8V$		460	780	$\mu A$
Sleep Mode	$2.5V < V_{IN} < 9.8V$		305	470	$\mu A$
Shutdown	$2.5V < V_{IN} < 9.8V$ , $I_{TH}/RUN1 = I_{TH}/RUN2 = 0V$		9	28	$\mu A$
UVLO	$V_{IN} < UVLO$ Threshold		18	30	$\mu A$
Undervoltage Lockout Threshold	$V_{IN}$ Falling	● 1.60	2.00	2.50	V
	$V_{IN}$ Rising	1.70	2.12	2.55	V
Shutdown Threshold at $I_{TH}/RUN1, 2$		0.2	0.35	0.5	V
Start-Up Current Source on $I_{TH}/RUN1, 2$	$V_{ITH}/RUN1, 2 = 0V$	0.25	0.5	0.85	$\mu A$
Regulated Feedback Voltage	$0^{\circ}C$ to $70^{\circ}C$ (Note 5)	● 0.784	0.8	0.816	V
	$-40^{\circ}C$ to $85^{\circ}C$ (Note 5)	● 0.774	0.8	0.826	V
Output Voltage Line Regulation	$2.5V < V_{IN} < 9.8V$ (Note 5)		0.05	0.20	mV/V
Output Voltage Load Regulation	$I_{TH}/RUN = 0.9V$ (Note 5)		0.2	0.8	%
	$I_{TH}/RUN = 1.6V$		-0.2	-0.8	%
$V_{FB1, 2}$ Input Current	(Note 5)		10	50	nA
Output Overvoltage Protect Threshold	Measured at $V_{FB}$	0.835	0.88	0.930	V
Output Overvoltage Protect Hysteresis			20		mV
Gate Drive 1, 2 Rise Time	$C_L = 3000pF$		40		ns
Gate Drive 1, 2 Fall Time	$C_L = 3000pF$		40		ns
Maximum Current Sense Voltage (SENSE <sup>+</sup> - SENSE <sup>-</sup> )			120		mV
Soft-Start					
Current Sense Voltage Step			30		mV
Time to Maximum Sense Voltage			2048		Cycles

3701i

## 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 $T_A = 25$  での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 4.2V$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
<b>Oscillator and Phase-Locked Loop</b>						
Oscillator Frequency	$V_{P\text{LLPF}} = 1.2V$ or Floating	500	550	600	kHz	
	$V_{P\text{LLPF}} = 0V$	230	280	320	kHz	
	$V_{P\text{LLPF}} \geq 2.4V$	690	775	890	kHz	
Phase Detector Output Current			5		$\mu A$	
			5		$\mu A$	
<b>PGOOD Output</b>						
PGOOD Voltage Low	$I_{PGOOD} = 500\mu A$		70		mV	
PGOOD Trip Level	$V_{FB}$ Respect to Set Output Voltage		-15	-8	-2.5	%
			2.5	8	15	%
$V_{FB}$ Ramping Negative						

Note1: 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。

Note2: LTC3701Eは、 $0 \sim 70$  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。 $-40 \sim 85$  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。

Note3:  $T_J$ は周囲温度 $T_A$ および消費電力 $P_D$ から次式にしたがって計算される。

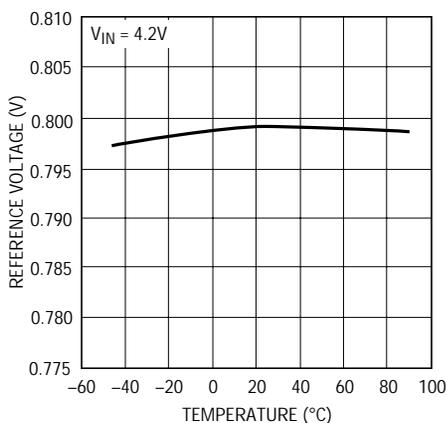
$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA} \text{ } ^\circ\text{C/W})$$

Note4: 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消費電流は高くなる。

Note5: LTC3701は $V_{FB}$ を誤差アンプの出力ヘサーボ制御する帰還ループでテストされている。

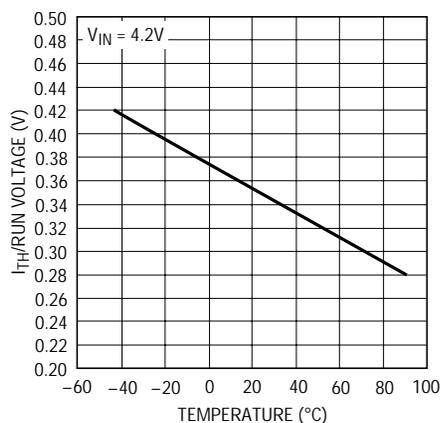
## 標準的性能特性

リファレンス電圧と温度



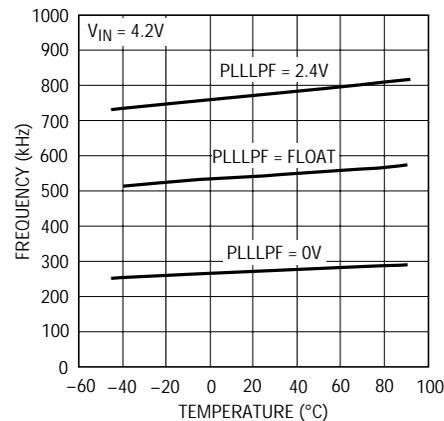
3701 G01

シャットダウン・スレッシュホールドと温度



3701 G02

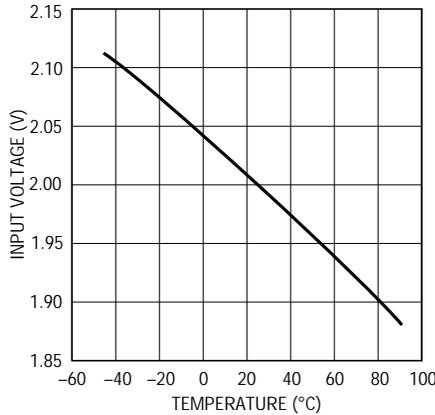
発振周波数と温度



3701 G03

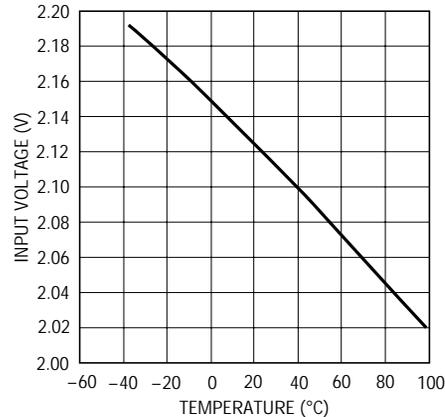
## 標準的性能特性

低電圧ロックアウト・トリップ  
電圧(立下り)と温度



3701 G04

低電圧ロックアウト・トリップ  
電圧(立上り)と温度



3701 G05

## ピン機能

SENSE1<sup>-</sup>、SENSE2<sup>-</sup> (ピン1、8) : 差動電流コンパレータの(-)入力

I<sub>TH</sub>/RUN1、I<sub>TH</sub>/RUN2 (ピン2、6) : これらのピンはそれぞれ2つの機能を提供します。各ピンはそれぞれのコントローラの実行制御入力として機能するとともに、誤差アンプの補償点としても機能します。1つのピンを0.35Vより低い電圧に強制すると、そのコントローラと関連した機能がシャットダウンします。両方のI<sub>TH</sub>/RUNピンを0.35Vより低い電圧に強制するとデバイスがシャットダウンします。これらのピンの公称動作電圧範囲は0.7V ~ 1.9Vです。

V<sub>FB1</sub>、V<sub>FB2</sub> (ピン3、5) : それぞれ、出力の外部抵抗分割器から、各コントローラのリモート・センス帰還電圧を受け取ります。

SGND (ピン4) : 信号グランド。

PLLLPF (ピン7) : PLLのためのローパス・フィルタ・ポイントおよび内部発振器の電圧制御入力として機能します。通常、このピンとグランド間に直列RCが接続されます。このピンに電圧を強制して周波数を設定することができます。このピンの公称電圧範囲は0V ~ 2.4Vです。

SENSE2<sup>+</sup>(PV<sub>IN2</sub>)、SENSE1<sup>+</sup>(PV<sub>IN1</sub>) (ピン9、16) : 差動電流コンパレータの(+)入力。さらに、これらのピンはゲート・ドライバに電力を供給します。

EXTCLK/MODE (ピン10) : 外部クロック入力。300kHz ~ 750kHzの周波数のクロックをこのピンに与えると、内部発振器が外部クロックにフェーズロックします。また、これによりバースト・モード動作が無効になりますが、低負荷電流でパルス・スキップが可能になります。

このピンを“H”に強制すると、バースト・モード動作が有効になります。このピンを“L”に強制すると、パルス・スキップ・モードが有効になります。これらの場合、内部発振器の周波数はPLLLPFピンの電圧によって設定されます。PLLLPFの電圧が外部から設定されない場合、周波数は内部で既定の550kHzに設定されます。

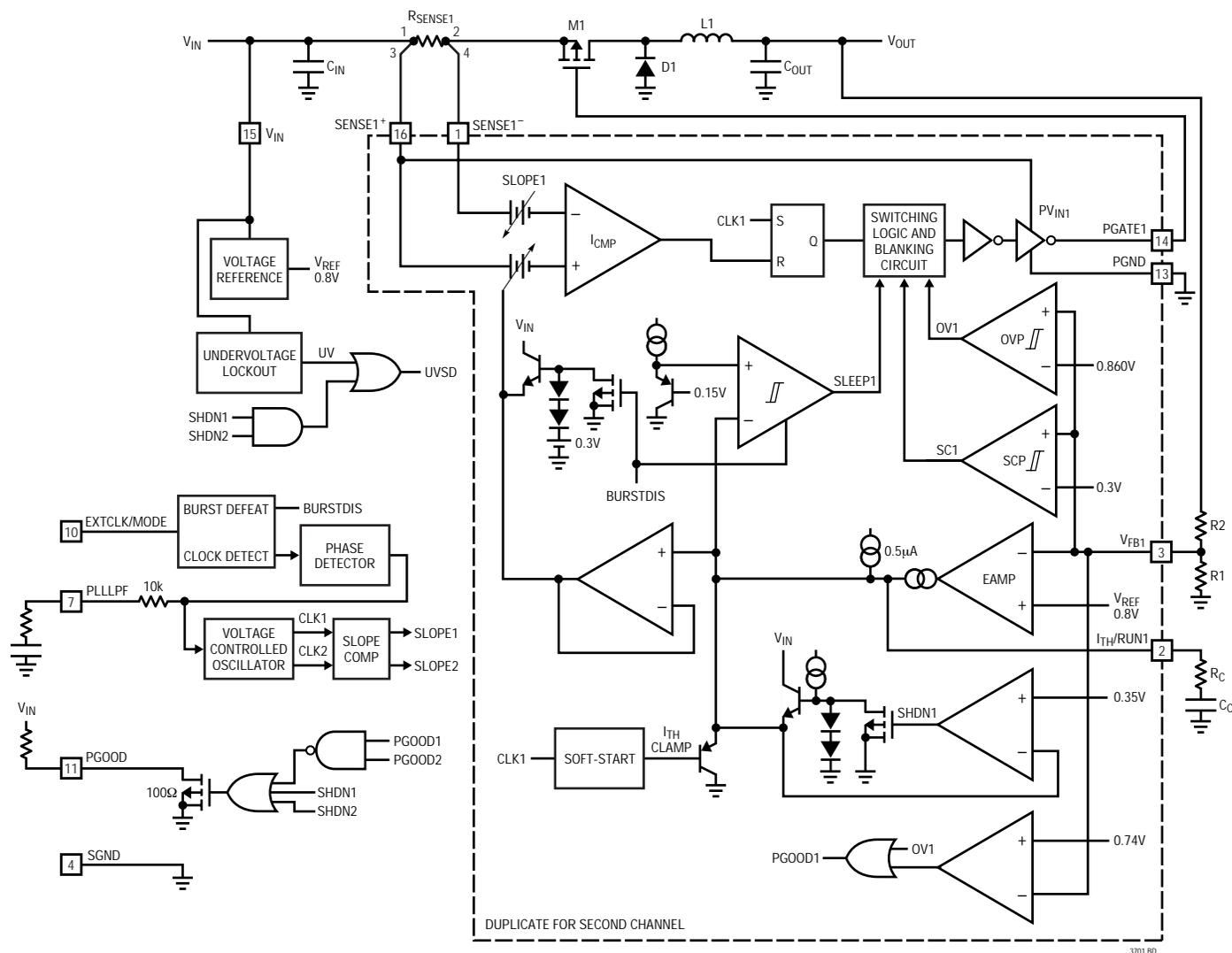
PGOOD (ピン11) : パワー・グッド出力電圧モニタ(オープン・ドレインのロジック出力)。どちらかの帰還ピン(V<sub>FB1</sub>、V<sub>FB2</sub>)の電圧が公称設定値の±8%以内でないときには、このピンはグランド・レベルに下がります。

PGATE2、PGATE1 (ピン12、14) : 外部PチャネルMOSFETのゲート・ドライブ。これらのピンはSENSE<sup>+</sup>(PV<sub>IN</sub>)までスイングします。

PGND (ピン13) : ゲート・ドライバのグランド・ピン。

V<sub>IN</sub> (ピン15) : 制御回路系電源入力。このピンはゲート・ドライバを除くチップ全体に電力を供給します。

## 機能図



## 動作 (機能図を参照)

## メイン制御ループ

LTC3701は固定周波数の電流モード・アーキテクチャを採用しており、2つのコントローラ・チャンネルが位相差180度で動作します。通常動作中は、各チャンネルのクロックがRSラッチをセットすると対応する外部Pチャンネル・パワーMOSFETがターンオンし、電流コンパレータ ( $I_{CMP}$ ) がそのラッチをリセットするとターンオフします。 $I_{CMP}$ がそこでRSラッチをリセットするピーク・インダクタ電流は、 $I_{TH}/RUN$ ピンによってコントロールされます。これらの $I_{TH}/RUN$ ピンは各誤差アンプEAMPの出力です。 $V_{FB}$ ピンは電圧帰還信号を受け取り、EAMPがこれを内部リファレンス電圧と比較します。負荷電流

が増加すると、0.8Vリファレンスに対して $V_{FB}$ 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 $I_{TH}/RUN$ 電圧が上昇します。

各 $I_{TH}/RUN$ ピンを“L”に引き下げると、それに対応する主制御ループがシャットダウンします。 $I_{TH}/RUN1$ と $I_{TH}/RUN2$ の両方を“L”にすると、LTC3701のすべてのコントローラ機能がシャットダウンします。 $I_{TH}/RUN$ を解放すると、内部の0.5 $\mu$ A電流源が外部の補償ネットワークを充電することができます。

## 動作 (機能図を参照)

$I_{TH}/RUN$ ピンが0.35Vに達すると、主制御ループがイネーブルされ、 $I_{TH}/RUN$ 電圧はそのゼロ電流レベルである約0.7Vへ引き上げられます。ループがイネーブルされた後、内部のソフトスタートが開始されます。この2048サイクルのソフトスタートの間、最大ピーク電流センス電圧( $V_{SENSE^+} - V_{SENSE^-}$ )が、4つの等しい時間間隔で120mVの最大値のそれぞれ約0%、25%、50%および75%に保たれるように、 $I_{TH}/RUN$ 電圧がクランプされます。ソフトスタートが完了すると、全電流動作が可能になります。外部補償ネットワークの充電が進むにつれ、対応する出力電流トリップ・レベルもそれに追従し、通常動作が可能になります。

コンパレータOVPは、外部Pチャンネル・パワーMOSFETをターンオフして、フォールトが除去されるまでオフ状態に保つことにより、10%を越す過渡出力電圧オーバーシュートに対して保護します。

### バースト・モード動作

EXTCLK/MODEピンを $V_{IN}$ または少なくとも2Vの電圧に接続すると、LTC3701をイネーブルして、軽負荷電流時にバースト・モード動作に移行することができます。バースト・モード動作を無効にしてPWMパルス・スキップ・モードを有効にするには、EXTCLK/MODEピンをグラウンドに接続します。このモードでは、軽負荷での効率が低くなります。ただし、パルス・スキップ・モードには出力リップルが低く、オーディオ回路への干渉が少ないという利点があります。

コントローラがバースト・モード動作のとき、 $I_{TH}/RUN$ ピンの電圧値が低くても、 $V_{I_{TH}/RUN} = 1V$ であるかのように、インダクタのピーク電流は設定されます。インダクタの平均電流が負荷条件より大きいと、 $I_{TH}/RUN$ ピンの電圧は低下します。 $I_{TH}/RUN$ 電圧が0.85Vより低くなると、スリープ信号が“H”になり、外部MOSFETをターンオフします。 $I_{TH}/RUN$ 電圧が0.925Vを超えると、スリープ信号は“L”になり、対応するコントローラ・チャンネルは通常動作を再開します。次の発振器サイクルで外部MOSFETがターンオンし、スイッチング・サイクルが繰り返されます。

### 周波数同期

LTC3701はPLLを搭載しており、EXTCLK/MODEピンに接続された外部クロック・ソースに内部発信器を同期させることができます。PLLLPFピンの位相検出器の出力

(機能図を参照)は0V ~ 2.4Vの範囲で動作します。これは300kHz ~ 750kHzに対応します。ロックすると、PLLはコントローラのチャンネル1の外部MOSFETのターンオンを同期信号の立上りエッジに揃えます。コントローラのチャンネル2の外部MOSFETのターンオンは、外部クロック・ソースの立上りエッジに対して180度位相がずれます。

外部ソースからLTC3701にクロックが与えられるときは、バースト・モード動作は無効となり、LTC3701はPWMパルス・スキップ・モードで動作します。このモードでは、出力負荷が非常に軽いとき、電流コンパレータ $I_{CMP}$ は数サイクルにわたってトリップされたままになり、外部MOSFETを同じサイクル数だけオフ状態に留めることがあります。出力負荷をわずかに増加させると、固定周波数のPWM動作を再開することができます。このモードでは、オーディオ・ノイズと出力リップルが共に低くなり、RF干渉が減り、低電流でも妥当な効率が達成されます。

### 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と、オン・サイクル中のインダクタ電流の変化率が減少します。この減少により、インダクタ電流がEAMPによって $I_{TH}/RUN$ に設定されているスレシヨルドまで上昇していないと、外部PチャンネルMOSFETは発振器の1サイクル以上オン状態に留まります。入力電源電圧がさらに低下すると、最終的にはPチャンネルMOSFETが100%ターンオンし、DCになります。このときの出力電圧は、(入力電圧) - (MOSFET、センス抵抗、およびインダクタの電圧降下)になります。

### 低電圧ロックアウト

PチャンネルMOSFETが安全な入力電圧レベル以下では動作しないようにするため、LTC3701は低電圧ロックアウトを内蔵しています。入力電源電圧が2V以下に低下すると、低電圧ブロックを除く全回路とPチャンネルMOSFETがターンオフされます。低電圧ブロックには数 $\mu A$ しか流れません。

### 短絡保護

出力がグラウンドに短絡すると( $V_{FB} < 0.3V$ )、そのチャンネルの周波数は通常の動作周波数の1/5に低下します。他方のコントローラのチャンネルは影響を受けず、通常動作を続けます。

## 動作 (機能図を参照)

このように周波数の低下は、インダクタ電流を安全に放電し、電流暴走を防ぎます。帰還電圧が0.3Vを超えて上昇すると、スイッチング周波数は標準値まで戻ります。ただし、ソフトスタートの最初の64サイクル(ノンゼロ電流サイクル)では、コントローラはフル周波数で動作します。

### 出力過電圧保護

さらに、LTC3701は過電圧コンパレータを内蔵しており、帰還電圧が0.8Vのリファレンス電圧より10%高くなると、外部MOSFETをターンオフします。このコンパレータは標準20mVのヒステリシスをもっています。

### スローブ補償とピーク・インダクタ電流

インダクタのピーク電流は次式によって決まります。

$$I_{PK} = \frac{V_{TH/RUN} - 0.7V}{10 \cdot R_{SENSE}}$$

これはLTC3701が20%以下のデューティ・サイクルで動作している場合です。ただし、デューティ・サイクルが20%を超えると、スローブ補償が開始され、ピーク・インダクタ電流を効果的に減らします。図2にその減少量を図示します。

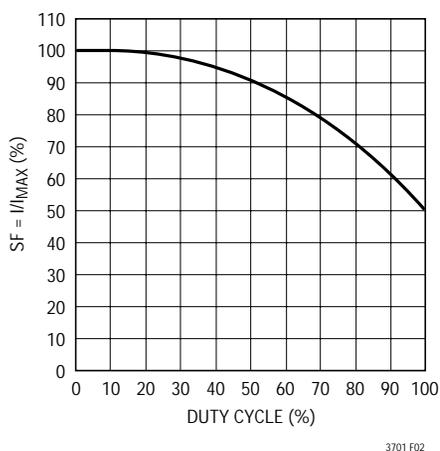


図2. 最大ピーク電流とデューティ・サイクル

### パワーグッド(PGOOD)ピン

ウィンドウ・コンパレータが両方の出力電圧をモニタして、分割された出力電圧が0.8Vのリファレンス電圧の±8%以内でないと、オープン・ドレインのPGOOD出力が“L”に引き下げられます。PGOODは一方のチャンネルま

たは両方のチャンネルがシャットダウンされると“L”になります。

### 2フェーズ動作

LTC3701のデュアル・スイッチング・コントローラは、2フェーズ動作の大きな利点をもたらします。回路の利点としては、2フェーズ動作に関連して入力フィルタの必要条件が緩和され、電磁干渉(EMI)が減少し、効率が向上します。

なぜ2フェーズ動作が必要なのでしょうか？最近まで、固定周波数デュアル・スイッチング・レギュレータは、両チャンネルが同位相で動作していました(つまり1フェーズ動作)。これは、両方のトップサイドMOSFETが同時にターンオンし、シングル・レギュレータに比べて最大2倍の振幅の電流パルスが入力コンデンサから流れることを意味します。これらの大振幅電流パルスによって、入力コンデンサに流れ込む全RMS電流が増大し、高価な入力コンデンサを使用する必要が生じるとともに、入力コンデンサおよび入力電源のEMIと損失の両方が増大します。

2フェーズ動作では、LTC3701の2つのチャンネルは180度位相がずれて動作します。これにより、スイッチからの電流パルスを効果的に交互に差しはさんで、両方が加算されるオーバーラップ時間を大幅に短縮します。その結果、合計RMS入力電流が大幅に減少するため、安価な入力コンデンサが使用できるようになり、EMI対策のシールド条件が緩和され、実際の動作効率が向上します。

両方のチャンネルがスイッチングしているときの、シングル・スイッチング・レギュレータのチャンネルの波形と、2フェーズLTC3701システムの波形の例を図3に示します。両側がスイッチングしている1フェーズのデュアル・レギュレータ・システムは片側だけの場合の2倍の大きさを示すでしょう。この例では、2フェーズ動作では、RMS入力電流が1.79A<sub>RMS</sub>から0.91A<sub>RMS</sub>に減少しています。これ自体でも大きな減少ですが、電力損失はI<sub>RMS</sub><sup>2</sup>に比例するので、実際の電力浪費は3.86分の1に減少します。入力リップル電圧が低下することは、入力パワー・パスでの電力損失が減少することも意味します。入力パワー・パスにはバッテリー、スイッチ、トレース/コネクタ抵抗、および保護回路が含まれます。入力RMS電流とRMS電圧が減少すると、伝導EMIと放射EMIの両方とも直接改善されます。

## 動作 (機能図を参照)

もちろん、2フェーズ動作で得られる性能の改善はデュアル・スイッチング・レギュレータの相対デューティ・サイクルの関数なので、結局は入力電圧 $V_{IN}$ に依存します。

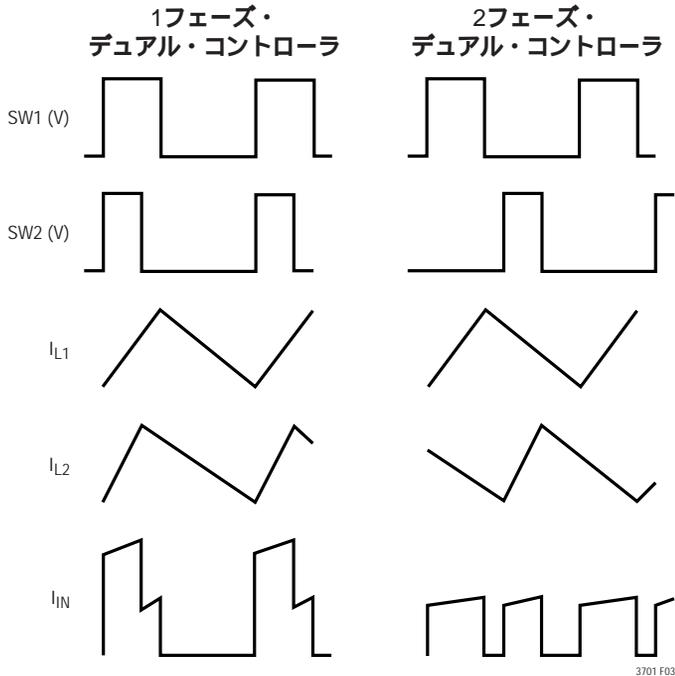


図3. 両方のチャンネルがスイッチングしているときの、シングル・スイッチング・レギュレータのチャンネルの波形と、2フェーズLTC3701システムの波形の例

広い入力電圧範囲にわたって、2.5Vおよび1.8Vのレギュレータの1フェーズおよび2フェーズ動作に対して、RMS入力電流がどのように変化するかを図4に示します。

2フェーズ動作の利点は狭い動作範囲に限定されるものではなく、事実広い領域に及ぶことがすぐに分かります。大部分のアプリケーションに適用可能な経験則によれば、2フェーズ動作では入力コンデンサの条件が、最大電流の50%のデューティ・サイクルで1チャンネルだけが動作している場合の条件にまで緩和されます。

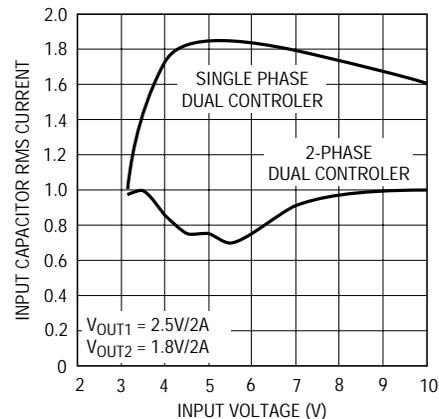


図4. RMS入力電流の比較

## アプリケーション情報

基本的なLTC3701の応用回路を図1に示します。外付け部品の選択は負荷の要求条件に基づいて行われ、Lと $R_{SENSE}$ の選択から始めます。次に、パワーMOSFET M1と出力ダイオードD1を選択します。最後に $C_{IN}(C1)$ と $C_{OUT}(C2)$ を選択します。

### 出力電流に対する $R_{SENSE}$ の選択

$R_{SENSE}$ は必要な出力電流に基づいて選択します。電流コンパレータが $R_{SENSE}$ の両端に生じる電圧をモニタしているので、電流コンパレータのスレッシュホールドによってインダクタのピーク電流が決まります。LTC3701が供給できる出力電流は次式で与えられます。

$$I_{OUT} = \frac{0.12}{R_{SENSE}} - \frac{I_{RIPPLE}}{2}$$

ここで、 $I_{RIPPLE}$  はインダクタのピーク・トゥ・ピーク・リップル電流です(「インダクタ値の計算」を参照)。

リップル電流を設定するための妥当な出発点は、 $I_{RIPPLE} = (0.4)(I_{OUT})$ です。上記の式を整理すると、次のようになります。

$$R_{SENSE} = \frac{1}{10 \cdot I_{OUT}} \text{ for Duty Cycle } < 20\%$$

ただし、デューティ・サイクルが20%を越す動作の場合、必要な電流を提供するのに適切な値を選択するにはスロープ補償を考慮する必要があります。図2を使って、 $R_{SENSE}$ の値を次式から求めます。

$$R_{SENSE} = \frac{SF}{(10)(I_{OUT})(100)}$$

## アプリケーション情報

### インダクタ値の計算

インダクタの選択はLTC3701の動作周波数に依存します。公称内部周波数は550kHzですが、300kHz～750kHzの範囲で外部から同期させる(設定する)ことができます。

動作周波数とインダクタの選択には相関関係がありません。つまり、インダクタ・リップル電流が同じ場合、周波数が高いほど小さなインダクタを使用できます。ただし、この場合はMOSFETゲートの電荷によるスイッチング損失が増加するため効率が犠牲になります。

インダクタンスの値もリップル電流に直接影響します。リップル電流 $I_{\text{RIPPLE}}$ はインダクタンスあるいは周波数が高いほど減少します。インダクタのピーク・ツー・ピーク・リップル電流は次のとおりです。

$$I_{\text{RIPPLE}} = \frac{V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}}{f \cdot L} \left( \frac{V_{\text{OUT}} + V_{\text{D}}}{V_{\text{IN}} + V_{\text{D}}} \right)$$

ここで、 $f$ は動作周波数で、 $V_{\text{D}}$ は外部ショットキ・ダイオードの順方向電圧降下です。大きな $I_{\text{RIPPLE}}$ の値を許容できれば、低いインダクタンスを使用できますが、出力電圧リップルが高くなりコア損失が大きくなります。リップル電流を設定するための妥当な出発点は、 $I_{\text{RIPPLE}} = 0.4(I_{\text{OUT(MAX)}})$ です。入力電圧が最大のときに $I_{\text{RIPPLE}}$ が最大になります。

LTC3701でバースト・モード動作を選択した場合、通常、バースト期間中にインダクタ電流が連続して流れるようにリップル電流を設定します。したがって、ピーク・ツー・ピーク・リップル電流が下の値を超えないようにします。

$$I_{\text{RIPPLE}} \leq (0.03)/R_{\text{SENSE}}$$

したがって、最小インダクタンスは以下のようになりません。

$$L_{\text{MIN}} = \frac{V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}}{f \left( \frac{0.03}{R_{\text{SENSE}}} \right)} \left( \frac{V_{\text{OUT}} + V_{\text{D}}}{V_{\text{IN}} + V_{\text{D}}} \right)$$

(Use  $V_{\text{IN}} = V_{\text{IN(MAX)}}$ )

この回路では $L_{\text{MIN}}$ より低い値を使用することもできますが、バースト期間中のインダクタ電流は不連続になります。

### インダクタ・コアの選択

$L$ の値が分かったら、次にインダクタの種類を選択します。高効率コンバータには低価格の鉄粉コアに見られるコア損失は一般に許容できないので、もっと高価なフェライト、モリパーマロイ、あるいはKool M $\mu$ <sup>®</sup>のコアを使わざるをえません。インダクタ値が同じ場合、実際のコア損失はコア・サイズには無関係で、選択したインダクタンスに大きく依存します。インダクタンスが増加するとコア損失が低下します。残念ながら、インダクタンスを大きくするにはワイヤの巻数を増やす必要があるため銅損失が増加します。フェライトを使ったタイプはコア損失がきわめて低く、高いスイッチング周波数には最適なので、設計目標を銅損失と飽和を防ぐことに集中することができます。フェライト・コアの材質は極度に飽和します。すなわち、最大設計ピーク電流を超えると、インダクタンスが急激に消滅します。その結果、インダクタのリップル電流が急増し、出力電圧リップルが増加します。コアは絶対に飽和させないでください！

Molypermalloy (Magnetics, Inc.製)は、トロイドに最適な低損失コア材料ですが、フェライトよりも高価です。Magnetics, Inc.製で経済的なものがKool M $\mu$ です。トロイドは特に多層巻線が使用できる場合は空間効率が非常に高くなります。他方、ボビンに巻きつけたインダクタは一般に表面実装するのが簡単です。ただし、Coiltronics、Coilcraft、DaleおよびSumidaから表面実装用の新製品が入手でき、高さもそれほどではありません。

### パワーMOSFETの選択

LTC3701の各チャネルに使用する外部PチャネルMOSFETを選択します。パワーMOSFETは、主にスレッショルド電圧 $V_{\text{GS(TH)}}$ 、オン抵抗 $R_{\text{DS(ON)}}$ 、逆伝達容量 $C_{\text{RSS}}$ 、および全ゲート電荷を基準にして選択します。

LTC3701は低入力電圧でも動作するように設計されているため、これに近い電圧で動作するアプリケーションにはサブジック・レベル・スレッショルドのMOSFET ( $V_{\text{GS}} = 2.5\text{V}$ の $R_{\text{DS(ON)}}$ が保証されている)が必要です。これらのMOSFETを使用するときは、LTC3701への入力電源が絶対最大MOSFET  $V_{\text{GS}}$ 定格(標準8V)より低いことを確認してください。

Kool M $\mu$ はMagnetics, Inc.の登録商標です。

## アプリケーション情報

MOSFETの必要な最小 $R_{DS(ON)}$ は、許容消費電力で決まります。LTC3701をドロップアウト(つまり、100%デューティ・サイクル)で動作させるアプリケーションの場合、要求される $R_{DS(ON)}$ は次式で与えられます。

$$R_{DS(ON)DC=100\%} = \frac{P_p}{(I_{OUT(MAX)})^2(1+\delta p)}$$

ここで、 $P_p$ は許容消費電力、 $\delta p$ は $R_{DS(ON)}$ の温度係数です。あるMOSFETに対する $(1+\delta p)$ は、一般に正規化 $R_{DS(ON)}$ と温度の関係を示す曲線から得られますが、低電圧MOSFETに対する近似値として $\delta p = 0.005/^\circ C$ を使用することができます。

最大デューティ・サイクルが100%より小さく、LTC3701が連続モードのアプリケーションでは、 $R_{DS(ON)}$ は次式から求められます。

$$R_{DS(ON)} \approx \frac{P_p}{(DC)I_{OUT}^2(1+\delta p)}$$

ここで、DCはLTC3701の対応するチャンネルの最大動作デューティ・サイクルです。

### 出力ダイオードの選択

キャッチ・ダイオードはスイッチのオフタイムに負荷電流を流します。したがって、平均ダイオード電流はPチャンネルMOSFETのデューティ・サイクルに依存します。高入力電圧では、ダイオードはほとんどの時間導通しています。 $V_{IN}$ が $V_{OUT}$ に近づくと、ダイオードはわずかな時間だけ導通します。ダイオードにとって最も過酷な状態は出力短絡時です。この状態では、ダイオードは、100%に近いデューティ・サイクルで、 $I_{PEAK}$ を安全に扱える必要があります。したがって、ダイオードの定格を超えないように、ダイオードのピーク電流と平均電力消費を適切に指定することが重要です。

通常の負荷条件でダイオードを流れる平均電流は次式から求められます。

$$I_D = \left( \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN} + V_D} \right) I_{OUT}$$

ダイオードの許容順方向電圧降下は、最大短絡電流から次式のとおり計算されます。

$$V_F \approx \frac{P_D}{I_{PEAK}}$$

ここで、 $P_D$ は許容消費電力で、効率や温度条件によって決まります。

ショットキ・ダイオードは順方向電圧降下が低く、スイッチング時間が高速なので最適です。リンギングや消費電力の増加を防止するために、リード長を短くして適切な接地を行ってください(「ボード・レイアウト・チェックリスト」を参照)。

### $C_{IN}$ および $C_{OUT}$ の選択

$C_{IN}$ の選択は、2フェーズ・アーキテクチャとその入力回路(バッテリー/ヒューズ/コンデンサ)を流れるワーストケースRMS電流への影響によって単純化されます。コンデンサのワーストケースRMS電流は、コントローラが1つだけ動作しているときに流れることが分かります。最大RMSコンデンサ電流条件を求めるには、以下の式で $(V_{OUT})(I_{OUT})$ 積が最大になる方のコントローラを使用する必要があります。他のコントローラから引き出される出力電流を増やすと、入力RMSリップル電流が実際にはその最大値から減少します。位相をずらせる手法では、1フェーズ電源ソリューションと比べて、入力コンデンサのRMSリップル電流が一般に30%~70%だけ減少します。

連続モードでは、PチャンネルMOSFETのソース電流はデューティ・サイクルが $(V_{OUT} + V_D)/(V_{IN} + V_D)$ の方形波になります。大きな過渡電圧を防止するには、1つのチャンネルの最大RMS電流に対応できる容量の低ESRコンデンサを使用します。最大RMSコンデンサ電流は次式で与えられます。

$$C_{IN} \text{ Required } I_{RMS} \approx \frac{I_{MAX}}{V_{IN} + V_D} \left[ (V_{OUT} + V_D)(V_{IN} - V_{OUT}) \right]^{1/2}$$

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT} + V_D$ のときに最大値になります。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。多くの場合、コンデンサ製造業者のリップル電流定格は、わずか2000時間の寿命時間によっ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ようにしてください。サイズまたは高さの設計条件に適合させるため、複数のコンデンサを並列に接続することができます。

3701i

## アプリケーション情報

LTC3701の動作周波数が高いため、 $C_{IN}$ にセラミック・コンデンサを使用することもできます。疑問点については、必ず製造元に問い合わせてください。

LTC3701の2フェーズ動作の利点は、電力の高い方のコントローラに対する上式を使用し、次に両方のコントローラが同時にオンするとき生じる損失を計算することによって評価することができます。両方のコントローラが動作しているときは、入力コンデンサのESRを流れる電流パルスの重なり合った部分の減少により、トータルRMS電力損失が減少します。これが、ワーストケースのコントローラについて上で計算した入力コンデンサ条件が、デュアル・コントローラの設計において適切である理由です。さらに、2フェーズ・システムではピーク電流が減少するため、入力保護ヒューズの抵抗、バッテリー抵抗、およびPCボードのトレース抵抗による各損失も減少します。マルチフェーズ・デザインの全利点は、電源/バッテリーのソース・インピーダンスが効率テストに含まれている場合にだけ完全に把握されます。PチャネルMOSFETのソースは互いに1cm以内に配置し、共通 $C_{IN}$ を共有させます。ソースと $C_{IN}$ を分離すると、 $V_{IN}$ に不要な電圧共振や電流共振を生じる可能性があります。

LTC3701の近くに配置された、ICの $V_{IN}$ ピンとグランド間の小さな(0.1 $\mu$ F~1 $\mu$ F)バイパス・コンデンサも推奨します。 $C_{IN}$ (C1)と $V_{IN}$ ピン間に置かれた10 $\Omega$ 抵抗は2つのチャネルの間をさらに分離します。

$C_{OUT}$ は等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。一般に、ESRの要求条件が満たされると、その容量はフィルタリングに対し十分です。出力リップル( $\Delta V_{OUT}$ )は次式で近似できます。

$$\Delta V_{OUT} \approx I_{RIPPLE} \left( ESR + \frac{1}{4fC_{OUT}} \right)$$

ここで、 $f$ は動作周波数、 $C_{OUT}$ は出力容量、 $I_{RIPPLE}$ はインダクタのリップル電流です。 $I_{RIPPLE}$ は入力電圧に応じて増加するため、出力リップルは入力電圧が最大のときに最も高くなります。

### 低電源電圧動作

LTC3701は約2Vまで動作しますが、 $V_{IN}$ が3Vより低くなると、最大許容出力電流が低下します。電源を2Vまで低下させたときの变化量を図5に示します。 $V_{IN}$ が2.3Vよ

り低くなるときに $V_{IN}$ が $V_{REF}$ に与える影響も示されています。

### 出力電圧の設定

LTC3701の出力電圧はそれぞれ、出力コンデンサ両端に注意深く配置した外付け帰還抵抗分割器によって設定されます(図6を参照)。その結果生じる帰還信号は、誤差アンプにより内蔵の0.8Vリファレンスと比較されます。安定化された出力電圧は次式から求められます。

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

ほとんどのアプリケーションで、 $R1$ には80k の抵抗を推奨します。寄生ピックアップを防止するには、LTC3701に近づけて $R1$ の両端に100pFコンデンサを接続することを推奨します。

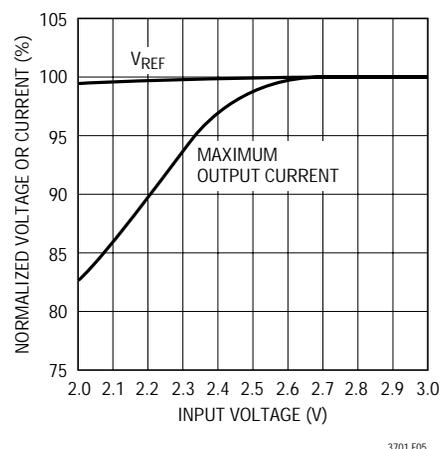


図5.  $V_{REF}$ のライン・レギュレーションと最大出力電流

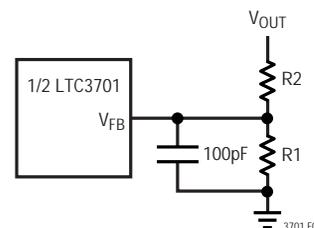


図6. 出力電圧の設定

## アプリケーション情報

### フェーズロック・ループと周波数同期

LTC3701には、電圧制御発振器と位相検出器で構成されるフェーズロック・ループが内蔵されています。これにより、コントローラ1の外部PチャネルMOSFETのターンオンを、外部周波数源の立上りエッジにロックさせることができます。したがって、コントローラ2の外部PチャネルMOSFETのターンオンは、外部クロックに対して180度位相がずれません。電圧制御発振器の周波数範囲は300kHz～750kHzです。位相検出器はエッジに反応するデジタル・タイプで、外部発振器と内部発振器の位相のずれをゼロ度にします。このタイプの位相検出器は、外部発振器の高調波に誤ってロックすることはありません。

位相検出器の出力は、PLLLPFピンに接続された外部フィルタ・ネットワークを充放電する1対の相補的電流ソースです。PLLLPFピンの電圧と動作周波数の関係を図7に示します。PLLの簡略化したブロック図を図8に示します。

外部周波数 ( $V_{EXTCLK/MODE}$ ) が内部発振器周波数  $f_{OSC}$  より大きいと、電流は連続的にソースされ、PLLLPFピンをプルアップします。外部周波数が  $f_{OSC}$  より小さいと、電流は連続的にシンクされ、PLLLPFピンをプルダウンします。外部周波数と内部周波数が同じ場合、位相が異なると、位相差に対応した時間だけ電流源がターンオンします。

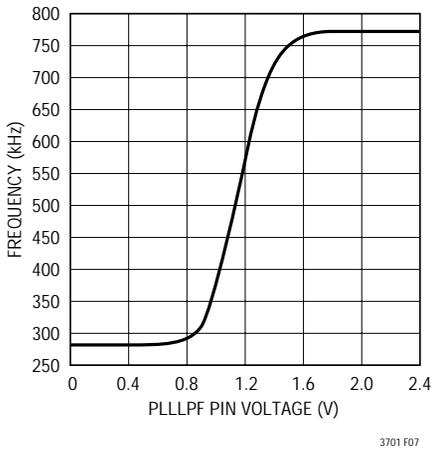


図7．発振器周波数とPLLLPFピンの電圧の関係

PLLLPFピンの電圧は、外部発振器と内部発振器の位相と周波数が等しくなるまで調整されます。安定した動作点では、位相コンパレータの出力は高インピーダンスになり、フィルタ・コンデンサ  $C_{LP}$  がその電圧を保持します。

ループ・フィルタの部品  $C_{LP}$  と  $R_{LP}$  により、位相検出器からの電流パルスが平滑化され、安定した入力が電圧制御発振器に与えられます。フィルタ部品の  $R_{LP}$  と  $C_{LP}$  により、ループがロックする速度も決定されます。一般に、 $R_{LP} = 10k\Omega$  で、 $C_{LP}$  は  $2200pF \sim 0.01\mu F$  です。外部クロックに同期させないときは、PLLLPFピンにDC電圧を加えて内部発振器の周波数を設定することができます。550kHz動作を選択するには、PLLLPFピンをフロートさせます。

### 効率の検討

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。

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

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、LTC3701の回路の損失の大部分は5つの主な損失要因によって生じます。1) LTC3701のDCバイアス電流、2) MOSFETのゲート電荷による電流、3)  $I^2R$  損失、4) 出力ダイオードの電圧降下、および5) 遷移損失です。

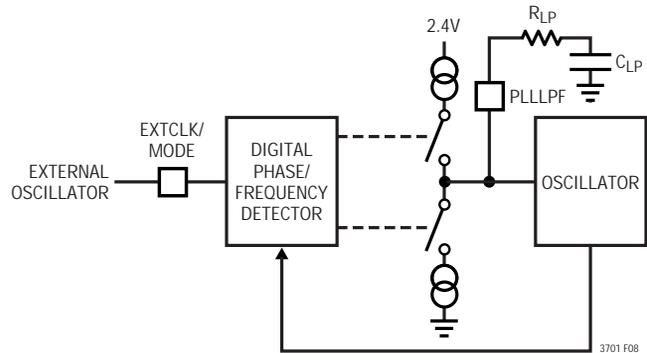


図8．フェーズロック・ループのブロック図

## アプリケーション情報

1)  $V_{IN}$  (ピン)電流は(電気的特性に記載されている)DC電源電流であり、MOSFETドライバ電流は含まれません。 $V_{IN}$ 電流によって小さな損失が発生し、この損失は $V_{IN}$ に従って増加します。

2) パワーMOSFETのゲート容量をスイッチングすると、MOSFETのゲート電荷による電流が流れます。MOSFETのゲートが“L”から“H”、そして再び“L”に切り替わるたびに、 $PV_{IN}$ 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 $PV_{IN}$ から流出する電流であり、一般にDC電源電流よりはるかに大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f \cdot Q_P$ となります。

3)  $I^2R$ 損失はMOSFET、インダクタ、およびセンス抵抗の各DC抵抗から計算されます。連続モードでは、平均出力電流がLを流れますが、 $R_{SENSE}$ と直列に接続されたPチャネルMOSFETと出力ダイオード間で「チョップ」されます。(MOSFET  $R_{DS(ON)} + R_{SENSE}$ ) $\times$  デューティ・サイクルをLの抵抗値と加算して $I^2R$ 損失を求めることができます。

4) 出力ダイオードは高電流時の電力損失の主な要因で、高い入力電圧で悪化します。ダイオードの損失は、順方向電圧、負荷電流、およびダイオードのデューティ・サイクルの積を計算して求めます。

5) 遷移損失は外部MOSFETで生じ、動作周波数および入力電圧が高くなると増加します。遷移損失は次式から推定できます。

$$\text{遷移損失} = 2(V_{IN})^2 I_{O(MAX)} C_{RSS}(f)$$

$C_{IN}$ 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、一般に全付加損失の2%以下に過ぎません。

### フォールドバック電流制限

「出力ダイオードの選択」のセクションで説明したとおり、ダイオードのワーストケースの電力消費は、ダイオードがほとんど連続して電流制限値で導通する出力短絡時に発生します。ダイオードの過熱を防止するために、フォールドバック電流制限を追加して、フォルトの程度に応じて電流を低減することができます。

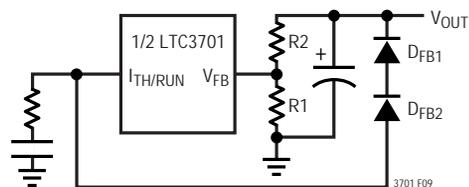


図9. フォールドバック電流制限

フォールドバック電流制限は、図9に示されているように、ダイオード $D_{FB1}$ と $D_{FB2}$ を出力と $I_{TH}/RUN$ ピン間に追加して実装します。ハードな短絡( $V_{OUT} = 0V$ )では、電流は最大出力電流の約50%に減少します。

### 設計例

1チャンネルの設計例として、 $V_{IN}$ が最大4.2V～最小2.7Vで動作すると仮定します。負荷電流条件は最大1.5A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。軽負荷時にはバースト・モード動作が適しています。出力電圧は2.5Vです。

$$\text{最大デューティ・サイクル} = \left( \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(MIN)} + V_D} \right) = 93\%$$

図2から、SF = 57%。

$$R_{SENSE} = \frac{SF}{12 \cdot I_{OUT} \cdot 100} = \frac{0.57}{12 \cdot 1.5} = 0.0317\Omega$$

このアプリケーションでは、0.03 の抵抗が使われています。PLLLPFピンはフロート状態に置かれるので、LTC3701は550kHzの既定周波数で動作します。バースト・モードでの連続動作の場合、必要な最小インダクタ値は次のようになります。

$$L_{MIN} = \frac{4.2V - 2.5V}{550kHz \left( \frac{0.03V}{0.03\Omega} \right)} \left( \frac{2.5V + 0.3V}{4.2V + 0.3V} \right) = 2.00\mu H$$

LTC3701は2.7Vでも動作する必要があるため、外部MOSFETの選択では、 $R_{DS(ON)}$ は2.5Vで保証されている必要があります。MOSFETの消費電力が $P_p = 250mW$ に制限され、熱抵抗が $50 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$ であると仮定します。したがって、 $T_A = 25$  での接合部温度は $37.5$ 、 $\delta p = 0.005 \cdot (37.5 - 25) = 0.0625$ となります。必要な $R_{DS(ON)}$ は次式で与えられます。

## アプリケーション情報

$$R_{DS(ON)} \approx \frac{P_p}{DC \cdot I_{OUT}^2 (1 + \delta p)} = 0.11 \Omega$$

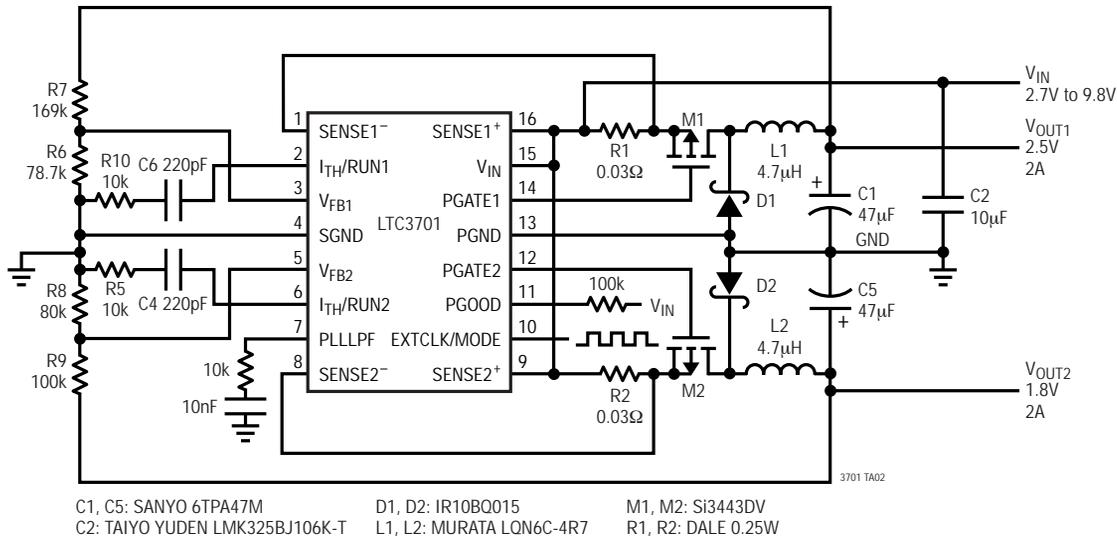
PチャンネルMOSFETの要求条件は、Si3443DVで満たすことができます。

ショットキ・ダイオードの要求条件は、 $V_{OUT} = 0V$ のとき、すなわち短絡時に最も厳しくなります。0.03Ωの $R_{SENSE}$ 抵抗を使うと、ショットキを流れる短絡電流は

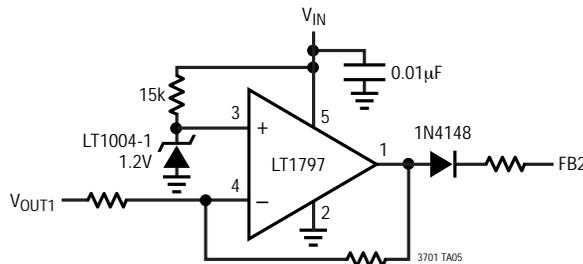
0.1/0.03 = 3.3Aです。ショットキ・ダイオードMBRS340T3を選択します。3.3A流れると、ダイオードの順方向電圧は0.4Vになります。したがって、ダイオードのワーストケース消費電力は1.32Wです。 $D_{FB1}$ と $D_{FB2}$ を追加すると(図6)、ダイオードの消費電力は約0.66Wに低減されます。

入力コンデンサは全動作温度で最低0.75AのRMS電流定格が必要で、最高の効率を実現するには $C_{OUT}$ には0.1ΩのESRが必要です。

2フェーズの同期可能なデュアル出力降圧DC/DCコンバータ

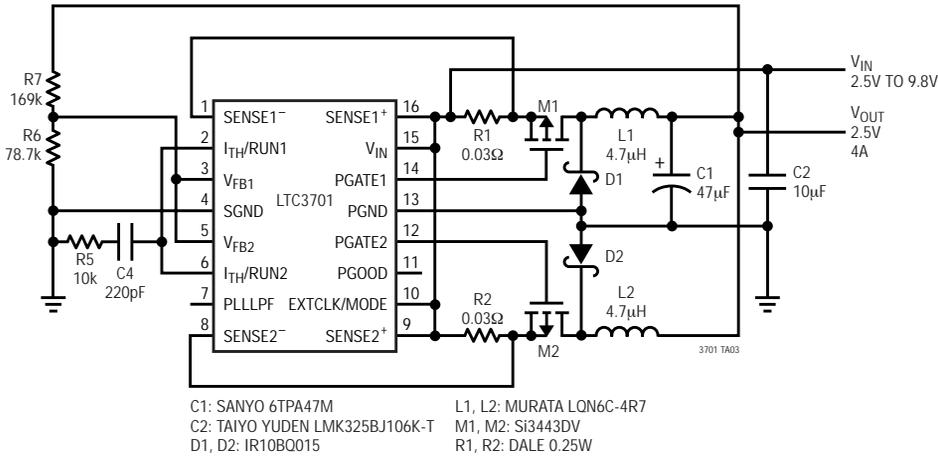


オプションの出力シーケンス制御回路

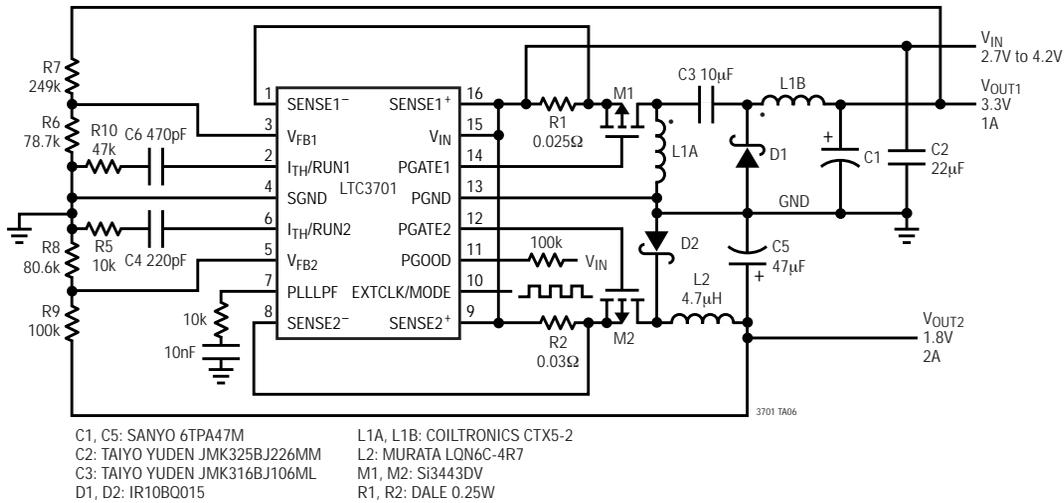


標準的応用例

2フェーズの550kHzシングル出力降圧DC/DCコンバータ

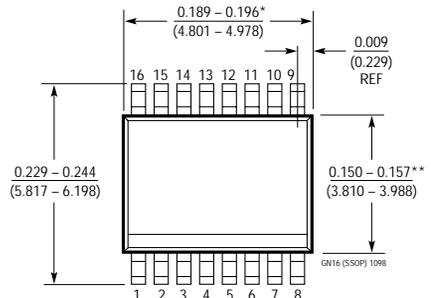
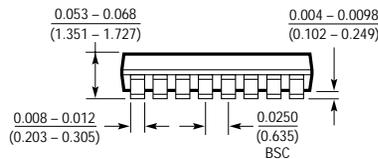
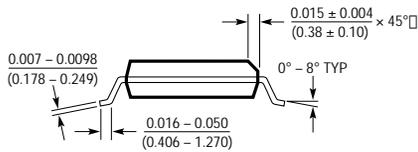


1セルのリチウムイオンから3.3V(ゼータ・コンバータ)と1.8V(降圧コンバータ)



パッケージ寸法

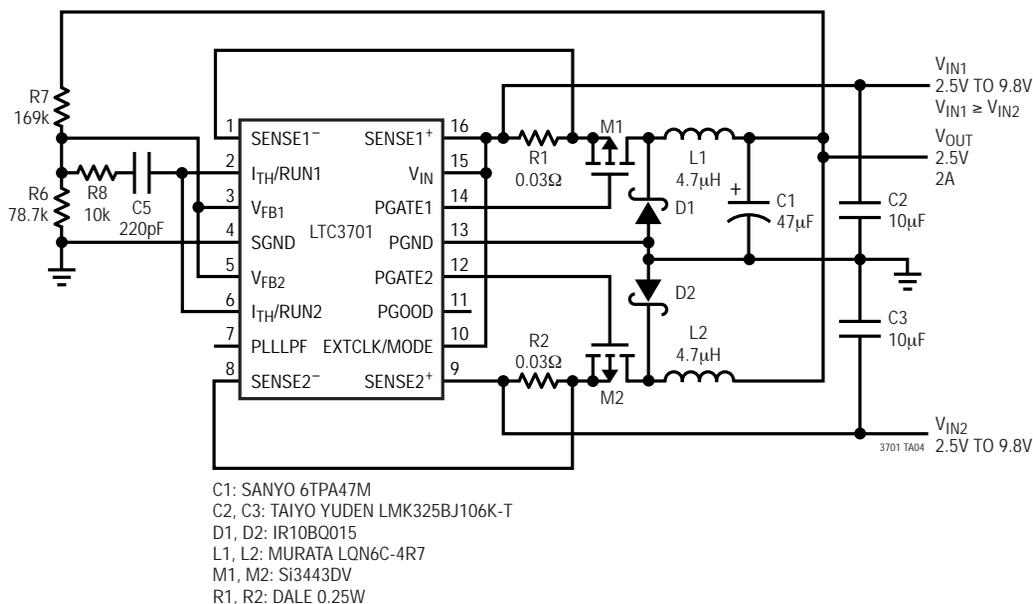
GNパッケージ16ピン・  
 プラスチックSSOP(細型0.150インチ)  
 (Reference LTC DWG # 05-08-1641)



\*寸法にはモールドのバリを含まない。  
 モールドのバリは各サイドで0.006(0.152mm)を超えないこと  
 \*\*寸法にはリード間のバリを含まない。  
 リード間のバリは各サイドで0.010(0.254mm)を超えないこと

## 標準的応用例

## 2フェーズの550kHzデュアル入力電圧シングル出力降圧DC/DCコンバータ



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC1143	デュアル高効率降圧コントローラ	電流モード、バースト・モード動作、SO-16
LTC1622	同期可能、低入力電圧電流モード降圧DC/DCコントローラ	$V_{IN}: 2V \sim 10V$ 、バースト・モード動作、8ピンMSOP
LTC1628/LTC1628-PG	デュアル高効率2フェーズ同期式降圧コントローラ	固定周波数、スタンバイ、5Vと3.3VのLDO、 $V_{IN}$ :最大36V、28ピンSSOP
LTC1629/LTC1629-PG	20A ~ 200AのPolyPhase™高効率コントローラ	12フェーズまで拡張可能、ヒートシンクなし、 $V_{IN}$ :最大36V、28ピンSSOP
LTC1702	No $R_{SENSE}$ ™ 2フェーズ、デュアル同期式コントローラ	550kHz、センス抵抗が不要、GN24、 $V_{IN}$ :最大7V
LTC1708-PG	デュアル高効率2フェーズ同期式降圧スイッチング・レギュレータ	$1.3 \leq V_{OUT} \leq 3.5V$ 、電流モード、 $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1735	高効率同期整流式降圧コントローラ	バースト・モード動作、16ピン細型SSOP、フォールト保護、 $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1772	固定周波数電流モード降圧DC/DCコントローラ	$2.5V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ 、 $I_{OUT}$ :最大4A、SOT-23パッケージ、550kHz
LTC1773	同期式降圧コントローラ	$2.65V \leq V_{IN} \leq 8.5V$ 、 $I_{OUT}$ :最大4A、10ピンMSOP
LTC1778	No $R_{SENSE}$ 同期式降圧コントローラ	センス抵抗なしの電流モード動作、高速過渡応答、 $4V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1872	固定周波数電流モード昇圧コントローラ	$2.5V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ 、SOT-23パッケージ、550kHz
LTC1874	デュアル固定周波数電流モード降圧DC/DCコントローラ	$2.5V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ 、550kHz、16ピン細型SSOP
LTC1929	固定周波数電流モード2フェーズ同期式コントローラ	最大42A、ヒートシンク不要、 $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$

PolyPhaseとNo  $R_{SENSE}$ はリニアテクノロジー社の商標です。

3701i