

## 特長

- 高電圧：最大60Vで動作
- 高電流：Nチャネル・ドライブにより最大10,000pFのゲート容量に対応
- プログラム可能な平均電流制限
- 10mAの外部負荷能力を備えた5Vリファレンス出力
- 固定周波数の電流モード動作
- 最大200kHzまで同期可能な発振器
- ヒステリシスを備えた低電圧ロックアウト
- 電源シーケンスと保護のスタート禁止をプログラム可能
- ユーザが調整可能なスロープ補償

## アプリケーション

- 高電力単一ボード・システム
- 分配型電力変換器
- 産業用制御システム
- 鉛蓄電池バックアップ・システム
- 自動車および重機

## 概要

LT<sup>®</sup>1680は、ブースト・トポロジー用に最適化された、高電力電流モード・スイッチング電源コントローラです。最大60V入力のアプリケーションで、DC/DCコンバータ用のNチャネルMOSFETスイッチをドライブします。高い電流ゲート・ドライブ出力により最大10,000pFのゲート容量を扱えるので、高電力DC/DCコンバータを構築できます。最大60Vの電流センス同相範囲により、入力電源を基準とした電流センスが可能で、センス・ブランキング回路は必要ありません。

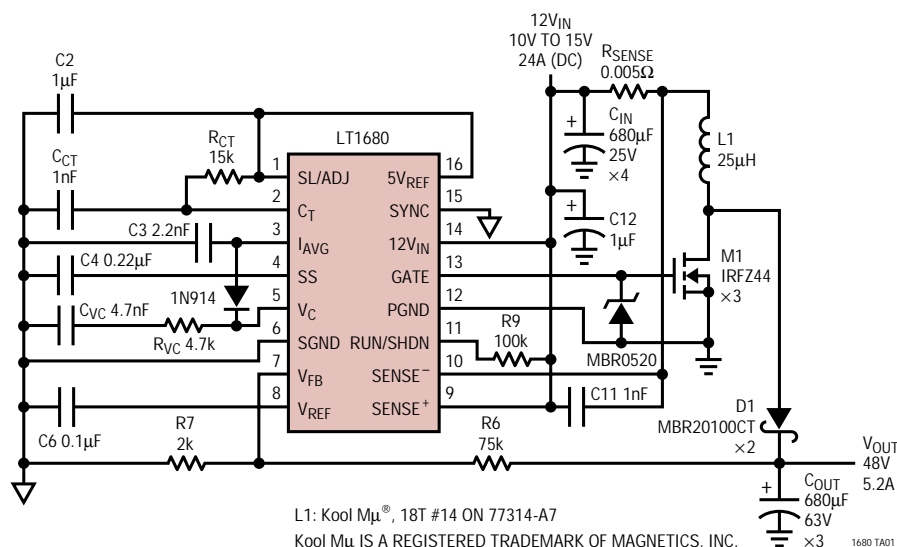
LT1680はプログラム可能な平均電流制限機能を備えているので、リップル電流に関係なく、磁気部品のDC電流制限を正確に設定できます。ユーザが調整可能なスロープ補償により、最大90%のデューティ・サイクルでの安定動作が可能です。

LT1680の動作周波数はプログラム可能で、最大200kHzまで同期させることができます。最小オフ時間動作によりスイッチを保護します。また、シャットダウンと低電圧ロックアウト状態でゲート制御されるソフト・スタート機能も備えています。

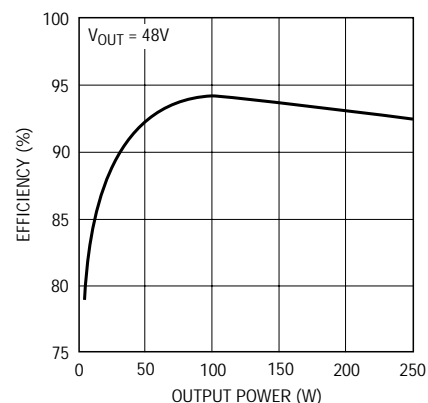
LT、LTC、LTはリニアテクノロジー社の登録商標です。

## 標準的応用例

12Vから48V、250W昇圧



効率と出力電力



1680 TA02

# LT1680

## 絶対最大定格

(Note 1)

電源電圧 ( $12V_{IN}$ )	- 0.3V ~ 20V
センス・アンプ入力同相範囲	- 0.3V ~ 60V
GATEピン電圧	- 0.3V ~ $12V_{IN} + 0.3V$
RUN/SHDNピン電圧	- 0.3V ~ $12V_{IN}$
その他のピン電圧	- 0.3V ~ 7V
5Vリファレンス出力電流	65mA
動作周囲温度範囲	
LT1680C	0 ~ 70
LT1680I	- 40 ~ 85
保存温度範囲	- 65 ~ 150
リード温度 (半田付け、10秒)	300

## パッケージ/発注情報

TOP VIEW		ORDER PART NUMBER
SL/ADJ [1]	16 5V <sub>REF</sub>	LT1680CN LT1680CSW LT1680IN LT1680ISW
C <sub>T</sub> [2]	15 SYNC	
I <sub>AVG</sub> [3]	14 12V <sub>IN</sub>	
SS [4]	13 GATE	
V <sub>C</sub> [5]	12 PGND	
SGND [6]	11 RUN/SHDN	
V <sub>FB</sub> [7]	10 SENSE <sup>-</sup>	
V <sub>REF</sub> [8]	9 SENSE <sup>+</sup>	
N PACKAGE 16-LEAD PDIP SW PACKAGE 16-LEAD PLASTIC SO WIDE		
T <sub>JMAX</sub> = 125°C, θ <sub>JA</sub> = 75°C/W (N) T <sub>JMAX</sub> = 125°C, θ <sub>JA</sub> = 90°C/W (SW)		

ミリタリ・グレード部品に関してはお問い合わせください。

## 電気的特性

注記がない限り、 $12V_{IN} = 12V$ 、 $V_{VC} = 2V$ 、 $V_{FB} = V_{REF} = 1.25V$ 、 $C_{GATE} = 3000pF$ 、 $T_A = 25$

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
<b>Supply and Protection</b>							
I <sub>12VIN</sub>	DC Active Supply Current (Note 2)	Gate Output On Gate Output Off	●	15 12	22	mA mA	
	DC Standby Supply Current	V <sub>RUN</sub> < 0.5V	●	65	110	μA	
V <sub>RUN/SHDN</sub>	Shutdown Rising Threshold		●	1.15	1.25	1.35	V
V <sub>SSHYST</sub>	Shutdown Threshold Hysteresis			15		mV	
I <sub>SS</sub>	Soft Start Charge Current		●	5	8	14	μA
V <sub>UVLO</sub>	Undervoltage Lockout Threshold - Falling Undervoltage Lockout Threshold - Rising Undervoltage Lockout Hysteresis		●	8.20	9.00	9.75	V
			●		9.35	9.95	V
			●	200	350		mV
<b>5V Reference</b>							
V <sub>REF5</sub>	5V Reference Voltage	Line, Load and Temperature	●	4.75	5	5.25	V
	5V Reference Line Regulation	10V ≤ 12V <sub>IN</sub> ≤ 15V	●		3	5	mV/V
I <sub>REF5</sub>	5V Reference Load Range - DC Pulse		●			10	mA
			●			20	mA
	5V Reference Load Regulation	0 ≤ I <sub>REF5</sub> ≤ 20mA	●		-1.25	-2	V/A
I <sub>SC</sub>	5V Reference Short-Circuit Current				45	mA	
<b>Error Amplifier</b>							
V <sub>FB</sub>	Error Amplifier Reference Voltage	Measured at Feedback Pin	●	1.242	1.250	1.258	V
			●	1.235		1.265	V
I <sub>FB</sub>	Feedback Input Current	V <sub>FB</sub> = V <sub>REF</sub>	●	0.1	0.5	1.0	μA
g <sub>m</sub>	Error Amplifier Transconductance		●	1200	2000	3200	μmho
A <sub>v</sub>	Error Amplifier Voltage Gain		●	1500	3000		V/V
I <sub>VC</sub>	Error Amplifier Source Current Error Amplifier Sink Current	V <sub>FB</sub> - V <sub>REF</sub> = 500mV	●	200	275		μA
			●	280	400		μA
V <sub>VC</sub>	Absolute V <sub>C</sub> Clamp Voltage	Measured at V <sub>C</sub> Pin			3.5	V	

## 電気的特性

注記がない限り、 $12V_{IN} = 12V$ 、 $V_{VC} = 2V$ 、 $V_{FB} = V_{REF} = 1.25V$ 、 $C_{GATE} = 3000pF$ 、 $T_A = 25$

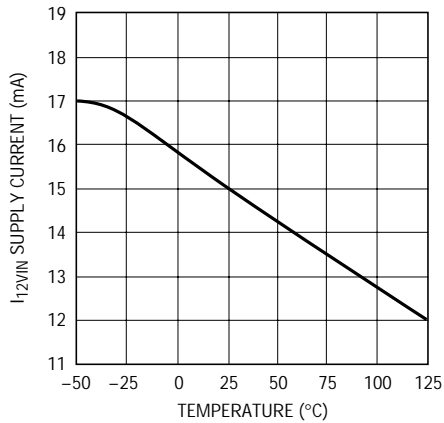
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>Error Amplifier</b>							
$V_{SENSE}$	Peak Current Limit Threshold	Measured at Sense Inputs	●	170	190		mV
	Average Current Limit Threshold	Measured at Sense Inputs, $V_{CMSENSE} = 10V$	●	110	120	130	mV
$V_{I_{AVG}}$	Average Current Limit Threshold	Measured at $I_{AVG}$ Pin			2.5		V
<b>Current Sense Amplifier</b>							
$A_V$	Amplifier DC Gain	Measured at $I_{AVG}$ Pin			15		V/V
$V_{OS}$	Amplifier Input Offset Voltage	$2V < V_{CMSENSE} < 60V$ , $SENSE^+ - SENSE^- = 5mV$	●	0.1			mV
$I_{BIAS}$	Input Bias Current	Sink ( $V_{CMSENSE} > 5V$ )	●		45	75	$\mu A$
		Source ( $V_{CMSENSE} = 0V$ )	●		700	1200	$\mu A$
<b>Oscillator</b>							
$f_0$	Operating Frequency, Free Run Frequency Programming Error	$f_0 \leq 200kHz$ , $R_{CT} = 16.9k$ , $C_{CT} = 1000pF$	●			200	kHz
			●	-5		5	%
$I_{CT}$	Timing Capacitor Discharge Current	LT1680C	●	2.20	2.5	2.75	mA
		LT1680I	●	2.10	2.5	2.75	mA
$V_{SYNC}$	SYNC Input Threshold	Rising Edge	●	0.8		2.0	V
$f_{SYNC}$	SYNC Frequency Range	$f_{SYNC} \leq 200kHz$	●	$f_0$		$1.4f_0$	
<b>Output Drivers</b>							
$V_{GATE}$	Undervoltage Output Clamp	$12V_{IN} \leq 8.2V$	●		0.4	0.7	V
	Standby Mode Output Clamp	$V_{RUN} < 0.5V$	●			0.1	V
	Gate Output On Voltage		●	11	11.9	12	V
	Gate Output Off Voltage		●		0.4	0.7	V
$t_{GATER}$	Gate Output Rise Time		●		60	200	ns
$t_{GATEF}$	Gate Output Fall Time		●		60	140	ns

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。  
 Note 1: 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスの寿命に影響を及ぼす値。

Note 2: 電源電流仕様には外部FETゲート充電電流を含まない。実際の電源電流はこれより高くなり、動作周波数、動作電圧、および使用する外部FETの種類によって異なる。アプリケーション情報を参照。

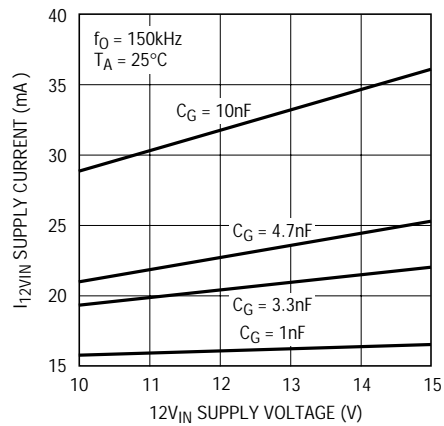
## 標準的性能特性

$I_{12VIN}$  電源電流と温度



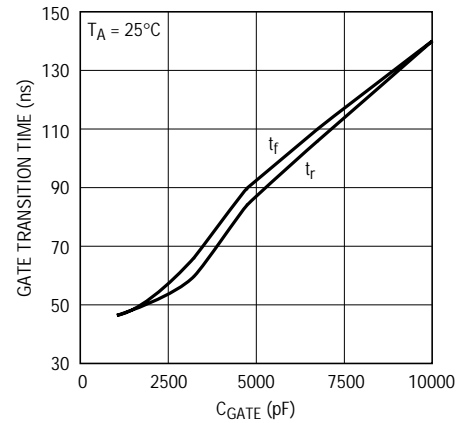
1680 G01

$I_{12VIN}$  電源電流と12VIN電源電圧



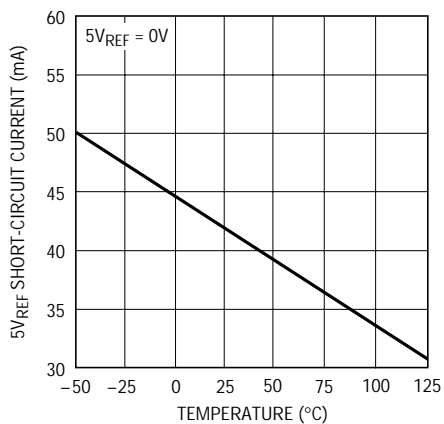
1680 G02

ゲート遷移時間と $C_{GATE}$



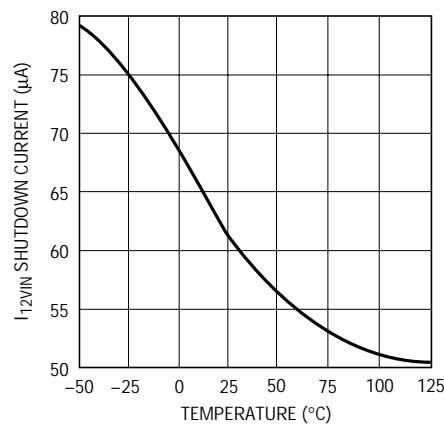
1680 G03

5VREF 短絡電流と温度



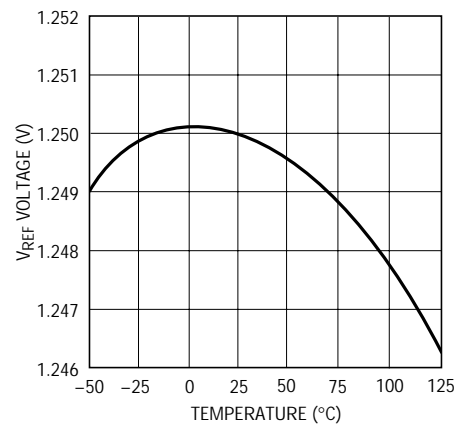
1680 G04

$I_{12VIN}$  シャットダウン電流と温度



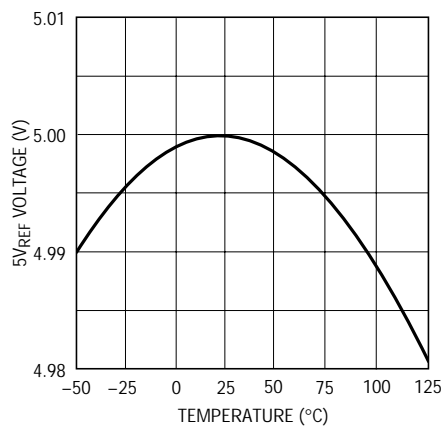
1680 G05

$V_{REF}$  電圧と温度



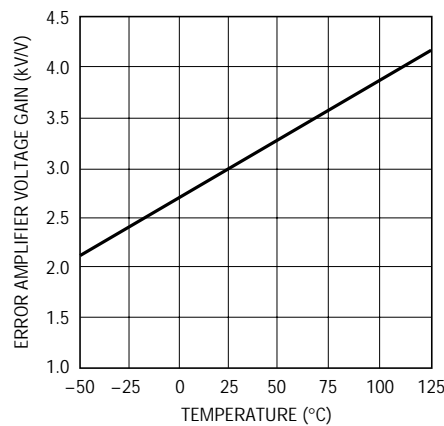
1680 G06

5VREF 電圧と温度



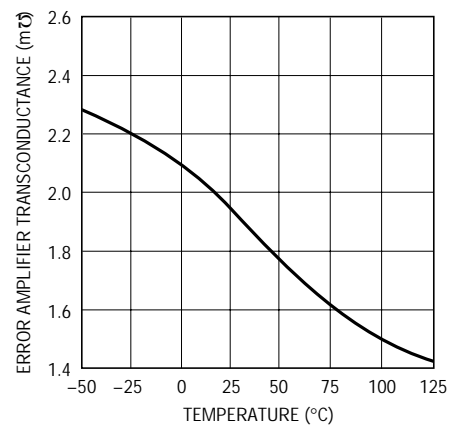
1680 G07

誤差アンプ電圧利得と温度



1680 G08

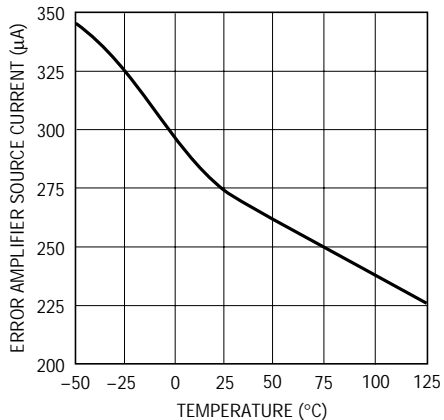
誤差アンプ相互コンダクタンスと温度



1680 G09

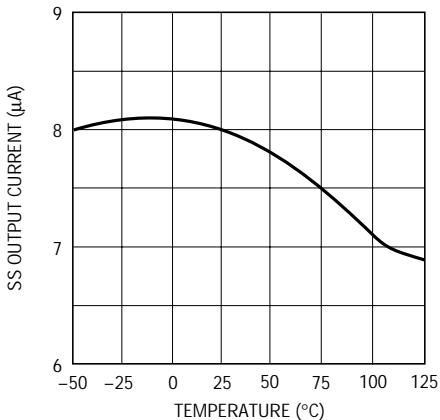
標準的性能特性

誤差アンプ・ソース電流と温度



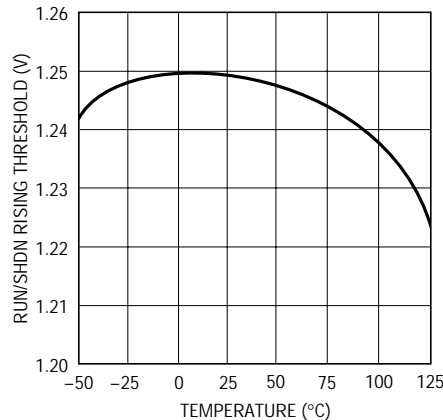
1680 G10

SS出力電流と温度



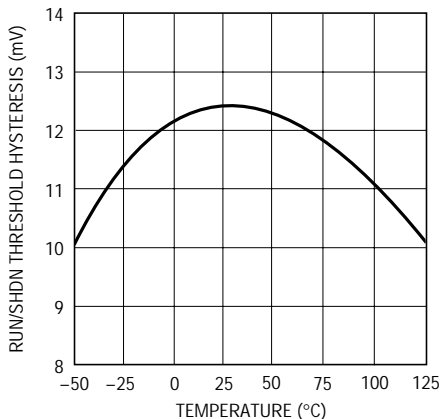
1680 G11

RUN/SHDN立上りスレッシュヨルドと温度



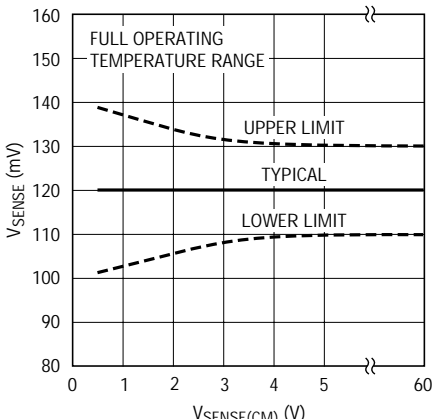
1680 G12

RUN/SHDNスレッシュヨルド・ヒステリシスと温度



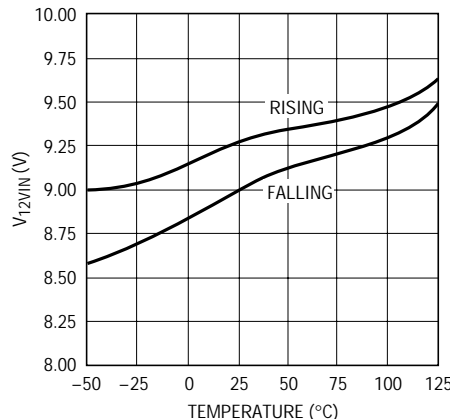
1680 G13

平均電流制限スレッシュヨルド・センス電圧と同相電圧



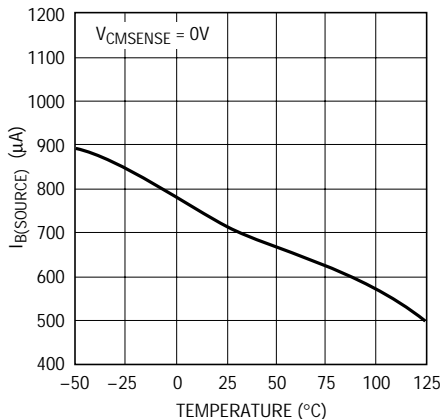
1680 G14

UVLOスレッシュヨルドと温度



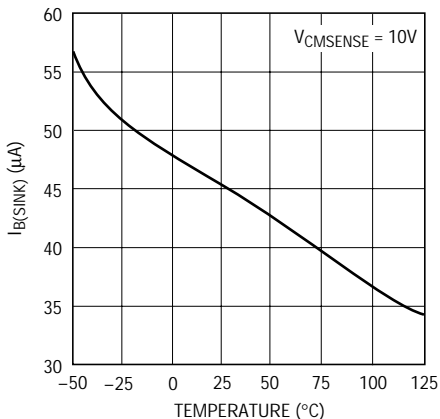
1680 G15

センス・アンプ入力バイアス電流 (ソース)と温度



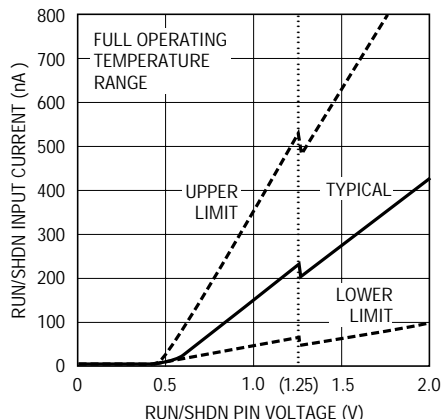
1680 G16

センス・アンプ入力バイアス電流 (シンク)と温度



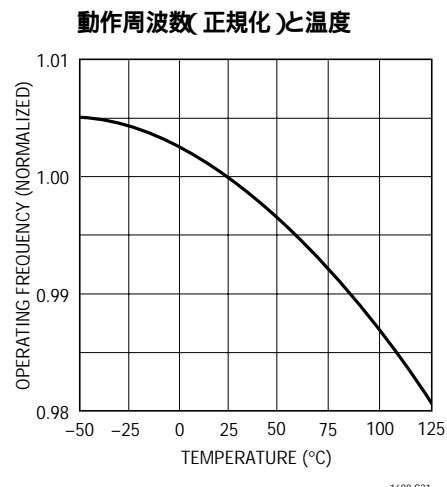
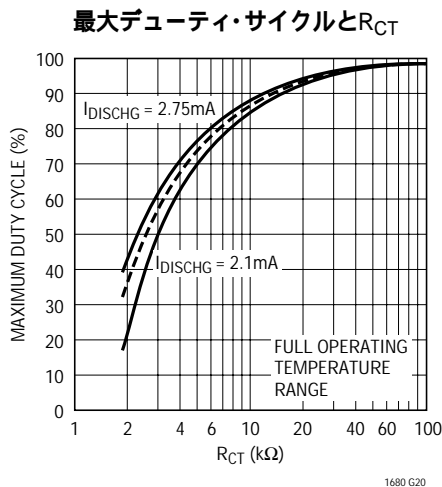
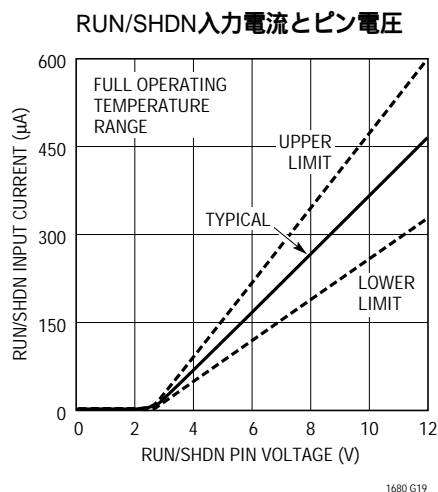
1680 G17

RUN/SHDN入力電流とピン電圧



1680 G18

標準的性能特性



ピン機能

SL/ADJ (ピン1): スロープ補償調整。デューティ・サイクルの高い特定のアプリケーションでスロープ補償を追加できます。このピンの抵抗性負荷により、有効なスロープ補償が増加します。5V<sub>REF</sub>ピンに接続された抵抗分別回路を使用して、各スイッチ・サイクルの特定部分に対するスロープ補償の追加調整ができます。スロープ補償の追加が必要ない場合は、ピンをフロートさせるか、5V<sub>REF</sub>に接続できます(スロープ補償の詳細については、アプリケーション情報セクションを参照してください)。

C<sub>T</sub> (ピン2): 発振器タイミング・ピン。コンデンサ(C<sub>CT</sub>)をグラウンドに、プルアップ抵抗(R<sub>CT</sub>)を5V<sub>REF</sub>電源に接続します。標準値は、C<sub>CT</sub> = 1000pFおよび10k ≤ R<sub>CT</sub> ≤ 30kです。

I<sub>AVG</sub> (ピン3): 平均電流制限機能。50k の出力インピーダンスと、グラウンドに接続した外部コンデンサを使って周波数応答特性を設定します。平均ロールオフは、通常スイッチング周波数より1~2桁低い値に設定されます(f<sub>0</sub> = 100kHzの場合の標準コンデンサ値 = 1000pF)。このピンをSGNDに短絡すると、平均電流制限機能がディスエーブルされます。出力短絡条件や突入期間のブースト電源など、開ループ・インダクタ電流が発生するシステムでは、I<sub>AVG</sub>とV<sub>C</sub>ピンの間(I<sub>AVG</sub>へのアノード、V<sub>C</sub>へのカソード)に小信号保護ダイオードを接続しなければなりません。アプリケーション情報を参照。

SS (ピン4): ソフト・スタート。外付けコンデンサに約10µAを供給することにより、スタートアップ時およびUVLO動作後に、レギュレータの電流制限のランプ・スレッシュホールドを生成します。

V<sub>α</sub> (ピン5): 誤差アンプ出力。RC負荷によって、電源レギュレーション帰還ループで主補償を行い、過渡応答を最適化します(補償の詳細については、アプリケーション情報セクションを参照してください)。

SGND (ピン6): 小信号グラウンド。C<sub>OUT</sub>の負端子に接続します。

V<sub>FB</sub> (ピン7): 誤差アンプの反転入力。レギュレータ・ループの電圧帰還入力ノードとして使用します。開帰還パス状態から保護するために、約0.5µAのDCバイアス電流を供給します。

V<sub>REF</sub> (ピン8): バンドギャップ電圧リファレンスのデカップリング。コンデンサを信号グラウンドに接続します(標準コンデンサ値は0.1µF)。

SENSE+ (ピン9): 電流センス・アンプの反転入力。電流センス抵抗の正(DC)端子に接続します。

SENSE- (ピン10): 電流センス・アンプの非反転入力。電流センス抵抗の負(DC)端子に接続します。

## ピン機能

**RUN/SHDN (ピン11):** 高精度リファレンス付きシャットダウン。シャットダウン制御のロジック・レベル入力、または入力電源低下時保護のためのアナログ・モニタなどとして使用できます。RUN/SHDNピンの立上りエッジが1.25Vを超えるとイネーブルされます。15mVのヒステリシスにより、安定したモード切り替えが保証されます。シャットダウン・モードでは、すべての内部機能がディスエーブルされます。シャットダウン機能が必要ない場合は、RUN/SHDNを(通常は100k抵抗を通して)12V<sub>IN</sub>に接続します。アプリケーション情報を参照。

**PGND (ピン12):** 電源グラウンド。出力スイッチと内部ドライバ制御回路の基準。低インピーダンス・トレースによりV<sub>IN</sub>デカップリング・コンデンサの負(グラウンド)端子に接続します。

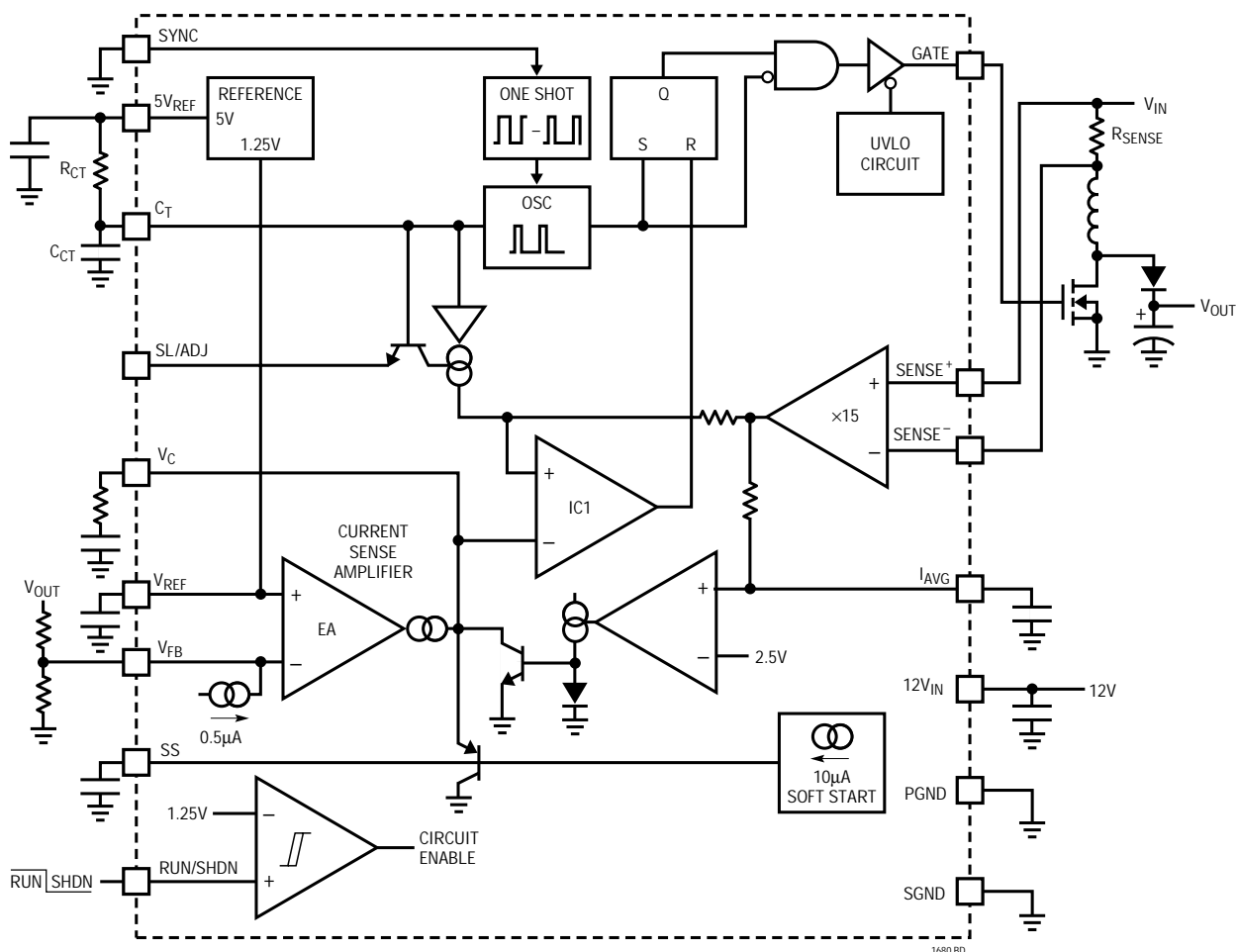
**GATE (ピン13):** ドライバ出力。外部パワーFETスイッチのゲートに接続します。

**12V<sub>IN</sub> (ピン14):** 12V電源入力。最小1μFでPGNDにバイパスします。

**SYNC (ピン15):** TTLレベル互換入力の発振器同期ピン。入力は、内部立上りエッジ・トリガ式ワンショット回路をドライブします。SYNC信号のオン/オフ時間は、1μs以上でなければなりません(100kHzで10~90%のデューティ・サイクル)。内部プルアップは含まれていません。使用しない場合は、SGNDに接続します。

**5V<sub>REF</sub> (ピン16):** 5Vリファレンス出力。最大10mA DCの外部負荷を接続できます。シャットダウン時にはリファレンスは使用できません。通常、最低1μFのコンデンサでSGNDにバイパスされます。

## ブロック図





## 動作

### 基本制御ループ

LT1680は、定周波数、電流モード・アーキテクチャを使用しています。LT1680のタイミングは、外部クロックに同期可能な内部発振器回路によって供給され、動作周波数は最大200kHzまでプログラム可能です。発振器は、低速充電、高速放電特性を持つタイミング・ノード ( $C_T$ ) に、制限されたのこぎり波を生成します。

通常の昇圧コンバータ動作では、各発振器サイクルの始点でMOSFETスイッチがイネーブルされます。スイッチ・インダクタを通り、直列センス抵抗 ( $R_{SENSE}$ ) 両端の電圧によって感知される電流が、電流コンパレータ (IC1) をトリップし、RSラッチをリセットするのに十分な量になるまでスイッチはイネーブルされたままです。スイッチがディスエーブルされると、インダクタ電流は電源出力に向かいます。発振器の充電中に、電流コンパレータのスレッシュホールドに達しない場合、発振器の放電時に、RSラッチがバイパスされてメイン・スイッチがディスエーブルされます。この「最小オフ時間」によりスイッチを保護します。その時間は標準で約1 $\mu$ sです。

電流コンパレータのトリップ・スレッシュホールドは、相互コンダクタンス・アンプまたは誤差アンプ (EA) の出力である  $V_C$  ピンで設定されます。誤差アンプは、( $V_{FB}$  ピンの) 帰還電圧と1.25Vの内部バンドギャップ基準電圧の差から、必要な負荷電流を示す信号を生成します。この負荷に十分な電流が供給されなかった場合、出力は垂下し、帰還電圧が減少します。誤差アンプは、 $V_C$  ピンから強制的に電流を流出させ、電流コンパレータのスレッシュホールドを上げて対応します。このように、必要な負荷に十分な電流が供給されるまで、また平均出力電圧が帰還抵抗でプログラムされた値になるまで、回路はサーボ制御を行います。

### 入力平均電流制限

センス・アンプの出力は、 $I_{AVG}$  ピン上の外付けコンデンサと、約50k $\Omega$  の出力インピーダンスで構成される単一ポール積分器によってモニタされます。この平均値信号が、外部センス抵抗の両端で120mVに相当するレベルを超えた場合、電流コンパレータのスレッシュホールドがクランプされ、誤差アンプからの出力に対応して上昇することができなくなります。したがって、平均入力電流要求が120mV/ $R_{SENSE}$  を超えた場合、電流制限が行われ、出

力電圧は安定化されなくなります。平均電流制限回路は、スロープ補償またはリップル電流に寄与せずに、センス・アンプ出力をモニタします。このため、平均入力電流制限のスレッシュホールドはデューティ・サイクルの影響を受けません。

### 低電圧ロックアウト

LT1680は、12V $V_{IN}$ 電源レールをモニタする低電圧ロックアウト回路 (UVLO) を採用しています。この回路は、12V電源が9V以下になった場合は、LT1680の出力ドライブ機能をディスエーブルします。350mVのUVLOスレッシュホールド・ヒステリシスによって、不安定なモード切換えを防止しています。

### シャットダウン

LT1680は、RUN/SHDNピンを“L”にし、全回路機能をディスエーブルすることにより、低電流のシャットダウン状態になります。シャットダウン・スレッシュホールドは、バンドギャップ基準電圧で、標準値は1.25Vです。シャットダウン回路で高精度なスレッシュホールドを使用することにより、 $V_{IN}$ 電源や電源シーケンスでの電圧低下保護用にこのピンを使用できます。

### ソフト・スタート

LT1680は、徐々に電流制限を上げて動作するソフト・スタート機能を備えています。この電流制限は、SSピンの外付けコンデンサが約10 $\mu$ Aで充電される間に上昇するある低い電圧に、 $V_C$ ピンを内部でクランプすることによって制御します。これにより、出力電流供給能力を徐々に高めて、安定したレギュレーション状態に達するまで出力電圧を徐々に上昇させます。シャットダウンおよび低電圧ロックアウト時は、ソフト・スタート・タイミング・コンデンサがグラウンドにクランプされ、いずれの状態からも出力を徐々に回復できます。

### 5V内部リファレンス

発振器タイミング要素と他のほとんどのLT1680内部回路の電源は、5V $V_{REF}$ ピンで利用可能な内部5Vリファレンスから供給されます。この電源ピンは、コントロール・ロジックなどの特定領域のバイアスに便利のように、最大10mA DC (20mAパルス) まで供給できます。



## 動作

### スロープ補償

デューティ・サイクルが50%を超える場合は、レギュレータ制御ループで電流モードのデューティ・サイクルを安定させるため、スロープ補償が必要です。LT1680では、ほとんどのアプリケーションに十分な内部スロー

プ補償を採用しています。ただし、スロープ補償を追加する必要がある場合は、SL/ADJピンによってできます。過度なスロープ補償を行うと、最大負荷電流能力が低下するため、通常は望ましくありません。

## アプリケーション情報

### 入力電流制限に対応したR<sub>SENSE</sub>の選択

R<sub>SENSE</sub>は、LT1680の電流センス・アンプで使用するインダクタ電流に比例する電圧を生成します。R<sub>SENSE</sub>の値は、必要な入力電流に基づいています。平均電流制限機能の標準スレッシュホールドは、120mV/R<sub>SENSE</sub>です。したがって、R<sub>SENSE</sub>は次のようになります。

$$R_{SENSE} = 120\text{mV}/I_{LIMIT}$$

4.5V以下のV<sub>SENSE</sub>同相電圧で動作する場合、電流制限の精度がわずかに低下する場合があります。詳細については、標準的性能特性セクションの平均電流制限スレッシュホールド許容差と同相電圧のグラフを参照してください。

### 出力電圧のプログラミング

出力電圧は、LT1680のV<sub>FB</sub>ピン(ピン7)に接続された抵抗帰還ネットワークによってプログラムされます。このピンは誤差アンプの反転入力で、1.25Vの内部リファレンスを基準にしています。出力が要求値になると、分割器がV<sub>FB</sub>ピンにおいて1.25Vを供給します。出力電圧は、次式に基づいて設定されます。

$$V_{OUT} = 1.25V (1 + R2/R1)$$

外部分割抵抗は、図1に示す出力に接続されます。

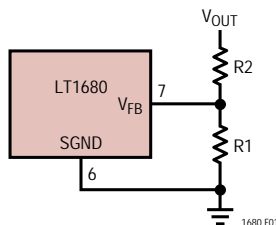


図1 LT1680の出力電圧のプログラミング

高い値の帰還抵抗を使用する場合、V<sub>FB</sub>ピンの入力バイアス電流(最大1μA)によって出力電圧がわずかに上昇することがあります。V<sub>FB</sub>ピンのテブナン抵抗の推奨値は<5kです。

### 発振器構成部品R<sub>CT</sub>とC<sub>CT</sub>

LT1680の発振器は、低速充電、高速放電の特性を持つタイミング・ノード(C<sub>T</sub>)で、制限されたのこぎり波を生成します。放電時間(t<sub>DISCH</sub>)は、PWMコントローラの最小オフ時間に対応しています。これにより、最大デューティ・サイクル(DC<sub>MAX</sub>)は、以下のとおり制限されます。

$$DC_{MAX} = 1 - (t_{DISCH})(f_0)$$

この式はタイミング抵抗(R<sub>CT</sub>)の最小値にも対応しています。この値は次式によって求められます(標準的性能特性セクションにあるR<sub>CT</sub>とDC<sub>MAX</sub>のグラフを参照してください)。

$$R_{CT(MIN)} \approx [(0.8)(10^{-3})(1 - DC_{MAX})]^{-1}$$

R<sub>CT</sub> > 15kの場合に、90%を超える最大デューティ・サイクルになります。タイミング抵抗値が与えられると、次式を使用して、必要な動作周波数(f<sub>0</sub>)でのタイミング・コンデンサ(C<sub>CT</sub>)値が求められます。

$$C_{CT} \approx \frac{(1/f_0) - (100)(10^{-9})}{(R_{CT}/1.85) + \frac{1.75}{(2.5)(10^{-3}) - (3.375/R_{CT})}}$$

「動作周波数とR<sub>CT</sub>およびC<sub>CT</sub>」のグラフを図2に示します。100kHzの動作周波数では、C<sub>CT</sub> = 1000pFでR<sub>CT</sub> = 16.9kになります。

## アプリケーション情報

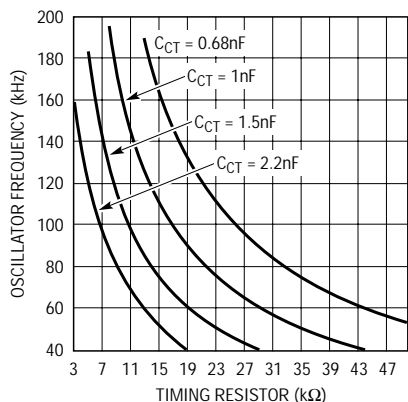


図2 動作周波数とR<sub>CT</sub>およびC<sub>CT</sub>

### 平均電流制限

平均電流制限機能は、I<sub>AVG</sub>からSGNDに接続された外付けコンデンサ(C<sub>AVG</sub>)を使って実行されます。このコンデンサは、I<sub>AVG</sub>ピンの出力インピーダンスが50kの単一ポール積分器を構成します。積分器のコーナー周波数は、次式に基づいて、通常、発振器周波数より1~2桁低い値に設定されます。

$$f_{-3dB} = (3.2)(10^{-6})/C_{AVG}$$

I<sub>AVG</sub>ピンを直接SGNDピンに短絡すると、平均電流制限機能はディスエーブルされます。アプリケーションによっては、平均電流制限回路が、誤差アンプ出力(V<sub>C</sub>ピン)を電流センス・コンパレータの動作範囲を超えてオーバードライブすることが理論的に可能です。これらのアプリケーションには、出力短絡状態のブースト・レギュレータや信号グラウンドの完全性が不適切なシステムなど、開ループ・システム動作が発生するものが含まれます。このようなオーバードライブの可能性は、I<sub>AVG</sub>とV<sub>C</sub>ピン間(アノードからI<sub>AVG</sub>およびカソードからV<sub>C</sub>)に外部クランプ・ダイオードを接続すれば防止できます。このダイオードを接続してもシステムに悪影響はなく、接続することが推奨されます。すべての昇圧コンバータ・トポロジーにこのクランプが必要です。

### ソフト・スタートのプログラミング

LT1680の電流制御ピン(V<sub>C</sub>)は平均負荷電流の全レギュレーション範囲の1.8Vで、V<sub>C</sub> ≈ 2.5Vで全平均電流制限、0.7V未満の電圧でインダクタ電流をゼロに制限します。SSピンが0Vのときに、V<sub>C</sub>ピンはインダクタ電流レベル・ゼロにクランプされます。標準ソフト・スタート充電電流を10μAとし、ソフト・スタート・タイミング・コンデン

サC<sub>SS</sub>を使用した場合、利用可能な全平均電流に対するスタートアップ遅延時間は、次式で求められます。

$$t_{SS} = (1.8)(10^5)(C_{SS})$$

シャットダウン機能 - 入力電圧低下検出とスレッシュホールド・ヒステリシス

LT1680のRUN/SHDNピンは、約1.25Vのバンドギャップ基準電圧スレッシュホールドを使用します。この高精度なスレッシュホールドにより、ロジック・レベル・シャットダウン・アプリケーションと、電源シーケンスなどのアナログ・モニタリング・アプリケーションの両方でRUN/SHDNピンを使用できます。

LT1680に制御されるコンバータは電力転送デバイスなので、入力電源で予測される値より電圧が低い場合は、その電源の供給能力を超える電流を要求し、システムが電圧低下状態でロックアップする可能性があります。入力電源からグラウンドへの抵抗分割器を使用して、RUN/SHDNピンをイネーブルすることにより、入力電源の起動保護が可能です。電源がほぼ完全にイネーブルされたときに分割器の出力を1.25Vに設定すると、入力電源が必要な電力を供給できるようになるまで、LT1680のレギュレータに大きな電流が流入するのを防止できます。

イネーブル機能にヒステリシスを追加する必要がある場合、LT1680のレギュレータ出力から外部帰還抵抗を使用できます。レギュレータ出力への接続が望ましくない場合、5V<sub>REF</sub>内部電源ピンを使用できます。図3に、24V入力コンバータにおける入力電源シーケンス構成を示します。この構成では、約10%のスレッシュホールド・ヒステリシスで、90%V<sub>IN</sub>(~21.5V)のイネーブル状態を生成します。

シャットダウン機能は、RUN/SHDNピンを12V<sub>IN</sub>レールに接続することによってディスエーブルできます。このピンは、20kの直列入力抵抗を通して2.5Vに内部クランプされてい

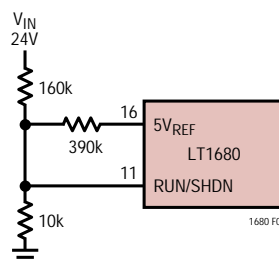


図3 入力電源シーケンスのプログラミング

## アプリケーション情報

るので、12Vに直接接続した場合は0.5mAの電流が流れます。この電流は、外部抵抗(通常100kを使用)を介して接続することにより、最小限に抑えることができます。

LT1680のシャットダウン時には、RUN/SHDNピンの電圧が、最低25 $\mu$ sの間は、シャットダウン・スレッシュホールド(~1.13V)と最小シャットダウン制御限界電圧(図4参照)の間になければなりません。デジタル入力または高速移動クランプを使用する場合は、シャットダウン制御電圧を最小値以上にするか、単純な積分器を使って入力信号の立下り時間を増やすことによって達成できます。単一ポール積分器段は、 $\geq (7)(10^{-5})$ でなければなりません。

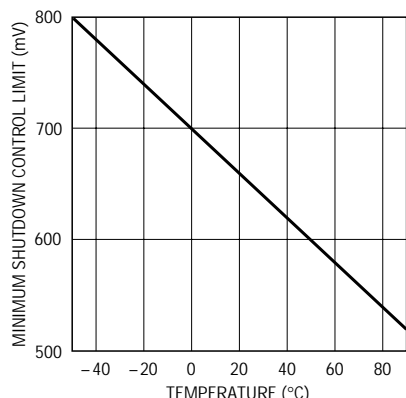


図4 最小シャットダウン制御限界と温度

図5に、デジタル制御入力クランプの例を示します。論理“H”信号は、ダイオードによりRUN/SHDNピンの電圧がターンオン・スレッシュホールド以上にします。シャットダウン(論理“L”)信号を受け取ると、完全なシャットダウン状態になって5V<sub>REF</sub>電圧が消滅するまで、抵抗分割器を通してRUN/SHDNピンは0.95Vに強制されます。

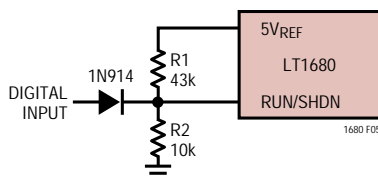


図5 デジタル入力シャットダウン・レベル制御

図6に、RUN/SHDN入力のデジタル制御積分器の例を示します。積分器では、 $\tau = (10)(10^3) \cdot (10)(10^{-9}) = (1.0)(10^{-4})$ になります。ただし、この回路により、コントローラのシャットダウン開始が、シャットダウン信号(5V - 0V遷移)の受信から約125 $\mu$ s遅れます。

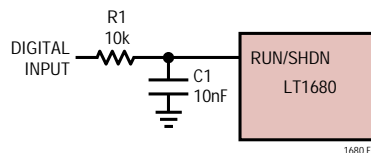


図6 デジタル入力シャットダウン積分制御

図7に、図3の例と同様の24V入力電源シーケンス回路に接続された積分器段の例を示します。積分器段により、アクティブのシャットダウン・クランプを使って、ユーザ制御のシャットダウンと入力電源シーケンス保護を実現できます。

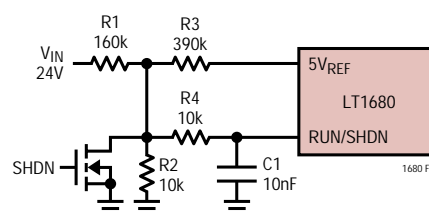


図7 ユーザ制御のシャットダウン機能を備えた入力電源シーケンシング

### 発振器の同期化

LT1680の発振器は、C<sub>T</sub>ピンでそれぞれ0.8V(v<sub>l</sub>)と2.5V(v<sub>h</sub>)の“L”および“H”スレッシュホールドの間で、制限されたのこぎり波を生成します。TTLレベル・パルスでSYNCピンをドライブすることにより、発振器を同期化させることができます。このピンは、発振器の“H”スレッシュホールドを約200nsの間2Vにまで低減するワンショット回路に接続してあります。SYNC入力信号は、1 $\mu$ s以上の最小オン/オフ時間が必要です。

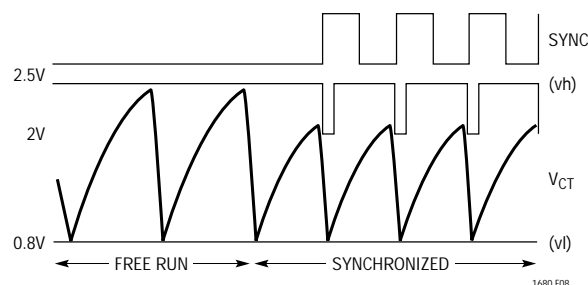


図8 自走および同期化された発振器波形(C<sub>T</sub>ピン)

### インダクタの選択

LT1680コンバータのインダクタは、出力電力、動作周波数、および効率の要求に基づいて選択します。一般に、インダクタ値は、インダクタで要求される最大リッ

アプリケーション情報

ブル電流 ( $\Delta I$ ) まで低減できます。昇圧コンバータでは、与えられた動作リップル電流の最小インダクタ値を、次式を使って計算できます。

$$L_{MIN} = \frac{V_{IN}(V_{OUT} - V_{IN})}{(\Delta I)(f_0)(V_{OUT})}$$

インダクタ値 ( $L$ ) が与えられると、ピーク・インダクタ電流は平均インダクタ電流 ( $I_{AVG}$ ) とインダクタ・リップル電流 ( $\Delta I$ ) の1/2の和になります。すなわち、次式で求められます。

$$I_{PK} = I_{AVG} + \frac{V_{IN}(V_{OUT} - V_{IN})}{(2)(L)(f_0)(V_{OUT})}$$

インダクタ・コア・タイプは、ピーク電流と効率要求に基づいて選択されます。インダクタ・コアは、飽和せずにこのピーク電流に耐え、また巻線の直列抵抗とコア損失は、変換効率を最大にするために、実用的な範囲でできるだけ低くなければなりません。

LT1680のピーク電流スレッシュホールドは、平均制限スレッシュホールドより40%高くなります。スロープ補償により、デューティ・サイクルが増加するとこのマージンが低下します。このマージンは、ピーク電流制限によって平均電流制限のプログラム値が変更されるのを防ぐために維持する必要があります。ピーク・リップル電流を、必要な平均電流制限値の15%以下にプログラムすることにより、90%のデューティ・サイクルで平均電流制限機能が適切に動作することを保証します(スロープ補償の項を参照してください)。

スロープ補償

50%以上のデューティ・サイクルで動作し、連続インダクタ電流が流れる電流モード・スイッチング・レギュレータでは、デューティ・サイクルが不安定になることがあります。レギュレータが損傷することはない、このような低調波発振中でも許容可能なレベルで動作を継続できますが、通常不快なピッチの高い悲鳴のような音が鳴ります。

インダクタ・リップル電流の増加スロープが減少スロープより短くなった場合、すなわちデューティ・サイクルが50%を超えた場合に、電流モードのデューティ・サイクルが不安定になる可能性があります。図9にこのような状況を示します。インダクタ・リップル電流は、各発振器ス

イッチ・サイクルの始めである  $I_1$  を始点とします。電流は制御トリップ・レベル  $I_2$  に達するまで、S1の割合で増加します。その後、コントローラ・サーボ・ループがスイッチをディスエーブルし、インダクタ電流がS2の割合で減少し始めます。電流スイッチ・ポイント ( $I_2$ ) がわずかに不安定になり  $\Delta I$  によって増加した場合、サイクル・タイムは最小電流ポイントが  $1 + (S2/S1)$  で増加して次のサイクルを開始するようにして終了します。後続の各サイクルで、この誤差に係数  $S2/S1$  が掛けられます。したがって、 $S2/S1$  が1以下の場合、システムは不安定になります。

低調波発振は、制御ループで増加リップル電流スロープ (S1) を増やすと除去できます。図9bに示すように、これはIC内部のインダクタ電流波形 (スロープ  $S_X$ ) に人工のランプを追加することによって行います。スロープ  $S1 + S_X$  の合計が  $S2$  より大きい場合、低調波発振が発生する可能性はありません。

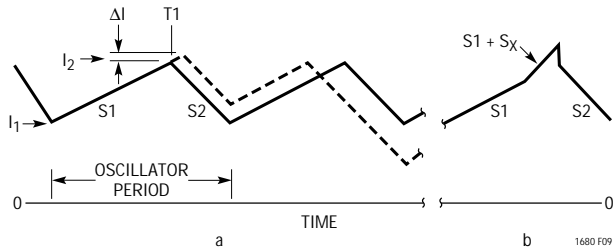


図9 DC > 50%のインダクタ電流と、スロープ補償による調整信号

ブースト・トポロジでは、必要な追加電流波形スロープ、つまり“スロープ補償”は、次式で求められます。

$$S_X \geq \frac{(S1)(2DC - 1)}{(1 - DC)}$$

デューティ・サイクルが50%未満 ( $DC < 0.5$ ) の場合、 $S_X$  は負になるため必要ありません。デューティ・サイクルが50%を超える場合、 $S_X$  の値は  $S1$  とデューティ・サイクルによって決まります。 $S1$  は単に  $V_{IN}/L$  です。次式に  $V_{IN}$ 、デューティ・サイクル、スロープ補償 ( $S_X$ ) を代入すると、最小インダクタンス要件が求められます。

$$L_{MIN} = \frac{\left(\frac{V_{IN}}{S_X}\right)(2DC - 1)}{1 - DC}$$

LT1680の内部スロープ補償ランプには、次式から得られる等価電流基準値があります。



## アプリケーション情報

$$S_X = 0.084 \left( \frac{f_0}{R_{SENSE}} \right) \text{ Amp/s}$$

ここで、 $f_0$ は発振器周波数、 $R_{SENSE}$ は外部電流センス抵抗です。次式により最小インダクタンス要求が求められます。

$$L_{MIN} \geq \frac{(V_{IN})(R_{SENSE})(2DC - 1)}{[(0.084)(f_0)(1 - DC)]}$$

スロープ補償の下降は、ICサーボ・ループがインダクタ電流の増加を感知したため、スロープ補償を基準にした有効電流と同じ量だけレギュレータの最大電流能力が減少するように、内部電流制限が機能したことを意味します。ただし、LT1680はスロープ補償の影響を受けない電流制限機能(平均電流制限)を使用します。これにより、リップル電流ピーク振幅が電流制限値の15%未満の場合、電流供給能力を低下させることなく、あらゆるデューティ・サイクルでの動作が可能です。たとえば、コンバータの平均電流制限を10Aに設定した場合は、ピーク・インダクタ電流が11.5A未満である限り、平均電流制限値を低下させないで、最大90%のデューティ・サイクルを実現できます。

インダクタを内部スロープ補償で要求される最小インダクタ値(上式では $L_{MIN}$ で計算)より小さくしたい場合は、スロープ補償を追加する必要があります。LT1680は、SL/ADJピンによってこの機能を提供します。

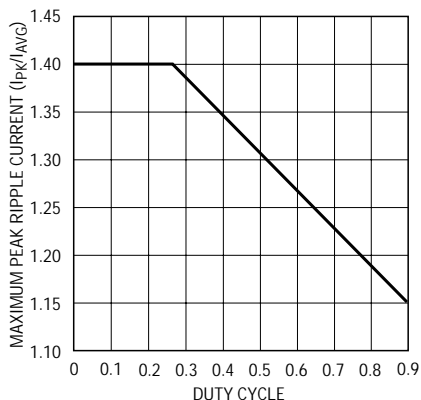


図10 最大ピーク・リップル電流(正規化)と平均電流制限のデューティ・サイクル

この機能は、 $5V_{REF}$ からグランドに接続した抵抗分割器を介して、このピンを参照することによって実行されます。スロープ補償を追加すると、抵抗分割器で設定された電圧に対応する発振器波形( $C_T$ ピン)に関する影響が現れます。追加するスロープ補償は次式を使用して計算できます。

$$S_X = \frac{(2500)(f_0)}{(R_{TH})(R_{SENSE})} \text{ Amp/s}$$

ここで、 $R_{TH}$ は抵抗分割器のテブナン抵抗です。実際の補償は、スロープ補償波形で指数増加させる内部曲率修正回路によって若干大きくなり、有効スロープ補償はさらに設定値の最大20%まで増加します。

設計例：

$$\begin{aligned} V_{IN} &= 20V \\ V_{OUT} &= 80V \text{ (DC} = 0.75\text{)} \\ R_{SENSE} &= 0.01 \\ f_0 &= 100\text{kHz} \\ L &= 20\mu\text{H} \end{aligned}$$

スロープ補償を追加せずに使用可能な最小インダクタは以下のとおりです。

$$L_{MIN} \geq \frac{(20V)(0.01\Omega)(1.5 - 1)}{(0.084)(100000)(1 - 0.75)} = 47.6\mu\text{H}$$

$L = 20\mu\text{H}$ は $L_{MIN}$ より小さいため、スロープ補償の追加が必要です。必要なスロープ補償の合計は次式で求められます。

$$S_X \geq \frac{\left( \frac{20V}{20\mu\text{H}} \right) (1.5 - 1)}{1 - 0.75} = (2)(10^6) \text{ Amp/s}$$

内部で生成されたスロープ補償を減算し、SL/ADJに必要な有効抵抗を計算すると、以下のようになります。

$$R_{EQ} \leq \frac{(2500)(f_0)}{(2)(10^6)(R_{SENSE}) - (0.084)(f_0)} = 21.5\text{k}$$

アプリケーション情報

抵抗分割器のリファレンス電圧を2Vに設定すると、追加補償波形が75%のデューティ・サイクルでインエーブルされます。図11aに示すように、 $R_{SL1} = 45k$ と $R_{SL2} = 30k$ を使って、必要なリファレンス電圧を設定します。 $R_{TH}$ は18kであり、設計要求条件に適合します。図11bに、SL/ADJ外部抵抗がある場合とない場合のスロープ補償有効波形を示します。

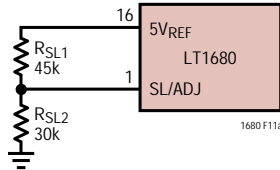


図11a 外部スロープ補償抵抗

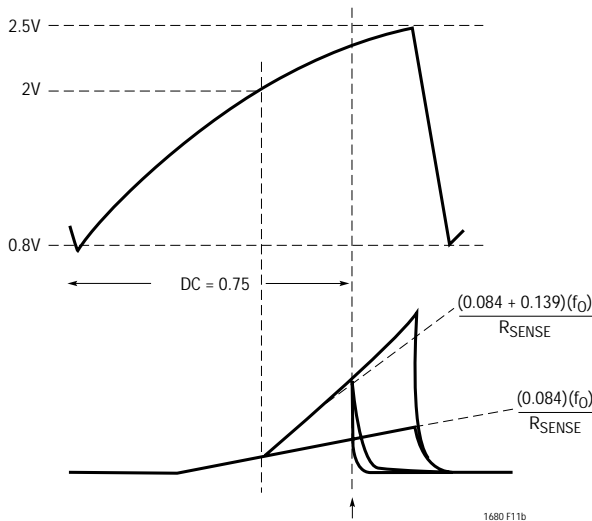


図11b スロープ補償波形

パワーMOSFETと出力整流ダイオードの選択

スイッチMOSFETと出力整流ダイオードの選択基準を規定するLT1680コンバータのシステム・パラメータには、最大負荷電流 ( $I_{OUT}$ )、インダクタ平均電流 ( $I_{AVG}$ )、インダクタ・リップル電流 ( $\Delta I$ ) および最大入出力電圧があります。

選択されたスイッチMOSFETの最大動作 $V_{DSS}$ は、最大出力電圧 ( $V_{OUT}$ ) 以上でなければなりません。また、 $V_{GS}$ の動作最大定格は、 $12V_{IN}$ 電源電圧以上である必要があります。電圧要求が決まったら、許容可能な消費電力に基づいてスイッチ導通抵抗 ( $R_{DS(ON)}$ ) を決定することができます。標準的なLT1680昇圧コンバータでは、スイッチ電流がインダクタ電流と等しくなりますが、デューティ・サイ

クル(DC)に応じて削減されます。FET  $R_{DS(ON)}$ の導通損失 ( $P_{LOSS}$ )は、次式を使って計算できます。

$$P_{LOSS} \approx (DC) (R_{DS(ON)}) (I_{AVG}^2 + [\Delta I^2/12])$$

ここで、 $I_{AVG}$ は平均インダクタ電流で、 $\Delta I$ はピーク・ツー・ピーク・インダクタ・リップル電流です。

スイッチング・レギュレータでは出力ダイオードが電力損失の主因になる場合が多いので、適切な定格のダイオードを選択することが重要です。昇圧コンバータでは、出力電圧が入力電圧よりはるかに高い場合は、ピーク・ダイオード電流が平均出力電流より大幅に高くなるため、ダイオードの電流定格には注意が必要です。ピーク・ダイオード電流は、次式で求められます。

$$I_{D(PEAK)} = I_{AVG} + \Delta I/2$$

また、ダイオード平均消費電力 (PD)は次式で求められます。

$$P_D = (I_{OUT})(V_f)$$

ここで、 $V_f$ はピーク電流でのダイオードの順方向電圧です。また、出力ダイオードは、 $V_{OUT}$ 以上の最大逆電圧定格を持つものでなければなりません。

$C_{IN}$ および $C_{OUT}$ 電源デカップリング・コンデンサの選択

LT1680アプリケーションでは大きな電流を処理する機会が多いので、レギュレータ入力と出力電源デカップリング・コンデンサには特に注意が必要です。

通常の安定したブースト動作では、コンバータによって供給される出力電流は、デューティ・サイクル $V_{IN}/V_{OUT}$ の方形波になり、平均値は要求されるDC負荷電流 ( $I_{OUT}$ ) と等しくなります。出力バイパス・コンデンサによって、連続負荷電流が維持されます。過度の出力電圧リップルとコンデンサの過熱(およびそれによる致命的な故障)を防止するには、最大実効電流に対応できる容量の低ESR出力コンデンサを使用しなければなりません。このコンデンサの最大実効電流は、次式で求められます。

$$I_{RMS} \approx I_{OUT} \left( \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} - 1 \right)^{1/2}$$

コンデンサのリップル電流定格は、多くの場合、わずか2000時間(3ヶ月)の動作時間によって規定されています。MTBFを向上させるために、コンデンサのESRまたは温度定格には余裕をもたせるべきです。

## アプリケーション情報

昇圧コンバータの入力電流は連続電流なので、入力バイパス・コンデンサのリプル電流は、一般に出力バイパス・コンデンサより小さくなります。入力バイパス・コンデンサは、リプル電流定格によって選択できます。ピーク・ツー・ピーク・リプル電流は、インダクタ・リプル電流 ( $\Delta I_L$ ) と等しくなります。

### 効率と熱消費

高電力出力アプリケーションでは、本質的にレギュレータ構成部品の電力消費に関する問題があります。LT1680の使用すれば高効率を実現できますが、負荷が大きな電力を消費すると、それに伴ってレギュレータで消費される電力もかなり増加します。90%の効率でも、500Wのアプリケーションで55Wの変換損失が発生します。

MOSFETスイッチ、センス抵抗、およびインダクタ直列抵抗での $I^2R$ 消費により、高電流条件下では大きな変換損失が発生する可能性があります。一般に、FETスイッチでは支配的な $I^2R$ 損失が明らかになっていますが、これは安定状態のデューティ・サイクルまたはスイッチの導通時間に比例します。たとえば、5Vから48Vの昇圧コンバータでは、デューティ・サイクルは以下のようになります。

$$DC = 1 - (V_{IN}/V_{OUT})$$

$$DC = 1 - 5/48 \approx 90\%$$

FETスイッチは、サイクル・タイムの約90%の間インダクタ電流を導通するので、 $I^2R$ の電力消費についてさらに注意が必要です。

### ゲート・ドライブ・バッファ

LT1680は、比較的大きな容量性負荷をドライブするように設計されています。ただし、アプリケーションによっては、外部バッファ段を追加してFETスイッチのゲートをドライブすることにより、効率を改善できます。スイッチ・ゲートが立上り/立下り時間が100nsを超えるようなドライバ出力の負荷のとき、バッファの効率が向上する場合があります。また、バッファによって、スイッチFET  $C_{MILLER}$ を通るスイッチ・ノード遷移のカップリングに起因するゲート・ドライバ出力への逆電荷注入の影響を軽減することができます。

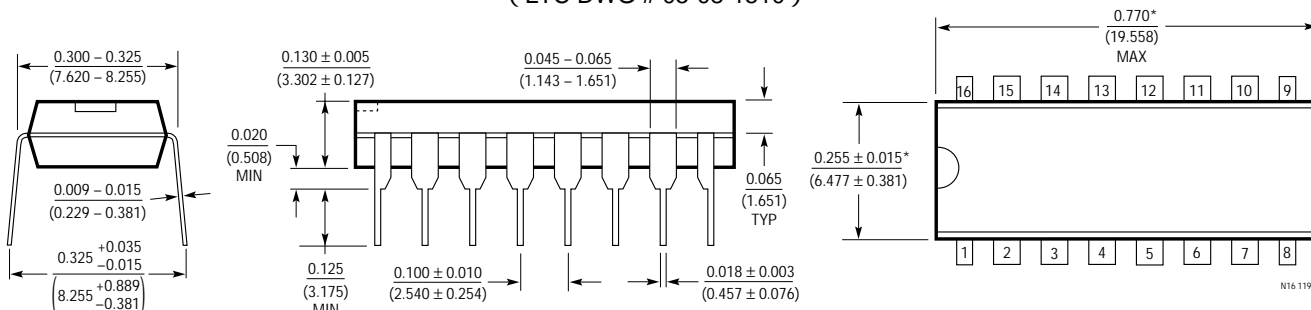
### 過渡応答の最適化 - 補償構成部品値

LT1680コンバータの主な補償ポイントは、 $V_C$ ピン(ピン5)が誤差アンプ出力です。このピンは、外部直列RCネットワーク、 $R_{VC}$ と $C_{VC}$ に接続されています。入出力フィルタリングの無限置換、コンデンサESR、入力電圧、負荷電流などのデータに基づいて、特定の条件でループ応答を最適化します。

ループ応答は、負荷電流のステップ変更によって観察することができます。これは、切換え可能な負荷を使って実現できます。負荷を切り換えて、出力電圧の過渡応答をオシロスコープで観察します。RCの組合せを変えて、繰り返しテストすることにより、最適な応答を得ることができます。詳細については、『1990 Linear Application Handbook, Volume 1』の「アプリケーション・ノート 19」を参照してください。

## パッケージ寸法は特に指定がない限りinch(mm)

Nパッケージ  
16ピンPDIP(細型0.300)  
(LTC DWG # 05-08-1510)

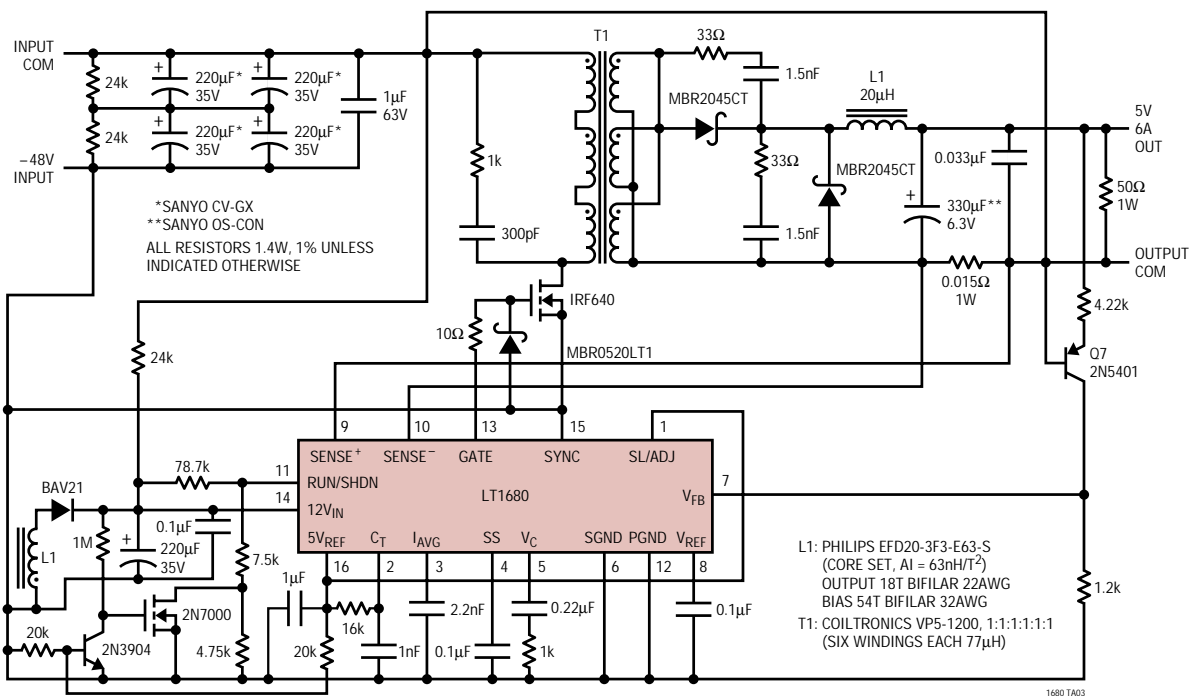


\*THESE DIMENSIONS DO NOT INCLUDE MOLD FLASH OR PROTRUSIONS.  
MOLD FLASH OR PROTRUSIONS SHALL NOT EXCEED 0.010 INCH (0.254mm)



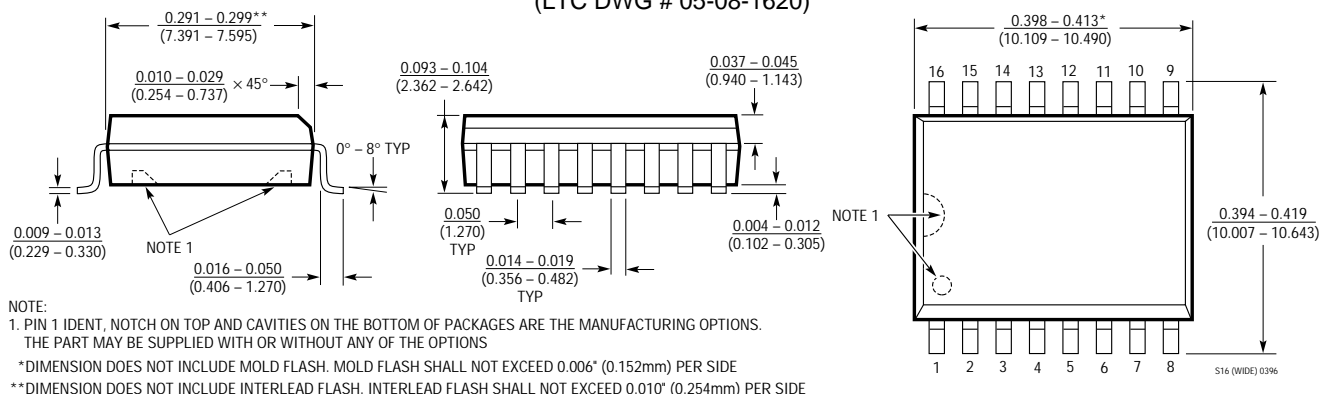
## 標準応用例

- 48Vから5Vへの30Wフォワード・コンバータ



パッケージ 寸法は特に指定がない限りinch (mm)

SWパッケージ  
16ピン・プラスチック・スモールライン(広型0.300)  
(LTC DWG # 05-08-1620)



## 関連部品

PART NUMBER	DESCRIPTION	COMMENTS
LT1268	7.5A, 150kHz Switching Regulator	Integrated Switch Can Be Used in Isolated Flyback Mode
LT1270A	10A, 60kHz Switching Regulator	Integrated Switch Can Be Used in Isolated Flyback Mode
LT1339	High Power Synchronous DC/DC Controller	Operation to 60V, No Shoot-Through N-Channel Output Drivers
LT1370	500kHz, 6A Boost Switching Regulator	Integrated Switch, Regulates Positive or Negative Outputs
LT1371	500kHz, 3A Boost Switching Regulator	Integrated Switch, Regulates Positive or Negative Outputs