

# 周波数を調節可能な 電流モード・フライバック DC/DCコントローラ

## 特長

- 外付け部品によってだけ制限される $V_{IN}$ と $V_{OUT}$
- 調整可能なスロープ補償
- 自動再起動機能付きの調節可能な過電流保護
- 1個の外部抵抗で調節可能な動作周波数 (70kHz~700kHz)
- 外部クロックに同期可能
- $\pm 1.5\%$ のリファレンス精度
- 電流モード動作による優れた入力過渡応答および負荷過渡応答
- 精密スレッシュホールドと調節可能なヒステリシスをもったRUNピン
- 1個の外部コンデンサでプログラム可能なソフト・スタート
- 低消費電流: 360 $\mu$ A
- 小型10ピンMSOPと3mm $\times$ 3mm DFN

## アプリケーション

- テレコム用電源
- 42Vおよび12Vの車載用電源
- 絶縁型電子機器

## 概要

LTC<sup>®</sup>3805はフライバックDC/DCコンバータ用の電流モード・コントローラで、入力電圧と出力電圧が高いコンバータ・アプリケーションのNチャンネルMOSFETをドライブするように設計されています。動作周波数とスロープ補償は外部抵抗でプログラムすることができます。プログラム可能な過電流検出機能により、コンバータを短絡から保護します。ソフトスタートは外部コンデンサを使ってプログラムことができ、そのソフトスタート・コンデンサは自動再起動機能もプログラムします。

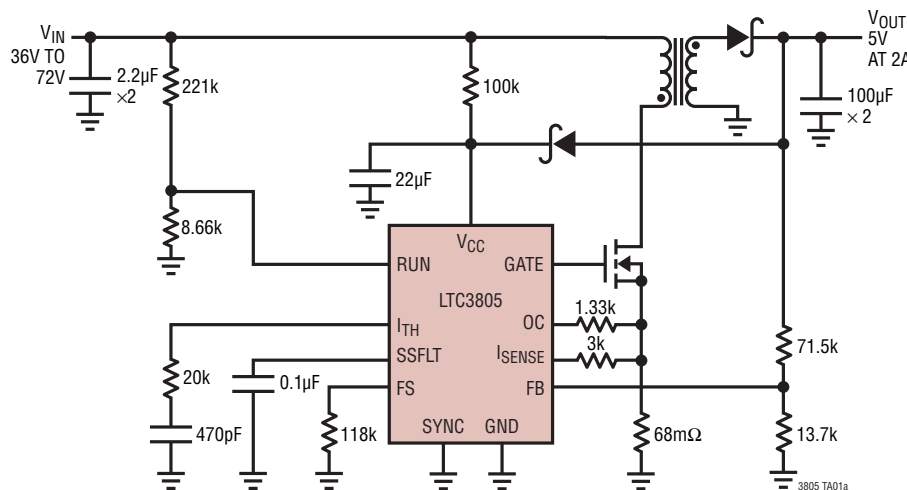
LTC3805の出力電圧精度は $\pm 1.5\%$ 、消費電流は通常動作でわずか360 $\mu$ A、マイクロパワー起動時にはわずか40 $\mu$ Aです。LTC3805は、9.5Vの内部シャント・レギュレータを使って、高い $V_{IN}$ から抵抗を通して電力供給を受けることができ、あるいは9V以下の低インピーダンスDC電圧から直接電力供給を受けることができます。

LTC3805は10ピンMSOPパッケージと3mm $\times$ 3mm DFNパッケージで供給されます。

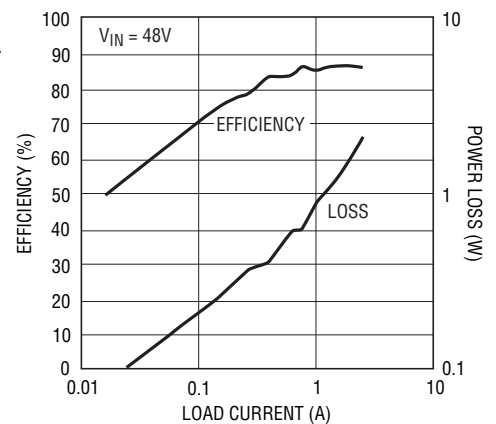
LT、LT、LTC、LTM、Burst Mode、Linear TechnologyおよびLinearのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。No RSENSEとThinSOTは、リニアテクノロジー社の商標です。他のすべての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。

## 標準的応用例

36V~72Vから5V/2Aの非絶縁型フライバック・コンバータ



効率および電力損失と  
負荷電流 $V_0 = 5V$



3805 TA01b

# LTC3805

## 絶対最大定格 (Note 1)

V <sub>CC</sub> からGND	
低インピーダンス・ソース.....	-0.3V~8.8V
供給される電流.....	V <sub>CC</sub> *へ25mA
SYNC .....	-0.3V~6V
SSFLT .....	-0.3V~5V
FB、I <sub>TH</sub> 、FS.....	-0.3V~3.5V
RUN .....	-0.3V~18V

OC、I <sub>SENSE</sub> .....	-0.3V~1V
動作接合部温度範囲 (Note 2、3) .....	-55°C~150°C
保存温度範囲.....	-65°C~150°C
リード温度 (半田付け、10秒)	
MSEパッケージ.....	300°C

\*LTC3805の内部クランプ回路がV<sub>CC</sub>電圧を9.5Vに安定化

## ピン配置



## 発注情報

無鉛仕上げ	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
LTC3805EDD#PBF	LTC3805EDD#TRPBF	LCJMJ	10-Lead (3mm×3mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
LTC3805IDD#PBF	LTC3805IDD#TRPBF	LCJMJ	10-Lead (3mm×3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC3805EMSE#PBF	LTC3805EMSE#TRPBF	LTCJK	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 85°C
LTC3805IMSE#PBF	LTC3805IMSE#TRPBF	LTCJK	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3805HMSE#PBF	LTC3805HMSE#TRPBF	LTCJK	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 150°C
LTC3805MPMSE#PBF	LTC3805MPMSE#TRPBF	LTCJK	10-Lead Plastic MSOP	-55°C to 150°C
鉛仕上げ	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
LTC3805EDD	LTC3805EDD#TR	LCJMJ	10-Lead (3mm×3mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
LTC3805IDD	LTC3805IDD#TR	LCJMJ	10-Lead (3mm×3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC3805EMSE	LTC3805EMSE#TR	LTCJK	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 85°C
LTC3805IMSE	LTC3805IMSE#TR	LTCJK	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3805HMSE	LTC3805HMSE#TR	LTCJK	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 150°C
LTC3805MPMSE	LTC3805MPMSE#TR	LTCJK	10-Lead Plastic MSOP	-55°C to 150°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。

無鉛仕上げ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/tapeandree/> をご覧ください。

## 電氣的特性

●は規定動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{CC} = 8\text{V}$  (Note 2)。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
$V_{\text{TURNON}}$	$V_{CC}$ Turn-On Voltage		● 7.75	8.4	9	V	
$V_{\text{TURNOFF}}$	$V_{CC}$ Turn-Off Voltage		● 3.75	3.95	4.15	V	
$V_{\text{HYST}}$	$V_{CC}$ Hysteresis			4.5		V	
$V_{\text{CLAMP1mA}}$	$V_{CC}$ Shunt Regulator Voltage	$V_{CC}$ Sinking 1mA, $V_{\text{RUN}} = 0$	● 8.8	9.25	9.65	V	
$V_{\text{CLAMP25mA}}$	$V_{CC}$ Shunt Regulator Voltage	$V_{CC}$ Sinking 25mA, $V_{\text{RUN}} = 0$	● 8.9	9.5	9.9	V	
$I_{CC}$	Input DC Supply Current	Normal Operation ( $f_{\text{OSC}} = 200\text{kHz}$ ) (Note 4)		360		$\mu\text{A}$	
		$V_{\text{RUN}} < V_{\text{RUNON}}$ or $V_{CC} < V_{\text{TURNON}} - 100\text{mV}$ (Micropower Start-Up)	●	40	90	$\mu\text{A}$	
$V_{\text{RUNON}}$	RUN Turn-On Voltage	$V_{CC}$ Sinking 1mA	● 1.122	1.207	1.292	V	
$V_{\text{RUNOFF}}$	RUN Turn-Off Voltage	$V_{CC}$ Sinking 1mA	● 1.092	1.170	1.248	V	
$I_{\text{RUN(HYST)}}$	RUN Hysteresis Current		● 4	5	5.8	$\mu\text{A}$	
$V_{\text{FB}}$	Regulated Feedback Voltage	$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 85^\circ\text{C}$ (E-Grade) (Note 5)	●	0.788	0.800	0.812	V
		$-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq 85^\circ\text{C}$ (E-Grade) (Note 5)	●	0.780	0.800	0.812	V
		$-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$ (I-Grade) (Note 5)	●	0.780	0.800	0.812	V
		$-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq 150^\circ\text{C}$ (H-Grade) (Note 5)	●	0.770	0.800	0.820	V
		$-55^\circ\text{C} \leq T_J \leq 150^\circ\text{C}$ (MP-Grade)	●	0.770	0.800	0.820	V
$I_{\text{FB}}$	$V_{\text{FB}}$ Input Current	$V_{\text{ITH}} = 1.3\text{V}$ (Note 5)		20		nA	
$g_m$	Error Amplifier Transconductance	$I_{\text{TH}}$ Pin Load = $\pm 5\mu\text{A}$ (Note 5)		333		$\mu\text{A/V}$	
$\Delta V_{\text{O(LINE)}}$	Output Voltage Line Regulation	$V_{\text{TURNOFF}} < V_{CC} < V_{\text{CLAMP1mA}}$ (Note 5)		0.05		mV/V	
$\Delta V_{\text{O(LOAD)}}$	Output Voltage Load Regulation	$I_{\text{TH}}$ Sinking $5\mu\text{A}$ (Note 5)		3		mV/ $\mu\text{A}$	
		$I_{\text{TH}}$ Sourcing $5\mu\text{A}$ (Note 5)		3		mV/ $\mu\text{A}$	
$f_{\text{OSC}}$	Oscillator Frequency	$R_{\text{FS}} = 350\text{k}$		70		kHz	
		$R_{\text{FS}} = 36\text{k}$		700		kHz	
$DC_{\text{ON(MIN)}}$	Minimum Switch-On Duty Cycle	$f_{\text{OSC}} = 200\text{kHz}$		6	9	%	
$DC_{\text{ON(MAX)}}$	Maximum Switch-On Duty Cycle	$f_{\text{OSC}} = 200\text{kHz}$	70	80	95	%	
$f_{\text{SYNC}}$	As a Function of $f_{\text{OSC}}$	$70\text{kHz} < f_{\text{OSC}} < 700\text{kHz}$ , $70\text{kHz} < f_{\text{SYNC}} < 700\text{kHz}$	67		133	%	
$V_{\text{SYNC}}$	Minimum SYNC Amplitude				2.9	V	
$I_{\text{SS}}$	Soft-Start Current			-6		$\mu\text{A}$	
$I_{\text{FTO}}$	Fault Timeout Current			2		$\mu\text{A}$	
$t_{\text{SS(INT)}}$	Internal Soft-Start Time	No External Capacitor on SSFLT		1.8		ms	
$t_{\text{FTO(INT)}}$	Internal Fault Timeout	No External Capacitor on SSFLT		4.5		ms	
$t_{\text{RISE}}$	Gate Drive Rise Time	$C_{\text{LOAD}} = 3000\text{pF}$		30		ns	
$t_{\text{FALL}}$	Gate Drive Fall Time	$C_{\text{LOAD}} = 3000\text{pF}$		30		ns	
$V_{\text{I(MAX)}}$	Peak Current Sense Voltage	$R_{\text{SL}} = 0$ (Note 6)	● 85	100	115	mV	
$I_{\text{SL(MAX)}}$	Peak Slope Compensation Output Current	(Note 7)		10		$\mu\text{A}$	
$V_{\text{OCT}}$	Overcurrent Threshold	$R_{\text{OC}} = 0$ (Note 8)	● 85	100	115	mV	
$I_{\text{OC}}$	Overcurrent Threshold Adjust Current			10		$\mu\text{A}$	

# LTC3805

## 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。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:** LTC3805は、 $T_J$ が $T_A$ にほぼ等しいパルス条件でテストされている。LTC3805Eは $0^{\circ}\text{C}\sim 85^{\circ}\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^{\circ}\text{C}\sim 85^{\circ}\text{C}$ 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。LTC3805Iは $-40^{\circ}\text{C}\sim 125^{\circ}\text{C}$ の動作接合部温度範囲で保証されており、LTC3805Hは $-40^{\circ}\text{C}\sim 150^{\circ}\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で保証されており、LTC3805MPは $-55^{\circ}\text{C}\sim 150^{\circ}\text{C}$ の全動作温度範囲でテスト保証されている。高い接合部温度は動作寿命に悪影響を及ぼす。接合部温度が $125^{\circ}\text{C}$ を超えると、動作寿命は短くなる。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。

$$T_J = T_A + (P_D \cdot 45^{\circ}\text{C}/\text{W})$$

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

**Note 5:** LTC3805は $I_{TH}$ を電流制限範囲の midpoint に保ったまま、 $V_{FB}$ を誤差アンプの出力にサーボ制御する帰還ループでテストされる。

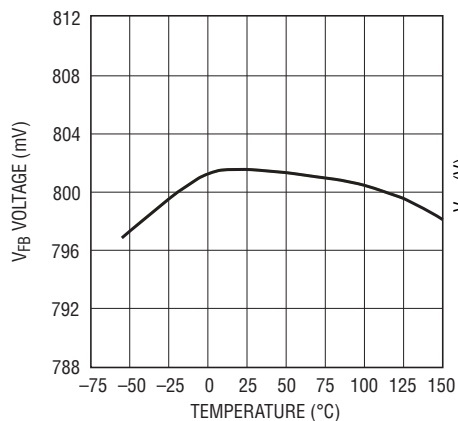
**Note 6:** ピーク電流検出電圧はデューティ・サイクルとSENSEピンに直列のオプションの外付け抵抗に依存して減少する。詳細については、「アプリケーション情報」セクションの「プログラム可能なスロー補償」を参照。

**Note 7:** 設計により保証。

**Note 8:** 過電流スレッシュホールド電圧はOCピンに直列のオプションの外部抵抗に依存して減少する。詳細については、「アプリケーション情報」セクションの「プログラム可能な過電流」を参照。

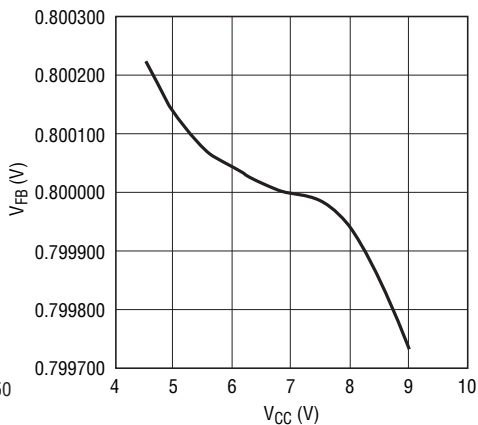
標準的性能特性

リファレンス電圧と温度



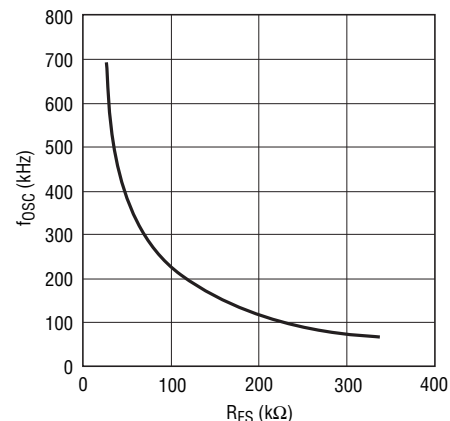
3805 G01

リファレンス電圧と電源電圧



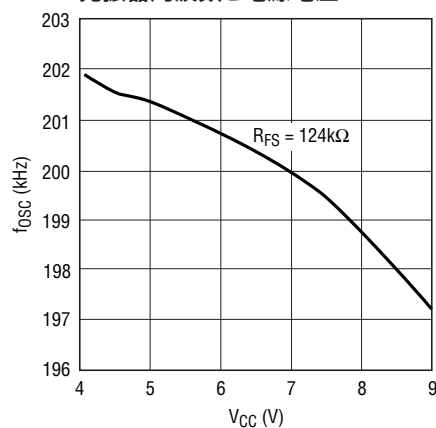
3805 G02

発振器周波数と $R_{FS}$



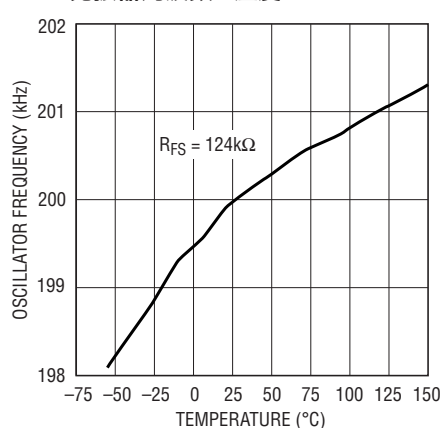
3805 G03

発振器周波数と電源電圧



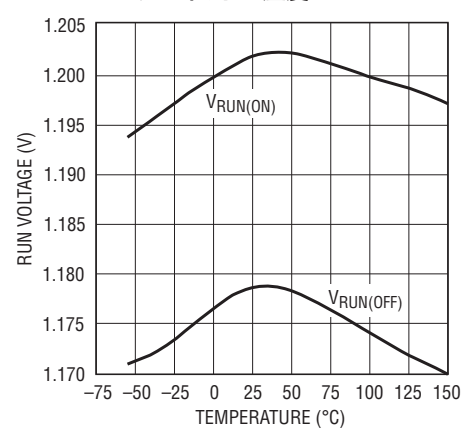
3805 G04

発振器周波数と温度



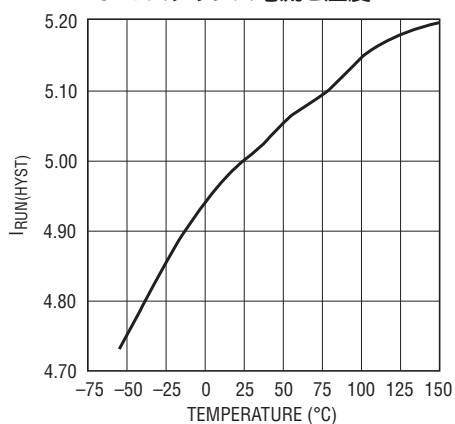
3805 G05

RUN低電圧ロックアウト・スレッシュホールドと温度



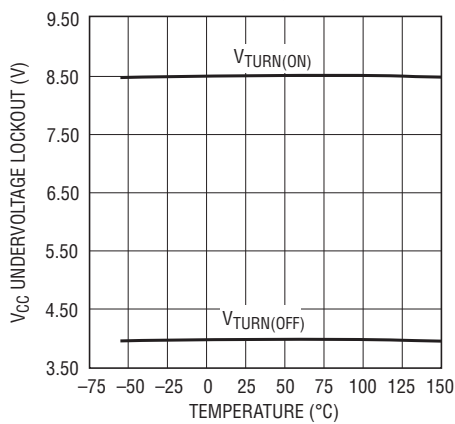
3805 G06

RUNヒステリシス電流と温度



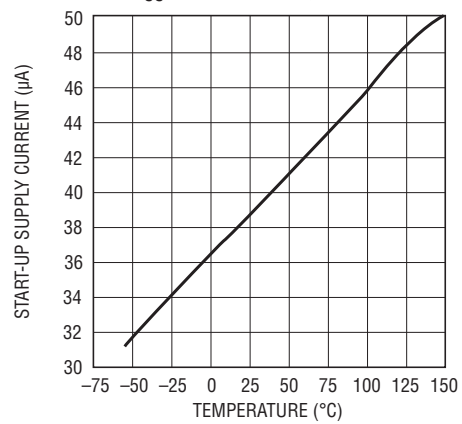
3805 G07

$V_{CC}$ 低電圧ロックアウト・スレッシュホールドと温度



3805 G08

起動 $I_{CC}$ 電源電流と温度

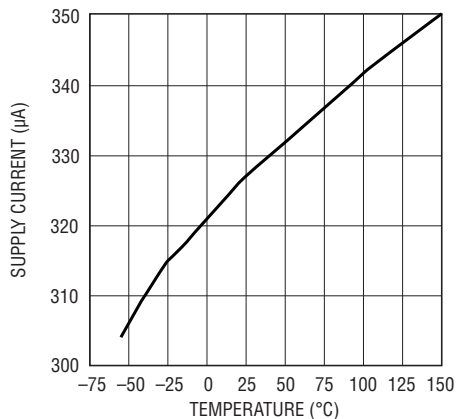


3805 G09

3805fg

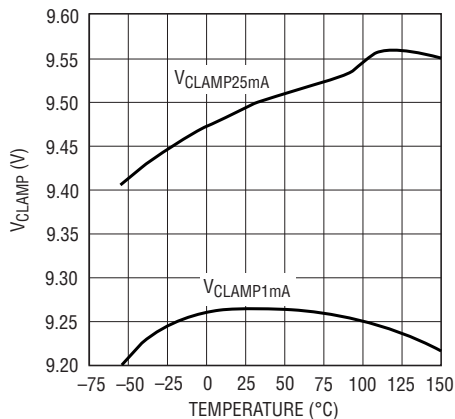
## 標準的性能特性

I<sub>CC</sub>電源電流と温度



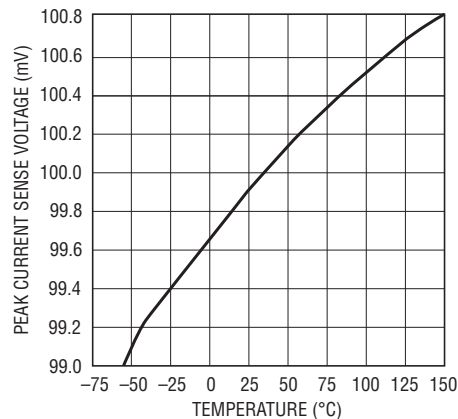
3805 G10

V<sub>CC</sub>シャント・レギュレータ電圧と温度



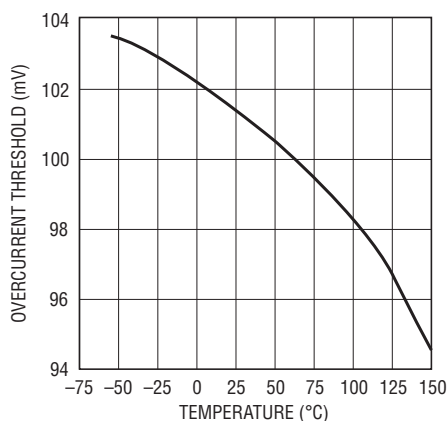
3805 G11

ピーク電流検出電圧と温度



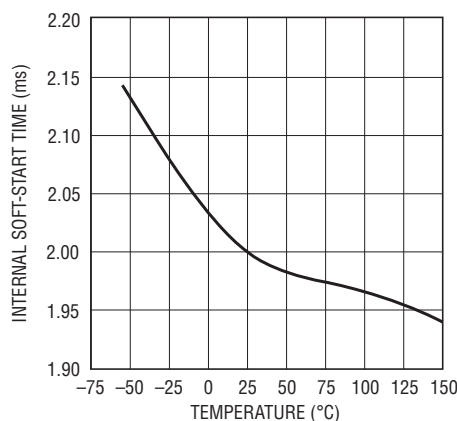
3805 G12

過電流スレッシュホールドと温度



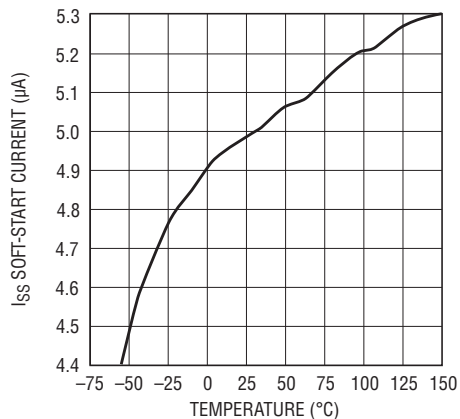
3805 G13

内部ソフトスタート時間と温度



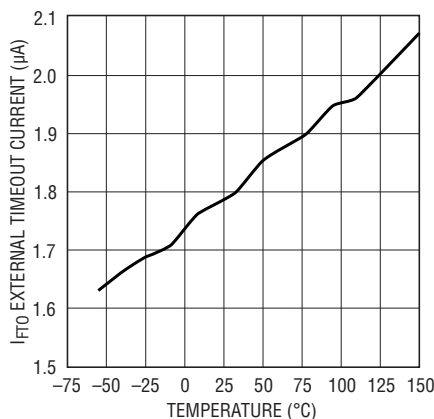
3805 G14

外部ソフトスタート電流と温度



3805 G15

外部タイムアウト電流と温度



3805 G16

## ピン機能

**SSFLT (ピン1)**: ソフトスタート・ピン。このピンからGND (露出パッド) に接続したコンデンサが、コンバータの起動時の出力電圧の上昇速度を制御します。このコンデンサはフォールト後に再起動するまでのタイムアウトにも使われます。

**I<sub>TH</sub> (ピン2)**: 誤差アンプの補償点。公称動作電圧範囲は0.7V ~ 1.9Vにクランプされます。

**FB (ピン3)**: 出力に接続された外部抵抗分割器からの帰還電圧を受け取ります。

**RUN (ピン4)**: 外部抵抗分割器を介してこのピンをV<sub>IN</sub>に接続し、コンバータ動作のスレッシュホールドを設定します。

**FS (ピン5)**: このピンからグラウンドに接続された抵抗により動作周波数が設定されます。

**SYNC (ピン6)**: 発振器を外部ソースに同期させる入力。

**ISENSE (ピン7)**: 2つの機能を果たします。電流モード制御では、外部の電流センス抵抗両端の電圧を使ってスイッチ電流をモニタします。また、ピン7はオプションの外付けプログラミング抵抗両端にスロープ補償電圧を生じさせる電流ランプを注入します。

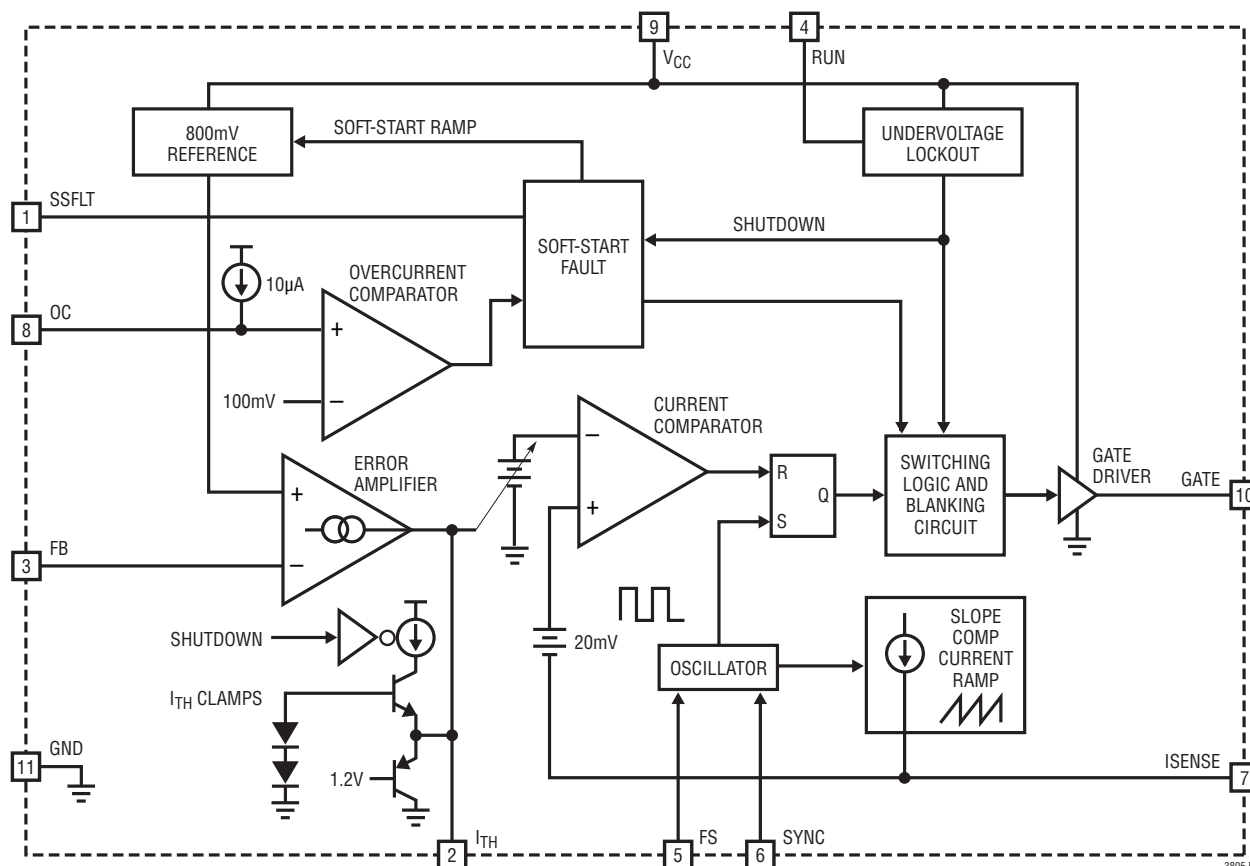
**OC (ピン8)**: 過電流ピン。このピンを外部のスイッチ電流センス抵抗に接続します。追加の抵抗により、過電流トリップ・レベルがプログラムされます。

**V<sub>CC</sub> (ピン9)**: 電源ピン。コンデンサでV<sub>CC</sub>とGND (露出パッド) を緊密にデカップリングする必要があります。

**GATE (ピン10)**: 外部NチャンネルMOSFETのゲート・ドライブ。このピンはGNDからV<sub>CC</sub>まで振幅します。

**GND (露出パッド・ピン11)**: グラウンド。コンデンサでGNDとV<sub>CC</sub> (ピン9) を緊密にデカップリングする必要があります。露出パッドは、電氣的接触と定格熱性能を得るために、PCBの電氣的グラウンドに半田付けする必要があります。

## ブロック図



3805 BD

3805fg



## 動作

LTC3805は、フライバック、昇圧およびSEPICのDC/DCコンバータ用の、周波数をプログラム可能な電流モード・コントローラです。LTC3805はそのピンのどれも(LTC3805が構成要素として組み込まれる)電源回路の入力電圧または出力電圧に接触する必要がないように設計されているので、LTC3805の絶対最大定格を大きく超える電圧の変換が可能です。

### 主制御ループ

このデータシートのブロック図と表紙の「標準的応用例」を参照してください。外部抵抗分割器により、出力電圧の一部がFBピンに与えられます。出力が望みの電圧のときFBピンの電圧が内部基準電圧の800mVに等しくなるように、分割器を設計します。負荷電流が増加すると出力電圧がわずかに下がるので、FBピンの電圧は800mVの基準より下に下がります。誤差アンプが応答して電流を $I_{TH}$ ピンに注入するので、その電圧が上昇します。逆に、負荷電流が減少するとFB電圧が800mVを超えて上昇し、誤差アンプが $I_{TH}$ ピンから電流をシンクするので、その電圧が低下します。

$I_{TH}$ ピンの電圧は、発振器、電流コンパレータおよびSRラッチによって形成されるパルス幅変調器を制御します。具体的には、 $I_{TH}$ ピンの電圧により、電流コンパレータのトリップ・スレッシュホールドが設定されます。電流コンパレータの $I_{SENSE}$ 入力、外部MOSFETのソースに直列に接続された外部電流センス抵抗両端の電圧をモニタします。サイクルの開始点でLTC3805の発振器がSRラッチをセットし、外部パワーMOSFETをオンします。外部パワーMOSFETを流れる電流は

$I_{SENSE}$ ピンの電圧と同様に上昇します。LTC3805の電流コンパレータは、 $I_{SENSE}$ ピンの電圧が $I_{TH}$ ピンの電圧に比例した電圧を超えるとトリップします。これにより、SRラッチがリセットされ、外部パワーMOSFETがオフします。このようにして、外部MOSFETおよびフライバック・トランスの1次巻線と2次巻線を流れるピーク電流のレベルは $I_{TH}$ ピンの電圧によって制御されます。電流コンパレータがトリップしないと、LTC3805が自動的にデューティ・サイクルを80%に制限し、SRラッチをリセットし、外部MOSFETをオフします。

FBピンから誤差アンプ、電流コンパレータおよびSRラッチを通る経路により、入力電圧や出力電流の変化に対して出力電圧を安定化するのに必要な閉ループの電流モード制御が実装されます。たとえば、負荷電流が増加すると出力電圧がわずかに下がり、誤差アンプがこれを検出し、 $I_{TH}$ ピンから電流をソースして電流コンパレータのスレッシュホールドを上げるので、トランスの1次巻線と2次巻線を流れるピーク電流が増加します。これにより、負荷への電流が増加し、出力電圧を望みのレベルに回復します。

$I_{TH}$ ピンは制御ループの補償点として機能します。一般に、外部の直列RCネットワークは $I_{TH}$ からグランドに接続され、負荷とラインの過渡現象に対する応答が最適になるように選択されます。このRCネットワークのインピーダンスにより、誤差アンプの出力電流が $I_{TH}$ 電圧に変換され、この電圧が電流コンパレータのスレッシュホールドを設定し、電圧安定化ループの動特性に大きな影響を与えます。



## 動作

### スタートアップ/シャットダウン

LTC3805には動作をディスエーブルおよびイネーブルする2つのシャットダウン機能が備わっています。V<sub>CC</sub>電源ピンの電圧の低電圧ロックアウトと高精度スレッシュホールドのRUNピンです。両方のピンの電圧が適当なスレッシュホールドを超えるまで動作はイネーブルされません。LTC3805は図1に示されている状態図に従って、シャットダウン状態に入ったり、シャットダウン状態から出たりします。フォールト時のタイムアウト動作については後のセクションで説明します。シャットダウンの間、LTC3805にはわずか40μAの電流しか流れません。

低電圧ロックアウト(UVLO)のメカニズムは、LTC3805が不十分なV<sub>CC</sub>ピンの電圧で外部MOSFETゲートをドライブしようとするのを防ぎます。LTC3805の動作をイネーブルするには、V<sub>CC</sub>ピンの電圧が最初V<sub>TURNON</sub> = 8.4Vを超える必要があります。動作がイネーブルされた後、V<sub>CC</sub>ピンの電圧は、低電圧ロックアウトがLTC3805をディスエーブルする前にV<sub>TURNOFF</sub> = 4Vまで低下することができます。このようにUVLOのヒステリシス範囲が広いので、トリクル・チャージャの給電方式を使うことができます。詳細については「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

RUNピンは分圧器を使って入力電圧に接続されます。RUNピンがV<sub>RUNON</sub> = 1.207Vを超えるとコンバータの動作はイネーブルされ、電圧がV<sub>RUNOFF</sub> = 1.170Vより下に下がるとディスエーブルされます。追加のヒステリシスは分圧器のテブナン抵抗に作用する5μAの電流源によって生じます。入力電圧範囲とヒステリシスの設定に関しては、「アプリケーション情報」のセクションでさらに説明されます。

### 発振器周波数の設定

周波数設定用抵抗R<sub>FS</sub>をFSピンからグラウンドに接続して、70kHz～700kHzの範囲で発振器周波数を設定します。発振器周波数は次式で計算されます。

$$f_{\text{OSC}} = \frac{24 \cdot 10^9}{R_{\text{FS}} - 1500}$$

発振器はSYNC入力を使って外部クロックに同期させることができます。SYNCピンの外部クロックの立上りエッジはスイッチング周期の開始(つまりGATEピンの立上り)をトリガします。外部クロックのパルス幅には非常に柔軟性があります。

### 過電流保護

OCピンが外部MOSFETの電流センス抵抗に接続されていると、出力の過負荷または短絡時にコンバータが保護されます。通常動作時、電流センス抵抗によって測定される(スロープ補償のため調整されていればそれを加えた)外部MOSFETの電流のピーク値は、電流コンパレータを介して動作するI<sub>TH</sub>ピンの電圧によって設定されます。出力電流が増加するにつれ、I<sub>TH</sub>ピンの電圧も増加するので、ピークMOSFETの電流が増加します。

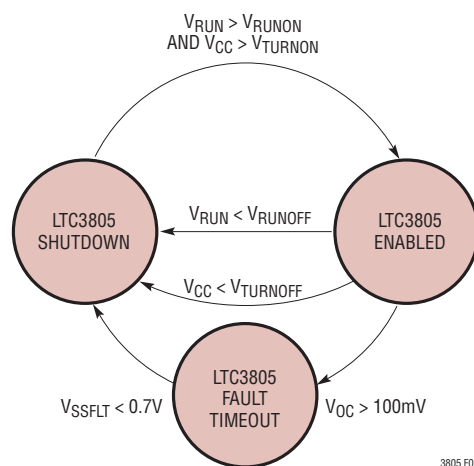


図1. スタートアップ/シャットダウンの状態図

## 動作

まず、過電流保護なしの動作について検討します。コンバータのある範囲の最大出力電流では、 $I_{TH}$ ピンの電圧は約1.9Vまで上昇し、そこにクランプされます。これは $I_{SENSE}$ ピンの電圧の100mVのリミットに相当します。出力電流がさらに増加するにつれ、デューティ・サイクルは出力電圧が垂下するにつれて減少します。ただし、外部MOSFETのピーク電流は $I_{SENSE}$ ピンの100mVスレッシュホールドによって制限されます。

出力電流がさらに増加するにつれ、最終的には、デューティ・サイクルが6%の最小値まで減少します。外部MOSFETは常にこの最小時間の間はオンしますので、電流コンパレータは外部MOSFETを流れる電流をもはや100mVのスレッシュホールドに基づいては制限しません。出力電流が増加し続けると、MOSFETを流れる電流はコンバータを損傷するレベルに上昇することがあります。

損傷を防ぐため、過電流ピンOCも電流センス抵抗に接続すると、OCピンの電圧が100mVを超えるとフォールトがトリガされます。次のセクションで説明されているように、コンバータは自己を保護するため動作を停止します。「アプリケーション情報」のセクションで説明されているように、外部抵抗を使って過電流スレッシュホールドを100mVより高い、または低い電圧に調節することができます。

### ソフトスタートとフォールトのタイムアウト動作

LTC3805のソフトスタートとフォールトのタイムアウトは、固定内部タイマまたはSSFLTピンからGNDへのコンデンサによってプログラムされる外部タイマのどちらかを使います。内部ソフトスタートとフォールトのタイムアウト時間は最小値であり、コンデンサをSSFLTピンからGNDに接続して長くすることができます。動作を図1に示します。

ソフトスタートとフォールトの内部タイムアウトを使うには、SSFLTピンをオープンのままにしておきます。内部ソフトスタートは約1.8msで完了します。OCピンが100mVを超えて過電流が検出されたら、LTC3805は内部タイミング回路をシャットダウンし、約4.25msのタイムアウトの間待機してからコンバータを再起動します。

ソフトスタート時間とフォールト・タイムアウトの時間の両方を増加させるには、コンデンサ $C_{SS}$ をSSFLTピンからGNDに追加します。ソフトスタートの間、 $C_{SS}$ は6 $\mu$ Aの電流で充電されます。LTC3805がシャットダウン状態から出ると、LTC3805は短時間で $C_{SS}$ を約0.7Vまで充電し、そのポイントでGATEがスイッチングを開始します。そのポイントから、GATEはデューティ・サイクルを拡大しながらスイッチングを続け、SSFLTピンが約2.25Vに達するとソフトスタートが終了し、閉ループ・レギュレーションが開始されます。SSFLTピンの電圧はさらに約4.75Vまで充電します。

$C_{SS}$ はフォールト発生時のタイムアウト機能も果たします。フォールト発生後、 $C_{SS}$ は2 $\mu$ Aの電流で約4.75Vから約0.7Vにゆっくり放電します。SSFLTピンの電圧が0.7Vに達すると、コンバータは再起動を試みます。ソフトスタートとフォールトのタイムアウトの外部プログラミングの詳細は、「アプリケーション情報」で説明されています。

### LTC3805への電力供給

$V_{CC}$ ピンからGNDに接続されている内蔵シャント・レギュレータが25mAを超える電流をシンクするように強制されない限り、このシャント・レギュレータは $V_{CC}$ 電圧を約9.5Vに制限します。このシャント・レギュレータは $V_{CC}$ ピンを過電圧から保護する重要な機能を果たすので、LTC3805がシャットダウン状態であっても常にアクティブです。このシャント・レギュレータにより、LTC3805の絶対最大定格を超える高電圧源さえ含む、多様なLTC3805への給電方式の使用が許容されます。給電方式の詳細は「アプリケーション情報」のセクションで説明されています。

### 調整可能なスロープ補償

LTC3805はスロープ補償を必要とするデザインのスロープ補償に(外部抵抗と組み合わせて)使うことができる10 $\mu$ Aのピーク電流ランプを $I_{SENSE}$ ピンから注入します。この電流ランプはほぼ直線的で、6%のデューティ・サイクルでゼロ電流から始まり、80%のデューティ・サイクルでピーク電流に達します。詳細は「アプリケーション情報」のセクションで説明されています。

## アプリケーション情報

LTC3805の多くのアプリケーション回路は、このデータシートの表紙に示されているトポロジーと図2に示されているトポロジーから得ることができます。

LTC3805自体は許容入力電圧 $V_{IN}$ または出力電圧 $V_{OUT}$ に制限を加えません。これらは全て外部パワー部品の定格によって決まります。これらの要素に含まれるのは、Q1の最大ドレイン・ソース電圧( $BV_{DSS}$ )、オン抵抗( $R_{DS(ON)}$ )と最大ドレイン電流、T1の飽和磁束レベルと巻線絶縁ブレイクダウン電圧、 $C_{IN}$ と $C_{OUT}$ の最大動作電圧、等価直列抵抗(ESR)、最大リップル電流定格、およびD1と $R_{SENSE}$ の電力定格です。

### V<sub>CC</sub>バイアス電力

$V_{CC}$ ピンとGNDピンに隣接させた最小1 $\mu$ Fのセラミック・コンデンサまたはタンタル・コンデンサを使って、 $V_{CC}$ ピンをGNDピンにバイパスする必要があります。MOSFETゲート・ドライバが必要とする大きな過渡電流を供給するには電源の適当なバイパスが必要です。

最大の柔軟性を与えるため、LTC3805は最大定格を大きく超える電圧で使えるように設計されています。最も単純な場合を図2に示します。ここでは、LTC3805は入力電圧と $V_{CC}$ の間に接続された抵抗を使って給電されます。 $V_{CC}$ ピンからGNDに接続されている内蔵シャント・レギュレータが25mAを超える電流をシンクするように強制されない限り、このシャント・レ

ギュレータは $V_{CC}$ 電圧を約9.5Vに制限します。この給電方式には、抵抗内の電力損失によってコンバータの効率が下がり、25mAシャント・レギュレータの最大電流が入力電圧の最大～最小範囲を制限することがあるという弱点があります。

場合によっては、入力電圧または出力電圧がLTC3805の $V_{CC}$ の動作範囲内になります。この場合、入力電圧または出力電圧のどちらかからLTC3805を直接動作させます。5V出力のコンバータを図3に示します。ここでは、 $R_{START}$ と $C_{VCC}$ が起動トリクル・チャージャを形成しており、コンバータが通常動作状態になるとD2が出力から $V_{CC}$ に給電します。 $C_{VCC}$ が $V_{TURNON}$ まで充電される間、 $R_{START}$ は非常にわずかの40 $\mu$ Aマイクロパワー起動電流だけ供給する必要があることに注意してください。

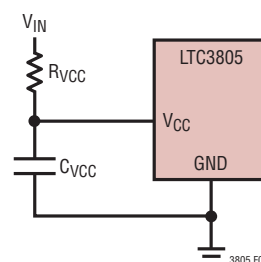


図2. 内蔵シャント・レギュレータによるLTC3805への給電

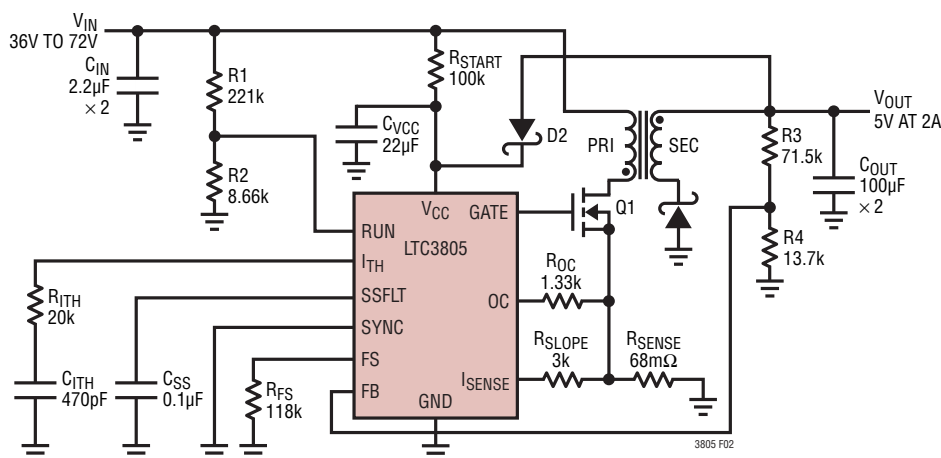


図3. 出力からLTC3805への給電

## アプリケーション情報

このポイントで、 $V_{RUN} > V_{RUNON}$ を想定すると、コンバータは外部MOSFETのスイッチングを開始し、SSFLTピンのコンデンサ $C_{SS}$ で設定される速度でコンバータの出力電圧がランプアップします。 $R_{START}$ は外部MOSFETを動作させるのに十分な電流を供給できないので、 $C_{VCC}$ が放電し始め、 $V_{CC}$ が低下します。 $V_{CC}$ が $V_{TURNOFF}$ まで低下する前に出力電圧がその目標値の5Vに達するように、ソフトスタートは十分速くなければならず、 $C_{VCC}$ の放電は十分遅くなければなりません。そうでないと、コンバータは起動に失敗します。

図9の標準的応用回路に示されているのは、入力電圧と出力電圧のどちらもLTC3805へのバイアス電力供給に適さない場合の、フライバック・コンバータの異なるバイアス電源方式です。小型NPNプリレギュレータ・トランジスタとツェナー・ダイオードを使って、 $V_{CC}$ の上昇を加速し、 $V_{CC}$ バイアス・コンデンサの値を減らします。フライバック・トランスには追加のバイアス巻線があり、バイアス電力を供給します。トランスの巻数比を適当に選択することにより、入力電圧の値やLTC3805の $V_{CC}$ バイアス電力に関係なく出力電圧を選択できるので、このトポロジーは非常に強力であることに注意してください。バイアス巻線の巻数は次式に従って選択します。

$$N_{BIAS} = N_{SEC} \frac{V_{CC} + V_{D4}}{V_{OUT} - V_{D1}}$$

ここで、 $N_{BIAS}$ はバイアス巻線の巻数、 $N_{SEC}$ は2次巻線の巻数、 $V_{CC}$ はLTC3805に給電する望みの電圧、 $V_{OUT}$ はコンバータの出力電圧、 $V_{D1}$ はD1の順方向電圧降下、 $V_{D4}$ はD4の順方向電圧降下です。 $V_{OUT}$ はコンバータの制御ループによ

って安定化されますので、 $V_{CC}$ も(同じほど精密ではありませんが)安定化されることに注意してください。 $N_{BIAS}$ と $N_{SEC}$ は多くの場合小さな整数の範囲に限られますので、 $V_{CC}$ の値は多くの場合制約されます。適切に動作させるには、 $V_{CC}$ の値を $V_{TURNON}$ と $V_{TURNOFF}$ の間にする必要があります。 $V_{TURNON}$ の $V_{TURNOFF}$ に対する比は2対1を超えますので、この要件を満たすのは比較的容易です。トリクル・チャージャを使用した同様の低消費電力非絶縁型テレコム・コンバータを図9に示します。

### トランスの設計に関する検討事項

トランスの仕様と設計は、LTC3805をうまく使用する上でおそらく最も重要な部分です。高周波パワー・トランスの設計に関する通常の注意事項に加えて、以下の情報が役立ちます。

#### 巻数比

出力電圧を設定するのに外部帰還抵抗分割器の比を使うので、与えられたアプリケーションに合うように比較的自由にトランスの巻数比を選べます。たとえば1:1、2:1、3:2などの簡単な整数比を使えるので、全巻数とトランスのインダクタンスをもっと自由に設定できます。巻数比が簡単な整数なので、「常備の」構成設定可能なトランスを使いやすくなります。巻数比は望みのデューティ・サイクルに基づいて選択できます。ただし、入力電源電圧にフライバック・パルス(2次側から1次側へ換算した電圧を加えた値(漏れスパイク電圧を含む))が、外部MOSFETの許容されるブレイクダウン電圧定格を超えないように注意してください。



## アプリケーション情報

### 漏れインダクタンス

トランスの漏れインダクタンス(1次側または2次側のいずれか)により、MOSFET(Q1)がオフした後に電圧スパイクが生じます。これは負荷電流が大きくなるほど顕著になります。蓄積された大きなエネルギーが消費されなければならないからです。場合によっては、MOSFETのドレイン・ノードでの過電圧によるブレイクダウンを避けるため、RC「スナバ」回路が必要です。スナバの設計に関しては、「アプリケーションノート19」を参照してください。バイファイラ巻きや同様の巻線技術が、漏れインダクタンスの問題を最小限に抑えるのに有効です。ただし、これにより、1次と2次の間のブレイクダウン電圧が制限されるので、バイファイラ巻きが常に実際的であるとは限らないことに注意してください。

### V<sub>IN</sub>の低電圧とヒステリシスの設定

図4に示されているように、RUNピンはV<sub>IN</sub>に接続されている抵抗分圧器に接続されています。RUNピンの電圧スレッシュホールドは上昇方向がV<sub>RUNON</sub>、下降方向がV<sub>RUNOFF</sub>です。V<sub>RUNON</sub> - V<sub>RUNOFF</sub> = 35mVの電圧ヒステリシスが組み込まれており、誤ってトリップするのを防ぐのに役立っていることに注意してください。

さらに、ユーザーがプログラム可能なヒステリシスを導入するため、LTC3805の動作がイネーブルされているとき、LTC3805はRUNピンから5μAをソースします。その結果、RUNピンの下降方向スレッシュホールドはR1の値にも依存し、ユーザーによってプログラムすることができます。V<sub>IN</sub>の下降方向スレッシュホールドは次式のようになります。

$$V_{IN(RUN,FALLING)} = V_{RUNOFF} \cdot \frac{R1 + R2}{R2} - R1 \cdot 5\mu A$$

ここで、R1(5μA)はRUNピンがソースする5μAの電流によって生じる追加のヒステリシスです。シャットダウン状態では、RUNピンは5μAの電流をソースしないので、V<sub>IN</sub>の上昇方向のスレッシュホールドは単に次式のようになります。

$$V_{IN(RUN,RISING)} = V_{RUNON} \cdot \frac{R1 + R2}{R2}$$

### 外部実行/停止制御

外部実行制御を実装するには、図4に示されているように、小さなNチャネルMOSFETをRUNピンからGNDに接続します。このMOSFETのゲートを“H”にドライブしてRUNピンをグラウンドに引き下げると、コンバータの動作が停止します。

### 帰還抵抗分割器の値の選択

安定化された出力電圧はV<sub>OUT</sub>の両端に接続された抵抗分圧器(図2のR3とR4)によって決まります。望みのV<sub>OUT</sub>を発生させるのに必要なR4とR3の比は次のように計算できます。

$$R3 = \frac{V_{OUT} - 0.8V}{0.8V} R4$$

V<sub>OUT</sub>から引き出される定常電流による効率の低下を最小に抑えるためR3とR4の抵抗値はできるだけ大きく選びますが、V<sub>OUT</sub>が安定化されているときV<sub>FB</sub>ピンへの入力電流がR3とR4を流れる電流の1%未満になるように十分小さくします。目安としてR4が80kより小さくなるように選択します。

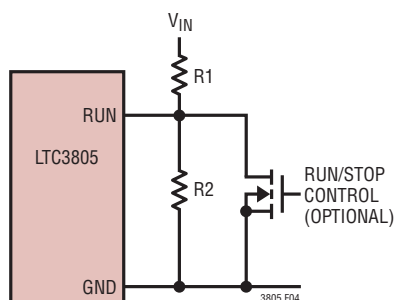


図4. RUNピンの電圧設定と実行/停止制御

## アプリケーション情報

## 絶縁型アプリケーションのフィードバック

絶縁型アプリケーションでは、FBピンと誤差アンプは使わず、図5に示されているように、絶縁バリアの他の側でドライブされるオプトアイソレータを使ってI<sub>TH</sub>ピンを直接制御します。詳細なバージョンを図9に示します。絶縁型コンバータでは、FBピンを接地するとI<sub>TH</sub>ピンがプルアップされます。このプルアップは、一般にV<sub>CC</sub>への抵抗を使ってバイアスされているオプトアイソレータを適切にバイアスするには十分ではありません。I<sub>TH</sub>ピンはオプトアイソレータのバイアス電流をシンクすることができないので、それをI<sub>TH</sub>ピンから遮断するためのダイオードが必要です。低リークのショットキー・ダイオードまたは順方向電圧の低いPN接合ダイオードを使って、オプトアイソレータがI<sub>TH</sub>をその低い方のクランプまで引き下げられるようにします。

## 発振器の同期

同期信号をSYNCピンに接続して発振器を外部クロックに同期させることができます。LTC3805の発振器とスイッチのターンオンは外部クロックの立上りエッジに同期します。外部sync信号の周波数は(R<sub>FS</sub>によってプログラムされた)f<sub>OSC</sub>を基準にして±33%でなければなりません。さらに、f<sub>SYNC</sub>の値は70kHz～700kHzにする必要があります。

## 電流センス抵抗に関する検討事項

外付けの電流センス抵抗(図2のR<sub>SENSE</sub>)により、特定のアプリケーションに合わせて電流制限動作を最適化できます。電流センス抵抗を数オームから数十ミリオームまで変化させると、ピーク・スイッチ電流は数分の1アンペアから数アンペアまで変化します。電流センス抵抗の値が小さいときは、適切に回路が動作するように特に注意を払う必要があります。

たとえば、I<sub>SENSE</sub>ピンのピーク電流検出電圧が100mVでは、

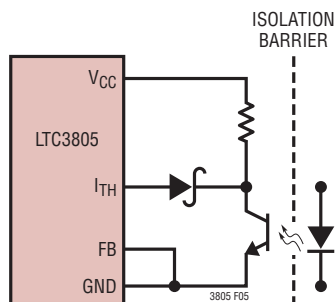


図5. 絶縁されたフィードバック回路

ピーク・スイッチ電流が5Aならば、0.020Ωのセンス抵抗が必要です。このセンス抵抗での瞬時ピーク電力は0.5Wで、それに応じた定格のものが必要です。LTC3805にはこの抵抗の検出ラインが1本あるだけです。したがって、センス抵抗のグランド側の接続に何らかの寄生抵抗があると、見かけ上の値が増加します。0.020Ωのセンス抵抗の場合、1mΩの寄生抵抗でもピーク・スイッチ電流を5%減少させます。したがって、プリント回路の銅箔配線やビアは必ずしも無視できません。

## プログラム可能なスロープ補償

LTC3805はI<sub>SENSE</sub>ピンを通してランピング電流を外付けのスロープ補償抵抗R<sub>SLOPE</sub>に注入します。この電流ランプは、GATEピンがLTC3805の6%の最小デューティ・サイクルのあいだ“H”になった直後、ゼロから出発します。この電流はピーク(80%の最大デューティ・サイクルで10μA)に向かって直線的に上昇し、GATEピンが“L”になるとオフします。I<sub>SENSE</sub>ピンを電流センス抵抗R<sub>SENSE</sub>に接続する直列抵抗R<sub>SLOPE</sub>は、こうしてランピング電圧降下を生じます。I<sub>SENSE</sub>ピンから見ると、このランプ電圧はセンス抵抗両端の電圧に加算されるので、デューティ・サイクルに比例して電流コンパレータのスレッシュホールドを実効的に低下させます。これにより、低調波発振に対して制御ループが安定化されます。電流コンパレータのスレッシュホールド(ΔV<sub>SENSE</sub>)の減少量は次式を使って計算することができます。

$$\Delta V_{SENSE} = \frac{\text{Duty Cycle} - 6\%}{80\%} 10\mu\text{A} \cdot R_{SLOPE}$$

注記:LTC3805は強制的に(6%<デューティ・サイクル<80%)とします。R<sub>SLOPE</sub>の値としては3kから始めるとよいでしょう。この値では80%のデューティ・サイクルで電流コンパレータのスレッシュホールドが30mV低下します。50%を超えるデューティ・サイクルでは動作しないデザインでは、スロープ補償は不要で、R<sub>SLOPE</sub>を使う代わりに直接接続することができます。

## アプリケーション情報

### 過電流スレッシュホールドの調整

I<sub>SENSE</sub>ピンおよび過電流ピンOCの接続と、GATEピンによってドライブされるパワーNMOSスイッチのソース回路に置かれた電流センス抵抗R<sub>SENSE</sub>の接続を図6に示します。OCピンの内部過電流スレッシュホールドはV<sub>OC</sub> = 100mVに設定されており、これはI<sub>SENSE</sub>ピンのピーク電流検出電圧V<sub>I(MAX)</sub> = 100mVと同じです。スロープ補償調整抵抗R<sub>SLOPE</sub>とスロープ補償電流I<sub>SLOPE</sub>の役目については、前のセクションで説明されています。外部抵抗R<sub>OC</sub>を過電流スレッシュホールド調整電流I<sub>OC</sub> = 10μAと組み合わせて使って、過電流トリップ・スレッシュホールドを100mVから下げることができます。このセクションでは、どのようにR<sub>OC</sub>を選択して望みの性能を実現するか説明します。以下の説明では、「電流制限」と「過電流保護」を注意深く区別してください。電流制限では、I<sub>SENSE</sub>ピンがサイクル毎に電流を制限し、出力電圧が安定化ポイントより下に下がった状態でコンバータが動作を継続しますが、過電流保護では、OCピンが過電流を検出し、コンバータをタイムアウトの期間シャットダウンした後、自動再起動が試みられます。

過電流保護の1つの戦略は、コンバータが決して電流制限に入らず、過電流保護がトリップするポイントまで出力電圧の安定化を維持することです。最小入力電圧V<sub>IN(MIN)</sub>での動作は最小出力電流で電流制限に達しますので、この戦略の設計ポイントになります。

まず、V<sub>IN(MIN)</sub>の動作では、コンバータが昇圧、フライバックまたはSEPICのどれであるかに従って、適切な式を使ってデューティ・サイクルDuty Cycle V<sub>IN(MIN)</sub>を計算します。次

にDuty Cycle V<sub>IN(MIN)</sub>を使って、前のセクションの式によりΔV<sub>SENSE(VIN(MIN))</sub>を計算します。電流制限が開始される正確なポイントで過電流保護をトリップさせるには、次のように設定します。

$$R_{OC(CRIT)} = \frac{\Delta V_{SENSE(VIN(MIN))}}{10\mu A}$$

過電流保護をトリップさせる実際の出力電流を見つけるには、次式からピーク・スイッチ電流I<sub>PK(VIN(MIN))</sub>を計算します。

$$I_{PK(VIN(MIN))} = \frac{100mV - \Delta V_{SENSE(VIN(MIN))}}{R_{SENSE}}$$

次に、I<sub>PK(VIN(MIN))</sub>に対応するコンバータ出力電流を計算します。ここでも、計算は、コンバータのタイプとインダクタ電流リップルを含むコンバータの設計の細部の両方に依存します。最小入力電圧では、出力電圧の安定化が失われ、電流制限が開始される直前の出力電流で、R<sub>OC(CRIT)</sub>により過電流がトリップします。過電流トリップを生じる出力電流は入力電圧が高いほど高くなりますが、過電流トリップは常に出力電圧の安定化が失われる前に起きることに注意してください。特定の設計目標を満たすことを望む場合、R<sub>OC</sub>をR<sub>OC(CRIT)</sub>より大きくし、トリップ・スレッシュホールドを下げて、コンバータを低い出力電流でトリップさせることができます。

この計算は定常動作に基づいています。設計によっては、起動時の過渡時にも、特に大きな出力フィルタ・コンデンサが出力電圧の上昇に伴って充電される場合にも、過電流保護がトリップすることがあります。

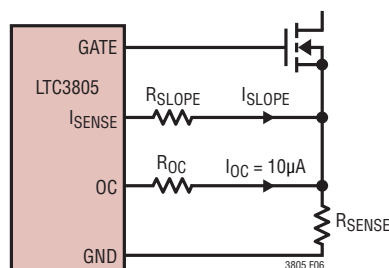


図6. 過電流スレッシュホールドを下げる回路



## アプリケーション情報

それが問題なら、もっと大きな値のSSFLTコンデンサを使って出力コンデンサの充電を遅くすることができます。負荷ステップ時にも、特に $R_{OC} > R_{OC(CRIT)}$ とすることによりトリップ・スレッシュホールドが下げられていると、過電流保護がトリップする可能性があります。

別の過電流保護の戦略として、電流制限によってデューティ・サイクルが減少し、出力電圧が垂下しても、コンバータを動作させ続けます。この場合、目標は多くの場合、電流制限を含むできるだけ広い範囲でコンバータを正常動作に保ち、損傷を防ぐためにだけ過電流トリップをトリガすることです。この戦略を実装するには、 $R_{OC(CRIT)}$ より小さな $R_{OC}$ の値を使います。これは過渡動作によって起きる過電流トリップへの敏感さも減らします。リミットでは、 $R_{OC} = 0$ に設定し、OCピンを直接 $R_{SENSE}$ に接続します。こうすると、過電流トリップは最小デューティ・サイクル(約6%)の近くで起きます。

場合によっては、トリップ・スレッシュホールドをさらに増加させることが望ましいことがあります。この戦略では、 $I_{SENSE}$ ピンのサイクル毎の電流制限が失われ、スイッチ電流が出力電流に比例して上昇する最小デューティ・サイクルまで、コンバータは動作することが許されます。これを行う2つの方法を図7と図8に示します。図7は比較的大きな値の $R_{SENSE}$ を使った比較的低電流の場合です。この回路を使うと、過電流トリップ・スレッシュホールドは100mVから次の値まで増加します。

$$V_{OC} = \frac{R_{SENSE1} + R_{SENSE2}}{R_{SENSE1}} 100\text{mV}$$

ここで、 $R_{SENSE1}$ と $R_{SENSE2}$ の値は非常に小さいので、 $I_{OC} = 10\mu\text{A}$ のスレッシュホールド調整電流によって生じる $V_{OC}$ の変化は無視できるものと仮定しています。

大きな電流の場合、電流センス抵抗の値は非常に小さくする必要があります。図7の回路は実際には使えなくなります。図8の回路で置き換えることができ、電流検出スレッシュホールドは100mVから次の値にまで増加します。

$$V_{OC} = \frac{R1 + R2}{R1} 100\text{mV}$$

ここで、 $R1$ と $R2$ の値は $10\Omega$ より小さく保ち、 $I_{OC} = 10\mu\text{A}$ のスレッシュホールド調整電流により $V_{OC}$ がシフトするのを防ぎます。

### 外部ソフトスタート・フォールト・タイムアウト

外部ソフトスタートはSSFLTピンからGNDに接続したコンデンサ $C_{SS}$ によってプログラムします。ソフトスタートの開始時、SSFLTピンの電圧は短時間で0.7Vに充電され、その時点でGATEがスイッチングを開始します。そのポイントから、 $6\mu\text{A}$ の電流がSSFLTピンの電圧を充電し、約2.25Vに達するとその時点でソフトスタートが終了し、コンバータは閉ループの安定化動作に入ります。したがって、ソフトスタート・コンデンサ $C_{SS}$ の関数としてのソフトスタート時間 $t_{SS(EXT)}$ は次のとおりです。

$$t_{SS(EXT)} = C_{SS} \frac{2.25 - 0.7\text{V}}{6\mu\text{A}}$$

ソフトスタートが完了した後も、SSFLTピンの電圧は約4.75Vの最終値まで充電を続けます。 $5.8\text{nF}$ より小さな $C_{SS}$ の値を選択しても、必須の最小内部ソフトスタート時間 $t_{SS(IN)} = 1.8\text{ms}$ より短い外部ソフトスタート時間 $t_{SS(EXT)}$ をプログラムしようと試みるので、何も効果を生じないことに注意してください。ただし、雑音の多い環境では、小さな $C_{SS}$ が発振器のジッタを制限するのに貴重な働きをすることがあります。

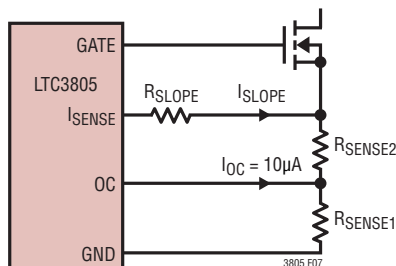


図7. 小さなスイッチ電流の場合の過電流スレッシュホールドを上げる回路

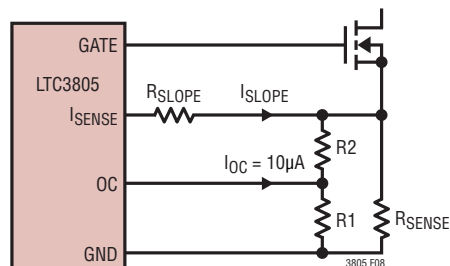


図8. 大きなスイッチ電流の場合の過電流スレッシュホールドを上げる回路

## アプリケーション情報

OCピンで過電流フォルトが検出されると、LTC3805はシャットダウン・モードに入り、2μAの電流がSSFLTピンの電圧を4.75Vから約0.7Vに放電します。したがって、フォルト・タイムアウト $t_{FTO(EXT)}$ は次のようになります。

$$t_{FTO(EXT)} = C_{SS} \frac{4.75V - 0.7V}{2\mu A}$$

この時点で、LTC3805は再起動を試みます。

コンバータの出力の短絡のようにフォルト状態が継続する場合、コンバータは「ヒックアップ(しゃっくり)」モードに入り、 $C_{SS}$ で決まる繰り返し速度で再起動を繰り返し試み続けます。遂にフォルトが解消すると、コンバータは再起動に成功します。

## 標準的応用例

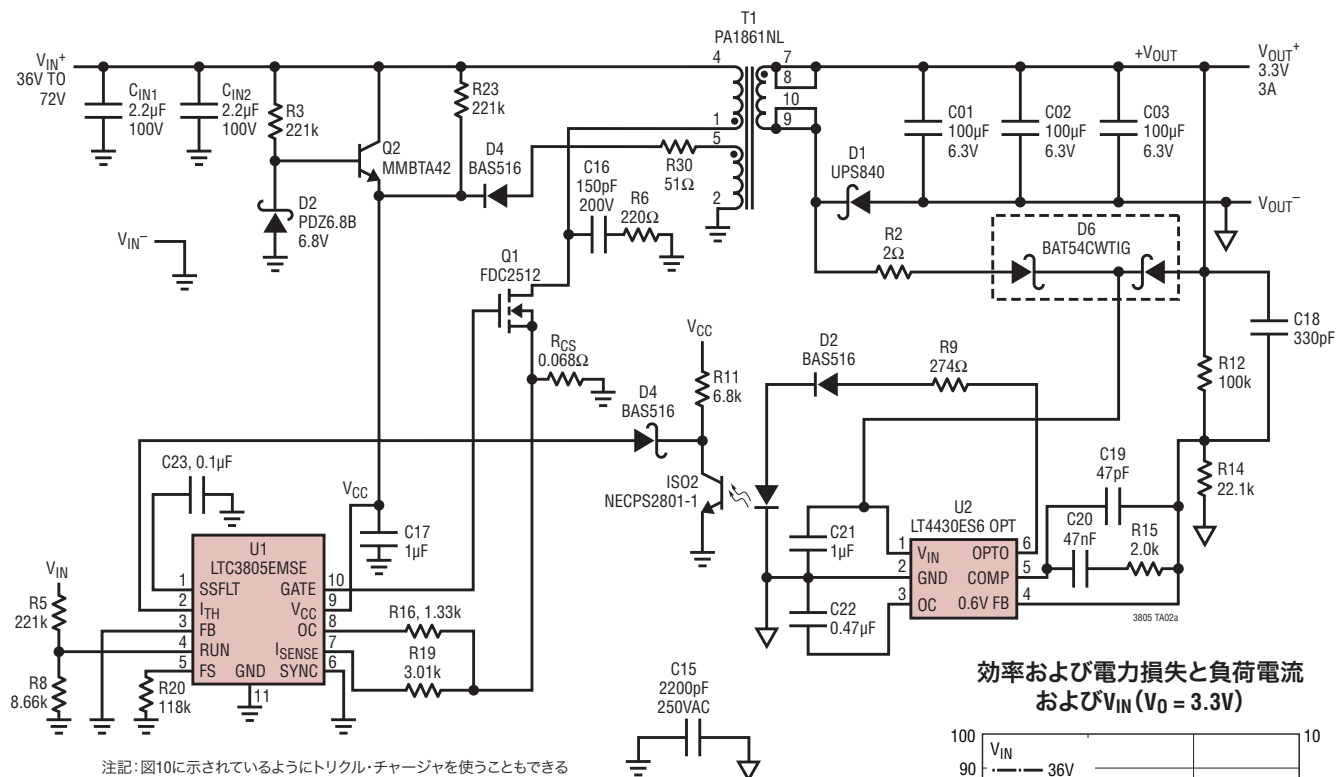
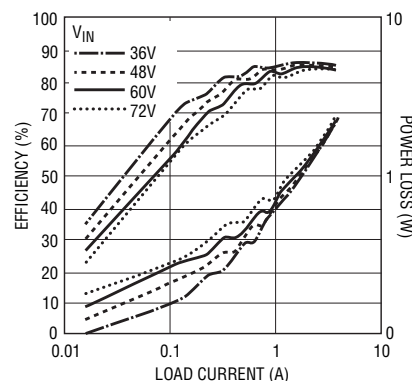


図9. NPNプリレギュレータ付き低電力絶縁型テレコム電源

効率および電力損失と負荷電流  
および $V_{IN}$  ( $V_O = 3.3V$ )



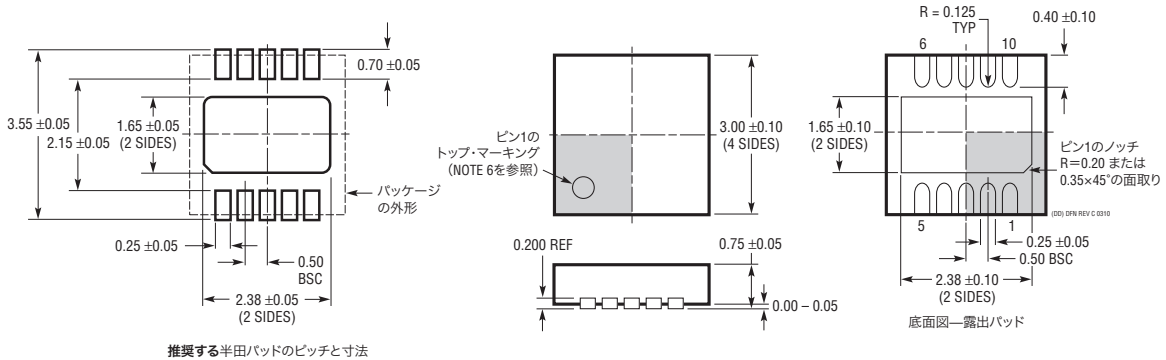
3805 TA02b

3805fg

## 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。

### DDパッケージ 10ピン・プラスチックDFN (3mm×3mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1699 Rev C)

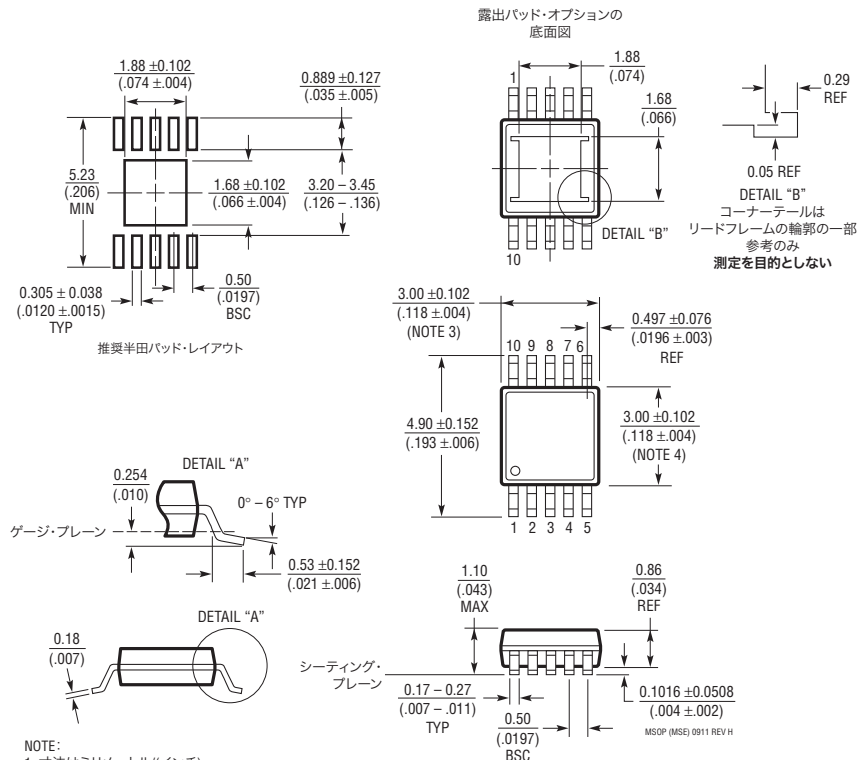


推奨する半田パッドのピッチと寸法

**NOTE:**

1. 図はJEDECパッケージ・アウトラインMO-229のバリエーション(WEED-2)になる予定バリエーションの指定の現状についてはLTCのWebサイトのデータシートを参照
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

### MSEパッケージ 10ピン・プラスチックMSOP、露出ダイ・パッド (Reference LTC DWG # 05-08-1664 Rev H)



**NOTE:**

1. 寸法はミリメートル(インチ)
2. 図は実寸とは異なる
3. 寸法にはモールドのバリ、突出部、またはゲートのバリを含まないモールドのバリ、突出部、またはゲートのバリは、各サイドで0.152mm (0.006")を超えないこと
4. 寸法には、リード間のバリまたは突出部を含まないリード間のバリまたは突出部は、各サイドで0.152mm (0.006")を超えないこと
5. リードの平坦度(成形後のリードの底面)は最大0.102mm (0.004")であること
6. 露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない露出パッドのモールドのバリは各サイドで0.254mm (0.010")を超えないこと

## 改訂履歴 (Rev Eよりスタート)

REV	日付	概要	ページ番号
E	04/10	「標準的応用例」を変更	1、17
		「絶対最大定格」を改訂	2
		「電気的特性」の表を変更	3
		Note 2を改訂	4
		「ピン機能」のピン11を改訂	7
		「動作」セクションの「スタートアップ/シャットダウン」を編集	9
		「関連製品」の表を改訂	20
F	05/11	MPグレード製品を追加し、データシート全体に反映	1~20
G	02/12	VCLAMP1mAのコメントを $I_{CC} = 1\text{mA}$ からV <sub>CC</sub> Sinking 1mAに変更	3
		VCLAMP25mAのコメントを $I_{CC} = 25\text{mA}$ からV <sub>CC</sub> Sinking 25mAに変更	3
		VRUNONのコメントを $V_{CC} = V_{TURNON} + 100\text{mA}$ からV <sub>CC</sub> Sinking 1mAに変更	3
		VRUNOFFのコメントを $V_{CC} = V_{TURNON} + 100\text{mA}$ からV <sub>CC</sub> Sinking 1mAに変更	3

## 標準的応用例

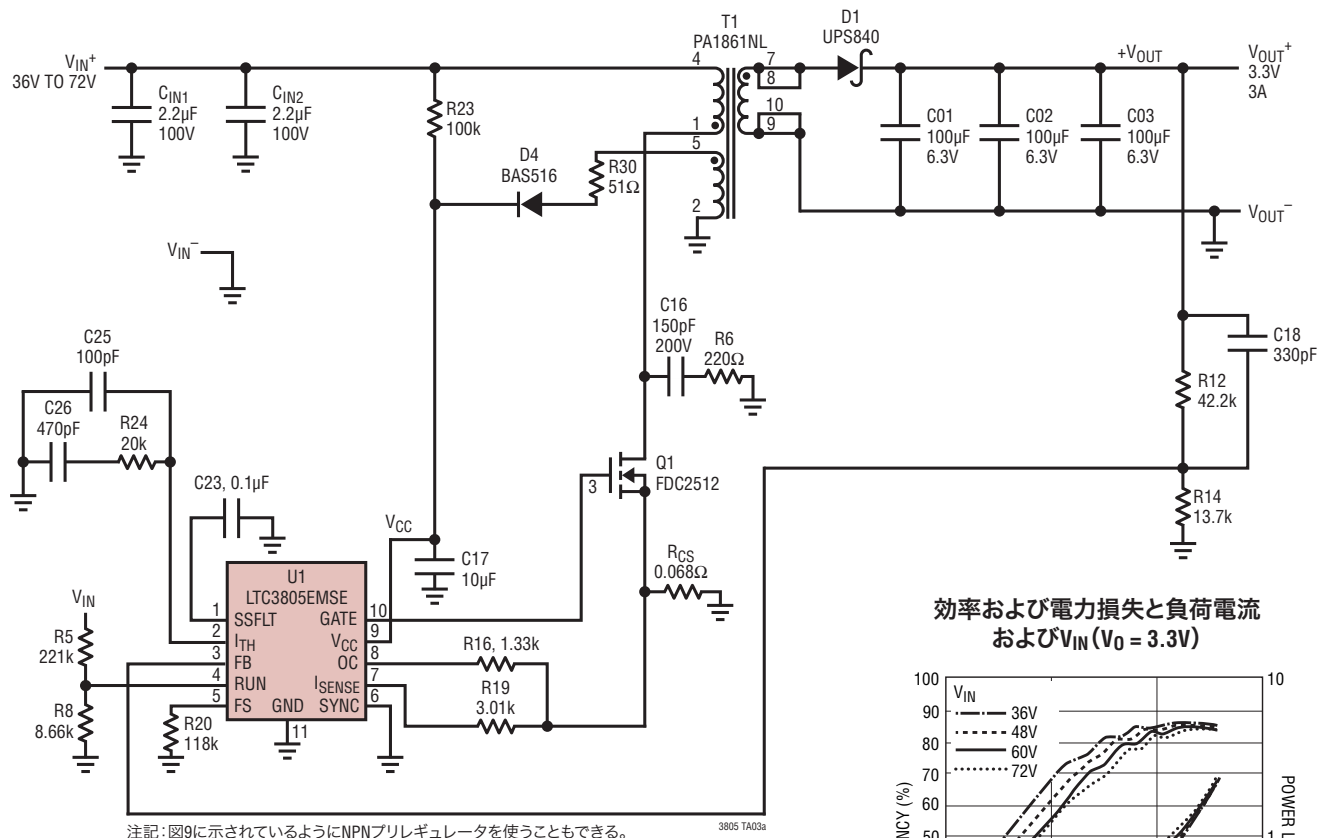
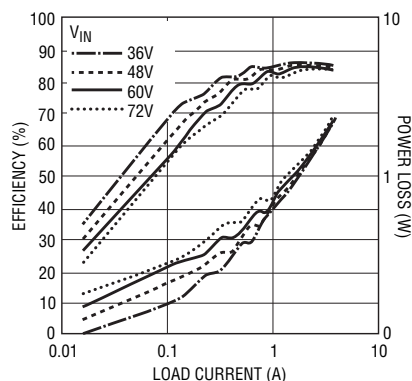


図10. トリクル・チャージャ付き低電力非絶縁型テレコム電源

効率および電力損失と負荷電流  
およびVIN (V<sub>0</sub> = 3.3V)



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LT3798	アクティブPFC機能を備えたオプトカプラ不要の絶縁型フライバック・コントローラ	V <sub>IN</sub> とV <sub>OUT</sub> は外付け部品のみで制限
LT3748	オプトカプラ不要の100Vフライバック・コントローラ	5V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 100V、バウンダリ・モード動作、高電圧ピン間の間隔を広げたMSOP-16パッケージ
LT3758	昇圧、フライバック、SEPICおよび反転コントローラ	5.5V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 100V、プログラム可能な動作周波数: 100kHz~1MHz、3mm×3mm DFN-10パッケージとMSOP-10Eパッケージ
LT3575	60Vのスイッチを内蔵したオプトカプラ不要の絶縁型フライバック・コンバータ	3V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 40V、最大14W、バウンダリ・モード動作、TSSOP-16Eパッケージ
LTC3803/LTC3803-3 LTC3803-5	200kHzまたは300kHzの固定周波数で動作するフライバックDC/DCコントローラ	外付け部品によってのみ制限されるV <sub>IN</sub> とV <sub>OUT</sub> 、6ピンThinSOT™パッケージ
LTC3873/LTC3873-5	No R <sub>SENSE</sub> ™、固定周波数の昇圧、フライバックおよびSEPICコントローラ	外付け部品によってのみ制限されるV <sub>IN</sub> とV <sub>OUT</sub> 、8ピンThinSOTパッケージと2mm×3mm DFN-8パッケージ
LT3825	オプトアイソレータ不要の絶縁型同期整流式フライバック・コントローラ	外付け電力部品によってのみ制限されるV <sub>IN</sub> : 16V~75V、最大60W、TSSOP-16Eパッケージ

3805fg