

# デュアル、モノリシック1.4A、 1.1MHz降圧スイッチング・レギュレータ

2002年8月

## 特長

- 広い入力電圧範囲：3.6V ~ 25V
- パワー・スイッチ内蔵、デュアルの1.4A出力スイッチング・レギュレータ
- 小型の16ピンTSSOP表面実装パッケージ
- 1.1MHzの固定スイッチング周波数
- アンチフェーズ・スイッチングによるリップルの減少
- 独立したシャットダウン/ソフト・スタート・ピン
- 独立したパワーグッド・インジケータによる電源シーケンスの簡素化
- 小型のインダクタとセラミック・コンデンサを使用

## アプリケーション

- ディスク・ドライブ
- DSP電源
- ACアダプタ・トランス出力の安定化
- 分配型電源の安定化
- DSL用モデム
- ケーブル用モデム

LT、LTC、LTはリニアテクノロジー社の登録商標です。

## 概要

LT<sup>®</sup>1940は、デュアルの電流モードPWM降圧DC/DCコンバータで、2Aのパワースイッチを内蔵しています。両方のコンバータは一つの1.1MHz発振器に同期して逆位相で動作しますので、入力リップル電流が減少します。出力電圧は外部の抵抗分割器を使って設定し、各レギュレータは独立したシャットダウン回路とソフトスタート回路を備えています。出力が安定化された状態のとき各レギュレータがパワーグッド出力を出すので、電源シーケンス処理とマイクロコントローラやDSPとのインタフェースが簡素化されます。

LT1940のスイッチング周波数は1.1MHzなので、小型のインダクタやコンデンサを使うことができ、非常に小型のデュアルの1.4A出力ソリューションを実現できます。固定周波数とセラミック・コンデンサの組み合わせにより、予測可能な低出力リップル電圧になります。入力範囲が3.6V ~ 25Vと広いので、LT1940は4セル・バッテリーや5Vロジック電源から安定化されていないACアダプタのトランス出力、鉛蓄電池、さらに分配型電源まで多様な電源ソースを安定化します。電流モードPWMアーキテクチャにより、簡単な補償部品を使った高速過渡応答とサイクル毎の電流制限が実現されます。周波数フォールドバックとサーマル・シャットダウンにより保護機能がさらに強化されています。

## 標準的応用例

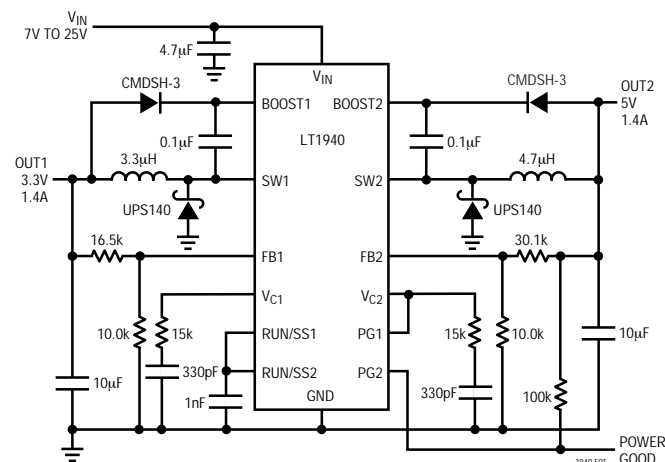
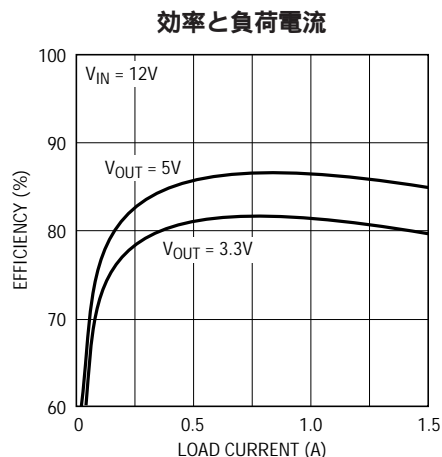


図1. 出力シーケンス制御付き3.3V/5V  
デュアル出力降圧コンバータ



1940 F01b

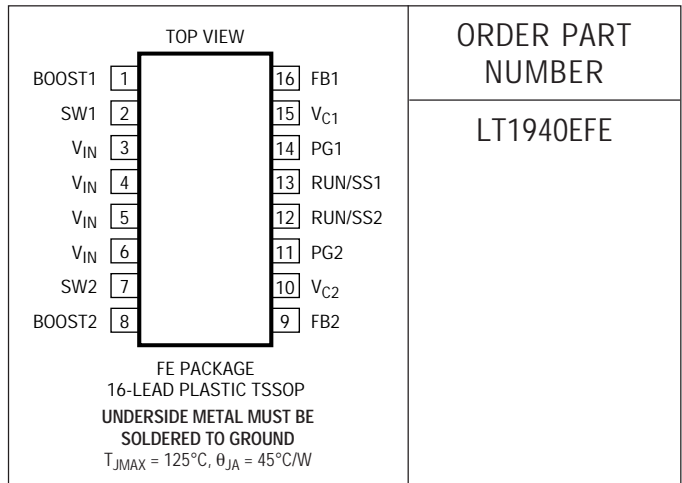
# LT1940

## 絶対最大定格

(Note 1)

$V_{IN}$ 電圧 .....	( - 0.3)、25V
BOOSTピン電圧 .....	35V
SWピンからのBOOSTピン電圧 .....	25V
PGピン電圧 .....	25V
SHDNピン、FBピン .....	6V
SW電圧 .....	$V_{IN}$
最大接合部温度 .....	125
動作温度範囲 (Note 2) .....	- 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



ORDER PART NUMBER

LT1940EFE

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、 $V_{IN} = 5V$ 、 $V_{BOOST} = 8V$ 。(Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Minimum Operating Voltage		●	3.4	3.6	V	
Quiescent Current	Not Switching		3.8	4.8	mA	
Shutdown Current	$V_{RUNSS} = 0V$		30	45	$\mu A$	
Feedback Voltage	$0^\circ C$ to $70^\circ C$ $-40^\circ C$ to $85^\circ C$	●	1.230	1.250	1.270	V
		●	1.225	1.250	1.270	V
		●	1.215	1.250	1.270	V
FB Pin Bias Current		●	240	1200	nA	
Reference Line Regulation	$V_{IN} 5V$ to $25V$		0.005		%/V	
Error Amp GM			330		$\mu Mhos$	
Error Amp Voltage Gain			180			
$V_C$ Source Current	$V_{FB} = 1V$		42		$\mu A$	
$V_C$ Sink Current	$V_{FB} = 1.5V$		60		$\mu A$	
$V_C$ Pin to Switch Current Gain			2.4		A/V	
$V_C$ Switching Threshold			0.75		V	
$V_C$ Clamp Voltage			1.8		V	
Switching Frequency	$V_{FB} = 1.1V$	●	1	1.1	1.25	MHz
			0.95	1.1	1.35	MHz
Switching Phase			150	180	210	Deg
Maximum Duty Cycle		●	78	88	%	
Frequency Shift Threshold on FB	$f_{SW} = 1MHz$		0.5		V	
Foldback Frequency	$V_{FB} = 0V$		150		kHz	
Switch Current Limit	Note 3		1.8	2.4	3.2	A
Switch $V_{CESAT}$	$I_{SW} = 1A$		210	320	mV	
Switch Leakage Current				10	$\mu A$	

1940i

## 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、 $V_{IN} = 5V$ 、 $V_{BOOST} = 8V$ 。(Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Minimum Boost Voltage	$I_{SW} = 1A$		1.8	2.5	V
Boost Pin Current	$I_{SW} = 1A$		20	30	mA
RUN/SS Current			2.3		$\mu A$
RUN/SS Threshold		0.3	0.6		V
PG Threshold Offset	$V_{FB}$ Rising	90	125	160	mV
PG Voltage Output Low	$V_{FB} = 1.25V$ , $I_{PG} = 250\mu A$		0.22	0.4	V
PG Pin Leakage	$V_{PG} = 2V$		0.1	1	$\mu A$

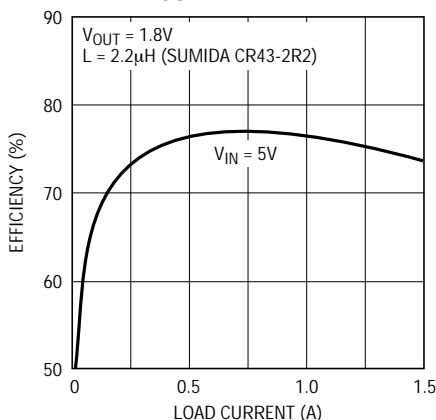
Note 1: 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスの寿命に影響を及ぼす値。

Note 3: 電流制限は設計および静的テストとの相関によって保証されている。高いデューティ・サイクルではスロープ補償により電流制限が低下する。

Note 2: LT1940Eは、0 ~ 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 ~ 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保証されている。

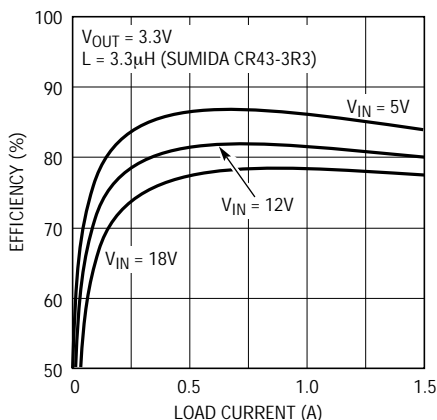
## 標準的性能特性

効率、 $V_{OUT} = 1.8V$



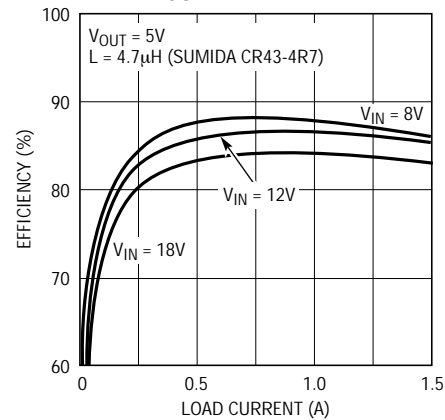
1940 G01

効率、 $V_{OUT} = 3.3V$



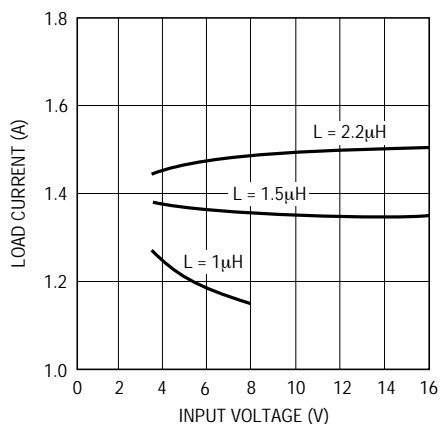
1940 G02

効率、 $V_{OUT} = 5V$



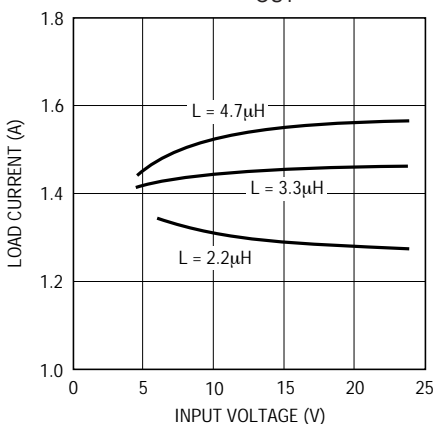
1940 G03

最大負荷電流、 $V_{OUT} = 1.8V$



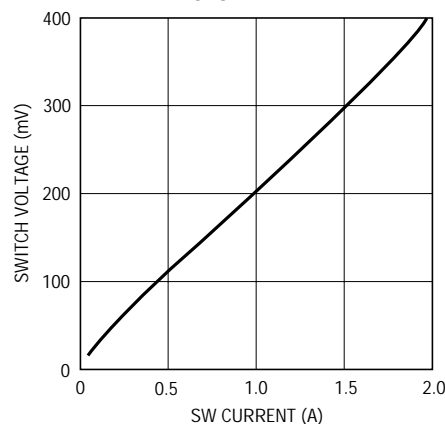
1940 G04

最大負荷電流、 $V_{OUT} = 3.3V$



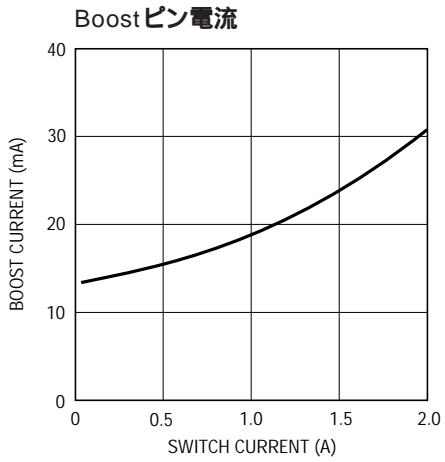
1940 G05

スイッチ $V_{CESAT}$

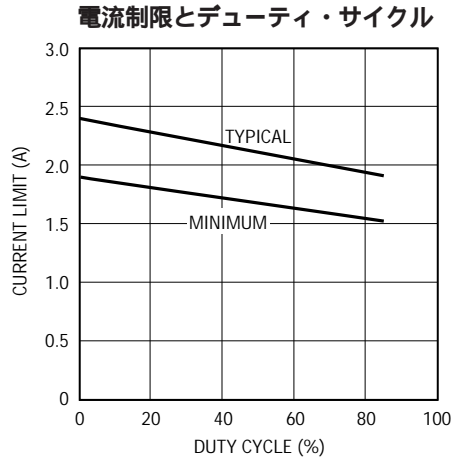


1940 G06

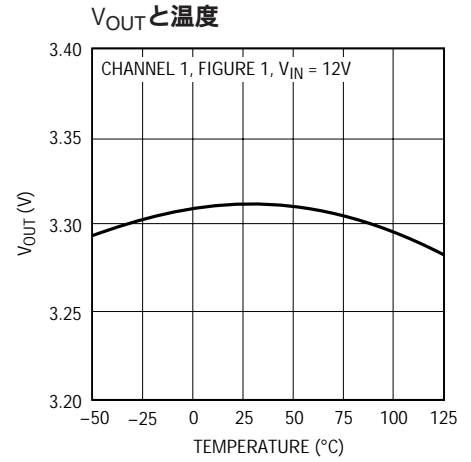
## 標準的性能特性



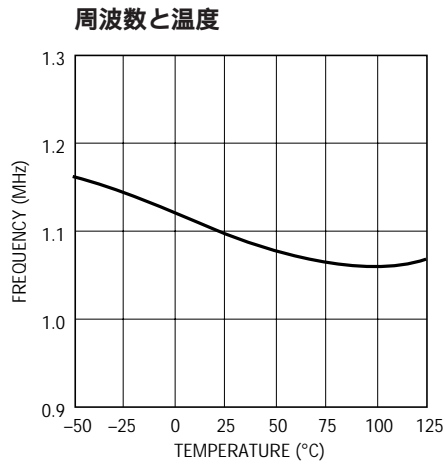
1940 G07



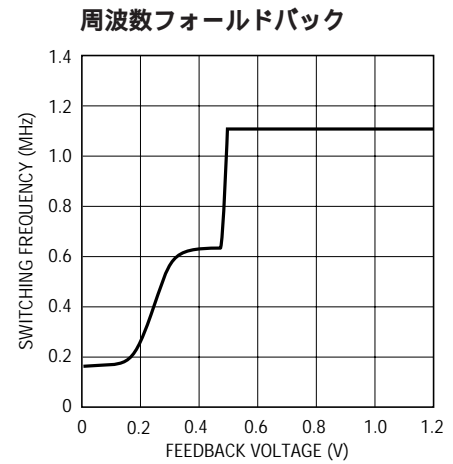
1940 G08



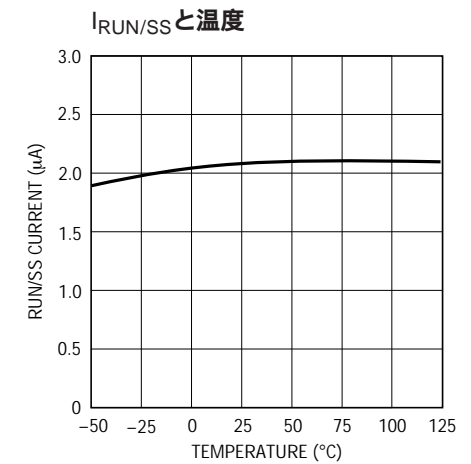
1940 G09



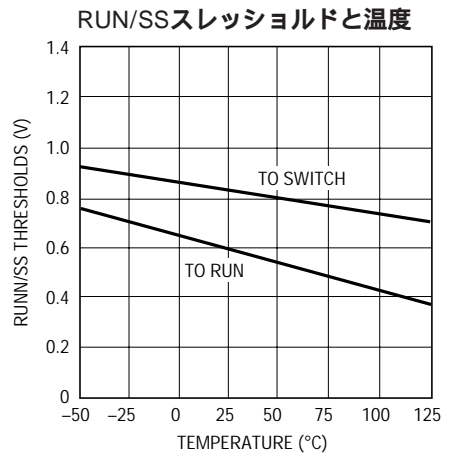
1940 G10



1940 G11



1940 G12



1940 G13

## ピン機能

BOOST1、BOOST2 (ピン1、8) : このBOOSTピンを使って、入力電圧よりも高いドライブ電圧を内部バイポーラNPNパワー・スイッチに与えます。 $V_{OUT}$ または $V_{IN}$ からダイオードを介して接続します。

SW1、SW2 (ピン2、7) : SWピンは内部パワー・スイッチの出力です。これらのピンは、インダクタ、キャッチ・ダイオード、およびブースト・コンデンサに接続します。

$V_{IN}$  (ピン3、4、5、6) :  $V_{IN}$ ピンはLT1940の内部レギュレータおよび内部パワー・スイッチに電流を供給します。これらのピンは同じソースに接続し、ローカルにバイパスする必要があります。

FB1、FB2 (ピン9、16) : LT1940は各帰還ピンを1.25Vに安定化します。帰還抵抗分割器のタップはこれらのピンに接続します。

$V_{C1}$ 、 $V_{C2}$  (ピン10、15) :  $V_C$ ピンは内部誤差アンプの出力です。これらのピンの電圧により、ピーク・スイッチ電流が制御されます。これらのピンは制御ループの制御に通常使われますが、ループを無効にするのにも使うことができます。各スイッチング・レギュレータをシャットダウンするには、オープン・ドレインを使ってこれらのピンをグランドに引き下げます。

PG1、PG2 (ピン11、14) : パワーグッド・ピンは内部コンパレータのオープン・コレクタ出力です。PGはFBピンが最終的安定化電圧の10%以内に入るまで"L"に保たれます。出力の安定化状態を示すだけでなく、PGピンを使って2つのスイッチング・レギュレータのシーケンスを制御することができます。これらのピンは接続しないままにしておいてもかまいません。PG出力は $V_{IN}$ が2.4Vを超えており、どちらかのRUN/SSピンが"H"のとき有効です。PGコンパレータはシャットダウン時にはディスエーブルされます。

RUN/SS1、RUN/SS2 (ピン12、13) : RUN/SSピンは個々のスイッチング・レギュレータと内部バイアス回路をシャットダウンするのに使います。ソフトスタート機能も提供します。どちらかのレギュレータをシャットダウンするには、オープン・ドレインまたはオープン・コレクタを使ってRUN/SSピンをグランドに引き下げます。これらのピンからグランドにコンデンサを接続して起動時にスイッチ電流を制限します。どちらの機能も利用しない場合、これらのピンは未接続のままにします。

GND(下側メタル) : パッケージの下側の露出したパッド・メタルにより、グランドへの電気的接触とプリント回路基板への十分な熱的接触の両方が実現されます。最適動作のため、パッケージの下側を回路基板に半田付けする必要があります。

ブロック図

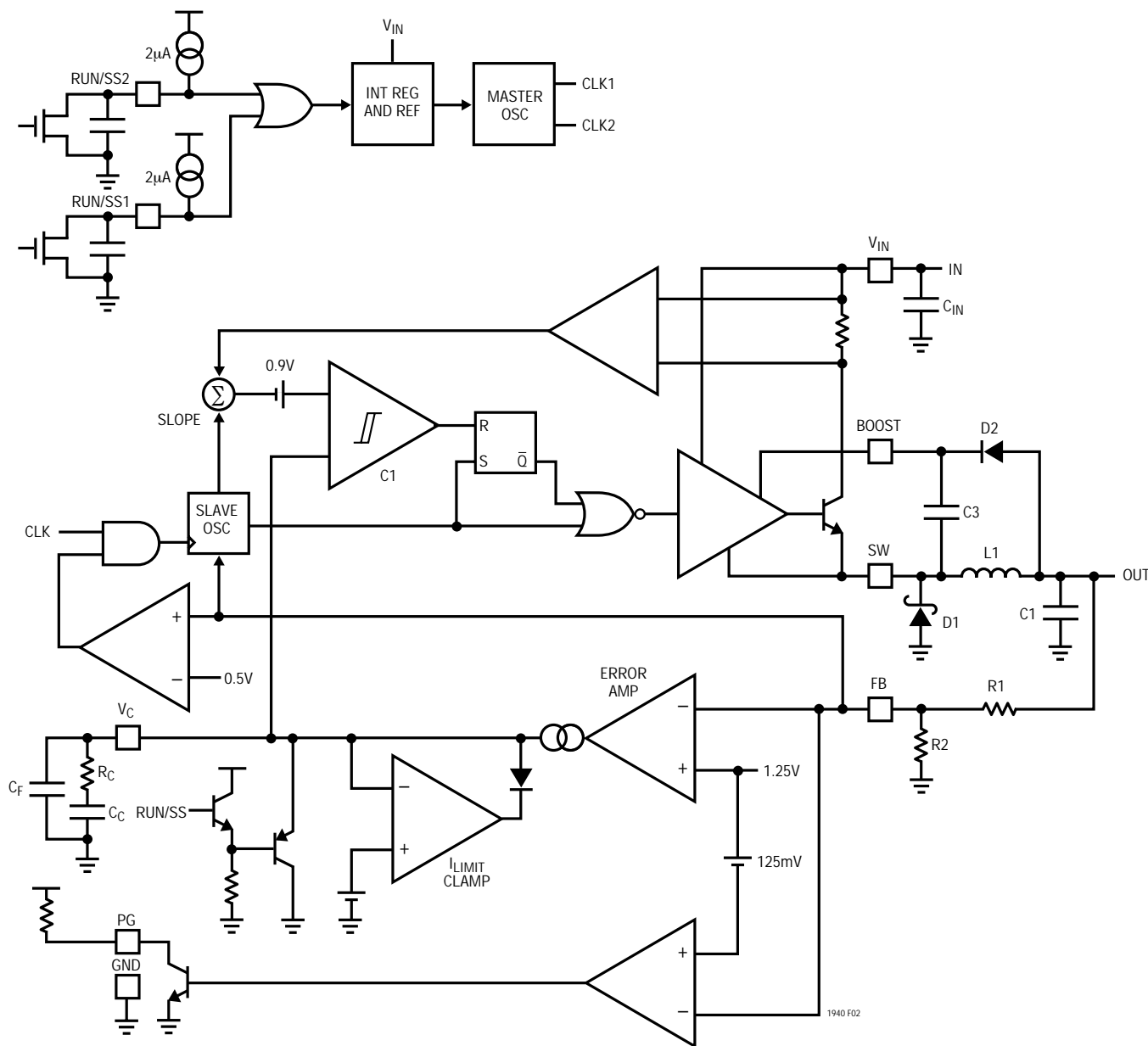


図2 . LT1940と関連外付け部品のブロック図(2つのスイッチング・レギュレータの片方だけが示されています)

LT1940はデュアルの固定周波数、電流モード降圧レギュレータで、2Aのパワー・スイッチを内蔵しています。2つのレギュレータは入力ソース、電圧リファレンス、発振器などの共通回路を共有していますが、それ以外は独立しています。このセクションでは、LT1940の動作について説明します(ブロック図を参照してください)。

RUN/SS(実行/ソフトスタート)ピンが両方ともグランドに接続されていると、LT1940はシャットダウンし、 $V_{IN}$ に接続された入力ソースから30µAが流れます。内部の

2µA電流源により外部ソフトスタート・コンデンサが充電され、これらのピンの電圧が一定の傾斜で上昇します。どちらかのRUN/SSピンが0.5Vを超えると、内部レギュレータ、1.25Vリファレンス、1.1MHzマスタ発振器などの内部バイアス回路がターンオンします。この状態では、RUN/SSピンの片方が"H"であるか両方が"H"であるかに関係なく、LT1940には $V_{IN}$ から3.5mAが流れます。どちらのスイッチング・レギュレータもそのRUN/SSピンが約0.8Vに達しないかぎり動作を開始しません。

## ブロック図

マスタ発振器は逆位相の2つのクロック信号を発生します。

2つのスイッチャは電流モードの降圧レギュレータです。つまり、パワー・スイッチのデューティ・サイクルを直接変調する代わりに、帰還ループがスイッチの各サイクルのピーク電流を制御します。この電流モードの制御により、ループの動特性が改善され、サイクル毎の電流制限が実現されます。

2つのスイッチング・レギュレータの片方だけをブロック図に示します。スレーブ発振器からのパルスにより、RSフリップ・フロップがセットされ、内部NPNバイポーラ・パワー・スイッチがターンオンします。スイッチと外部インダクタを流れる電流が増加し始めます。この電流が $V_C$ の電圧で定まるレベルを超すと、電流コンパレータC1がフリップ・フロップをリセットしてスイッチをターンオフします。インダクタの電流は外部ショットキ・ダイオードを流れて減少し始めます。発振器からの次のパルスにより、このサイクルが再度開始されます。このようにして、 $V_C$ ピンの電圧により、インダクタを流れて出力に流れる電流が制御されます。内部誤差アンプは $V_C$ ピンの電圧を連続的に調整することにより出力電圧を安定化します。

$V_C$ ピンのスイッチング・スレッシュホールドは0.8Vで、1.8Vのアクティブ・クランプにより出力電流を制限します。 $V_C$ ピンはRUN/SSピンの電圧にもクランプされます。内

部電流ソースが外部ソフトスタート・コンデンサを充電するのに応じて、電流制限がゆっくり増加します。

各スイッチャには独立した発振器が備わっています。このスレーブ発振器は通常はマスタ発振器に同期していません。ただし、起動時、短絡時、または過負荷状態では、FBピンの電圧はゼロに近づき、内部コンパレータはマスタ発振器のクロック信号をゲート制御します。このため、スレーブ発振器が低い周波数でレギュレータを動作させることができます。この周波数フォールドバック動作は、フォールト状態でスイッチ電流と電力消費を制限するのに役立ちます。

スイッチ・ドライバは入力またはBOOSTピンのいずれかで動作します。外部コンデンサおよびダイオードを使用して、入力電源より高い電圧をBOOSTピンに発生させます。これにより、ドライバは内部バイポーラNPNパワー・スイッチを完全に飽和させることができ、効率的な動作を実現することができます。

FBピンが安定化状態の値の90%になるとパワーグッド・コンパレータがトリップします。PG出力はオープン・コレクタ・トランジスタで、出力が安定化しているときオフしているため、外部抵抗によりPGピンを"H"に引き上げることができます。LT1940がイネーブルされており(どちらかのRUN/SSピンが"H")、 $V_{IN}$ が約2.4Vを超えているときパワーグッドは有効です。

## アプリケーション情報

### FB抵抗ネットワーク

出力電圧は出力とFBピン間に接続した抵抗分割器を使ってプログラムします。次式にしたがって1%抵抗を選択します。

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

バイアス電流誤差を避けるため、R2は10.0k以下にします。参照名については図2に示されているブロック図を参照してください。

### 入力電圧範囲

最小入力電圧はLT1940の約3.5Vの最小動作電圧またはその最大デューティ・サイクルのどちらかによって決ま

ります。デューティ・サイクルは内部スイッチがオンしている時間の割合であり、入力電圧と出力電圧によって決まります。

$$DC = (V_{OUT} + V_D)/(V_{IN} - V_{SW} + V_D)$$

ここで、 $V_D$ はキャッチ・ダイオードの順方向電圧降下(約0.4V)で、 $V_{SW}$ は内部スイッチの電圧降下(最大負荷で約0.3V)です。したがって、最小入力電圧は以下のようになります。

$$V_{INMIN} = (V_{OUT} + V_D)/DC_{MAX} - V_D + V_{SW}$$

そして $DC_{MAX} = 0.78$

## アプリケーション情報

最大入力電圧は $V_{IN}$ ピンとBOOSTピンの絶対最大定格および最小デューティ・サイクル $DC_{MIN} = 0.15$ によって決まります。

$$V_{INMAX} = (V_{OUT} + V_D)/DC_{MIN} - V_D + V_{SW}$$

これにより、最大入力電圧は $V_{OUT} = 1.8V$ のとき約14Vに制限され、 $V_{OUT} = 2.5V$ のとき約19Vに制限されます。これは動作入力電圧に対する制限であることに注意してください。回路は絶対最大定格までの過渡入力に耐えることができます。

### インダクタの選択と最大出力電流

最初に選択するインダクタの値としては次の値が適しています。

$$L = (V_{OUT} + V_D)/1.2$$

ここで $V_D$ はキャッチ・ダイオードの電圧降下(約0.4V)で、Lの単位は $\mu H$ です。この値を使うと、最大負荷電流は約1.4Aとなり、入力電圧には依存しません。インダクタのRMS電流定格は最大負荷電流より大きくなければならず、その飽和電流は約30%大きくなければなりません。高い効率を保つには、直列抵抗(DCR)が0.1より小さいものにします。製造業者および適しているタイプのリストを表1に示します。

もちろん、このような簡単なデザイン・ガイドでは、個々のアプリケーションに最適のインダクタを常に与えるとはかぎりません。大きな値のものを使うと最大負荷電流がわずかに増加し、出力電圧リップルが減少します。負荷が1.4Aより小さい場合、インダクタの値を小さくして高いリップル電流で動作させることができます。この場合、物理的に小さなインダクタを使うことができます。あるいはDCRの小さなものを使って効率を上げることができます。上述の簡単な規則と異なるインダクタンスの場合、最大負荷電流は入力電圧に依存することに注意してください。このデータシートの「標準的性能特性」のセクションのいくつかのグラフには、いくつかのよく使われる出力電圧に対して、入力電圧とインダクタ値の関数としての最大負荷電流が示されています。また、インダクタンスが低いと不連続モード動作になることがあります。問題はありますが最大負荷電流がさらに減少します。最大出力電流と不連続モード動作については、アプリケーションノート44を参照してください。最後に、デューティ・サイクルが50%を越す場合( $V_{OUT}/V_{IN} < 0.5$ )、低調波発振を避けるには最小インダクタ

スが必要になります。AN19を参照してください。以下の説明では連続インダクタ電流を仮定します。

インダクタを流れる電流は三角波で、その平均値が負荷電流に等しくなります。ピーク・スイッチ電流は出力電流にピーク・ツー・ピークのインダクタ・リップル電流の半分を足したものです。LT1940は自己とシステムを過負荷フォールトから保護するためにスイッチ電流を制限します。したがって、LT1940が供給する最大出力電流は、電流制限、インダクタの値、さらに入力電圧と出力電圧に依存します。Lは出力電流条件、出力電圧リップル条件、サイズの制限、および目標効率に基づいて選択します。

スイッチがオフのとき、インダクタには出力電圧にキャッチ・ダイオードの電圧降下を加えた電圧が加わります。したがって、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。

$$\Delta I_L = (1 - DC)(V_{OUT} + V_D)/(L \cdot f)$$

ここで、fはLT1940のスイッチング周波数で、Lはインダクタの値です。インダクタとスイッチのピーク電流は次のとおりです。

$$I_{SWPK} = I_{LPK} = I_{OUT} + \Delta I_L/2$$

出力を安定化された状態に保つには、このピーク電流はLT1940のスイッチ電流リミット $I_{LIM}$ より小さくなくてはなりません。 $I_{LIM}$ は低デューティ・サイクルでは少なくとも1.8Aですが、直線的に低下して $DC = 0.8$ では1.5Aになります。最大出力電流は選択されたインダクタ値の関数です。

$$I_{OUTMAX} = I_{LIM} - \Delta I_L/2 = 1.8A \cdot (1 - 0.21 \cdot DC) - \Delta I_L/2$$

リップル電流が小さくなるようにインダクタ値を選ぶと、利用可能な出力電流はスイッチ電流のリミットに近くなります。

インダクタ選択の一方法として、上述の単純な規則から始めて、利用可能なインダクタを調べ、目標とするコストおよびスペースに適合するものを選択します。次に、これらの式を使って、LT1940が必要な出力電流を供給できるかチェックします。これらの式は、インダクタ電流が連続して流れると仮定していることに注意してください。上で計算したように、 $I_{OUT}$ が $\Delta I_L/2$ より小さいと不連続動作になります。



## アプリケーション情報

表1. インダクタ

Part Number	Value ( $\mu\text{H}$ )	$I_{\text{SAT}}$ (A) DC	DCR ( $\Omega$ )	Height (mm)
<b>Sumida</b>				
CR43-1R4	1.4	2.52	0.056	3.5
CR43-2R2	2.2	1.75	0.071	3.5
CR43-3R3	3.3	1.44	0.086	3.5
CR43-4R7	4.7	1.15	0.109	3.5
CDRH3D16-1R5	1.5	1.55	0.040	1.8
CDRH3D16-2R2	2.2	1.20	0.050	1.8
CDRH3D16-3R3	3.3	1.10	0.063	1.8
CDRH4D28-3R3	3.3	1.57	0.049	3.0
CDRH4D28-4R7	4.7	1.32	0.072	3.0
CDRH5D28-5R3	5.3	1.9	0.028	3.0
CDRH5D18-4R1	4.1	1.95	0.042	2.0
<b>Coilcraft</b>				
DO1606T-152	1.5	2.10	0.060	2.0
DO1606T-222	2.2	1.70	0.070	2.0
DO1606T-332	3.3	1.30	0.100	2.0
DO1606T-472	4.7	1.10	0.120	2.0
DO1608C-152	1.5	2.60	0.050	2.9
DO1608C-222	2.2	2.30	0.070	2.9
DO1608C-332	3.3	2.00	0.080	2.9
DO1608C-472	4.7	1.50	0.090	2.9
1812PS-222M	2.2	1.7	0.070	3.81
1008PS-182M	1.8	2.1	0.090	2.74
<b>Murata</b>				
LQH3C1R0M24	1.0	1.00	0.078	2.2
LQH3C2R2M24	2.2	0.79	0.126	2.2
LQH4C1R5M04	1.5	1.00	0.090	2.8
LQH4C2R2M04	2.2	0.90	0.110	2.8
LQH4C3R3M04	3.3	0.80	0.130	2.8

### 入力コンデンサの選択

X7RタイプまたはX5Rタイプの4.7 $\mu\text{F}$ 以上のセラミック・コンデンサを使ってLT1940回路の入力をバイパスします。サイズの大きな電解コンデンサやタンタル・コンデンサによって追加のバイパスが与えられるならば、もっと値の小さな、あるいはもっと安価なY5Vタイプを使うことができます。以下では、入力コンデンサに関する検討事項をさらに詳しく説明します。

降圧レギュレータには入力電源から高速の立上りと立下りをとまなうパルス電流が流れます。そのために

LT1940に生じる電圧リップルを減らし、非常に高い周波数のこのスイッチング電流を狭い範囲のループに押し込めてEMIを抑えるために入力コンデンサが必要です。これを効果的に実現するには、入力コンデンサはスイッチング周波数でのインピーダンスが小さく、リップル電流定格が十分である必要があります。2つのスイッチャは同じ周波数で動作しますが、位相とデューティ・サイクルが異なっているので、入力コンデンサのRMS電流の計算は簡単ではありません。ただし、ほとんどの電力( $V_{\text{OUT}} \cdot I_{\text{OUT}}$ )を供給しているチャンネルのRMS入力電流を控えめな値として使えます。これは次式で与えられます。

$$C_{\text{INRMS}} = I_{\text{OUT}} \sqrt{[V_{\text{OUT}} \cdot (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}})] / V_{\text{IN}}} < I_{\text{OUT}} / 2$$

これは $V_{\text{IN}} = 2V_{\text{OUT}}$  (50%のデューティ・サイクル)で最大になります。2番目の低電力チャンネルに入力電流が流れるとき、位相のずれた電流が高電力チャンネルに流れる電流を相殺するので、入力コンデンサのRMS電流は実際には減少します。1つのチャンネルから流れる最大負荷電流は約1.4Aであることを考慮すると、RMSリップル電流は常に0.7Vより小さくなります。

LT1940の周波数は高いので入力コンデンサの必要なエネルギー蓄積量は減少し、したがって必要な容量は10 $\mu\text{F}$ 以下です。セラミック・コンデンサはサイズが小さく、インピーダンスが低いので(低ESR)この用途に適しています。ESRが小さいと電圧リップルが非常に低くなり、コンデンサは大量のリップル電流を扱うことができます。セラミック・コンデンサは比較的堅牢でもあり、定格電圧でこの用途に使うことができます。X5RとX7Rのタイプは全温度範囲と印加電圧で安定しており、安心して使えます。他のタイプ(Y5VやZ5U)はコンデンサの温度係数や電圧係数が非常に大きいので、実使用状態では公称容量のほんの小部分しか働かないことがあります。それでもRMSリップル電流は扱えますが、入力電圧リップルがかなり大きくなることもあり、(システムはローカルのコンデンサから完全に電流供給を受けるのではなく)リップル電流がついには入力電源または他のバイパス・コンデンサからシステムに流れ込むことがあります。

値の大きなセラミック・コンデンサの代替として、値の小さなものを値の大きな電解コンデンサと一緒に使います。たとえば、1 $\mu\text{F}$ のセラミック・コンデンサを低ESRタンタル・コンデンサと並列に使います。電解コンデンサの場合、ESRとリップル電流の要求条件を満たすには10 $\mu\text{F}$ より大きな値が必要となるでしょう。

## アプリケーション情報

入力ソースが印加されるとき入力コンデンサには大きなサージ電流が生じる可能性が高いため、タンタル・コンデンサはサージ定格が保証されている必要があります。製造元がコンデンサの定格電圧より低い電圧での使用を推奨していることもあります。最上のノイズ耐性を得るには、1 $\mu$ Fのセラミック・コンデンサはできるだけICのV<sub>IN</sub>ピンとGNDピンの近くに配置します。

入力にセラミック・コンデンサを使用する際の最後の注意点は次のとおりです。入力にセラミック・コンデンサは寄生インダクタンスと結合して共振タンク回路を形成することがあります。電源が瞬時に投入されると(たとえば、スイッチの入った電源に回路を差し込む場合)、このタンクがリングングを生じて入力電圧が倍になり、LT1940を損傷することがあります。解決策としては、入力電圧をクランプするか、セラミック・コンデンサに並列に電解コンデンサを追加してタンク回路を減衰させます。詳細についてはAN88を参照してください。

### 出力コンデンサの選択

1A出力より大きな5V出力と3.3V出力の場合、出力に10 $\mu$ Fで6.3Vのセラミック・コンデンサ(X5RまたはX7R)を使うと出力電圧リップルが非常に低くなり、過渡応答が良くなります。低い電圧では10 $\mu$ Fが適当ですが、C<sub>OUT</sub>を15 $\mu$ Fか22 $\mu$ Fに増やすと過渡性能が改善されます。他の種類や値を使うこともできます。出力リップルと過渡性能のあいだのトレードオフについて以下説明します。

出力コンデンサはインダクタ電流をフィルタ処理して電圧リップルの小さな出力を生成します。また、過渡負荷を満足させてLT1940の制御ループを安定させるためにエネルギーを蓄積します。LT1940は高い周波数で動作するので、大きな出力容量は必要ありません。また、電流モードの制御ループは出力コンデンサに直列抵抗(ESR)を必要としません。これらの理由から、出力リップルを非常に低くし、回路のサイズを小さくするためにセラミック・コンデンサを自由に使えます。

次式を使って出力リップルを推算します。

$$V_{\text{RIPPLE}} = \Delta I_L / (8f C_{\text{OUT}}) : \text{セラミック・コンデンサの場合}$$

$$V_{\text{RIPPLE}} = \Delta I_L \text{ ESR} : \text{電解コンデンサ(タンタルやアルミ)の場合}$$

ここで、 $\Delta I_L$ はインダクタのピーク・ツー・ピーク・リップル電流です。このリップルのRMS成分は非常に低く、出力コンデンサのRMS電流定格は通常心配いりません。

出力コンデンサに対する別の制限として、インダクタよりも大きなエネルギーを保存する必要があります。インダクタに蓄えられたエネルギーが出力に転送されるとき生じる電圧ステップは安定化電圧に比べて小さいことが望まれます。5%のオーバシュートの場合、この必要条件は $C_{\text{OUT}} > 10L(I_{\text{LIM}}/V_{\text{OUT}})^2$ となります。

最後に、良好な過渡性能を得るには十分な容量が必要です。最後の式によって、適当な出発点を与えられています。あるいは、このデータシートに示されているデザインのどれかを出発点とし、実験をおこなって所期の性能を実現することもできます。この主題はループ補償のセクションでさらに詳細に説明されています。

セラミック・コンデンサは高性能で(低ESR)、サイズが小さく、堅牢なので、LT1940のアプリケーションに適しています。ただし、すべてのセラミック・コンデンサが同じわけではありません。上述したように、値の大きなコンデンサの多くは質の良くない誘電体を使っており、温度係数と電圧係数が大きくなります。特に、Y5VとZ5Uのタイプは印加された電圧により、また高温や低温では容量の大きな部分が失われます。ループの安定性と過渡応答はC<sub>OUT</sub>の値に依存するので、この容量の低下を許容できないことがあります。X7RとX5Rのタイプを使ってください。

電解コンデンサを使うこともできます。ほとんどのアルミ電解のESRは大きすぎて、出力リップルは小さくなりません。電源用途向けのタンタル・コンデンサおよび新しい低ESR有機電解コンデンサは適しており、製造元でESRを規定しています。低リップルに必要なESRに基づいてコンデンサの値を選択します。コンデンサの大きさでESRが決まるので、同様のリップル性能を与えるセラミック・コンデンサに比べて、サイズと値の両方が大きくなります。利点の1つとして、容量が大きいと負荷電流の大きな変化に対する過渡応答が改善されることがあります。コンデンサ製造業者のリストを表2に示します。

## アプリケーション情報

表2. 低ESR表面実装コンデンサ

Vendor	Type	Series
Taiyo Yuden	Ceramic X5R, X7R	
AVX	Ceramic X5R, X7R Tantalum	TPS
Kemet	Tantalum Ta Organic Al Organic	T491, T494, T495 T520 A700
Sanyo	Ta or Al Organic	POSCAP
Panasonic	Al Organic	SP CAP
TDK	Ceramic X5R, X7R	

### キャッチ・ダイオード

キャッチ・ダイオード(図2のD1)には1Aのショットキ・ダイオードを使います。ダイオードの逆電圧定格は最大入力電圧より大きくなければなりません。ON SemiconductorのMBRM120LT3 (20V)とMBRM130LT3 (30V)が最適です。これらは熱特性の優れた小型パッケージに入っています。多くのベンダーが1N5817 (20V)や1N5818 (30V)の1Aショットキ・ダイオードの表面実装タイプ(MicrosemiのUPS120など)を供給しており、この用途に最適です。

### Boostピンの検討事項

コンデンサとダイオードをBOOSTピンに接続して、入力電圧より高い電圧をBOOSTピンに発生します。ほとんどの場合、0.1μFコンデンサと高速スイッチング・ダイオード(CMDSH-3やFMMD914など)で十分です。図3にブースト回路の構成法を3つ示します。全効率を実現するには、BOOSTピンはSWピンより2.5V以上高くなければなりません。3.3V以上の出力の場合、標準回路(図3a)が最善です。2.8V~3.3Vの出力の場合、小型のショットキ・ダイオード(BAT-54など)を使います。さらに低い出力電圧の場合、ブースト・ダイオードは入力に接続することができます(図3b)。BOOSTピンの電流が低い電圧源からくるので、図3aの回路の方が効率が高くなります。最後に、図3cに示されているように、ブースト・ダイオードの陽極は少なくとも3Vある別の電圧源に接続することができます。たとえば、3.3Vと1.8Vを発生させ、1.8Vがオンのときはいつも3.3Vがオンしている場合、1.8Vのブースト・ダイオードを3.3V出力に接続することができます。いずれにせよ、BOOSTピンの最大電圧を「絶対最大定格」のセクションで規定されている最大値よりも必ず小さくする必要があります。

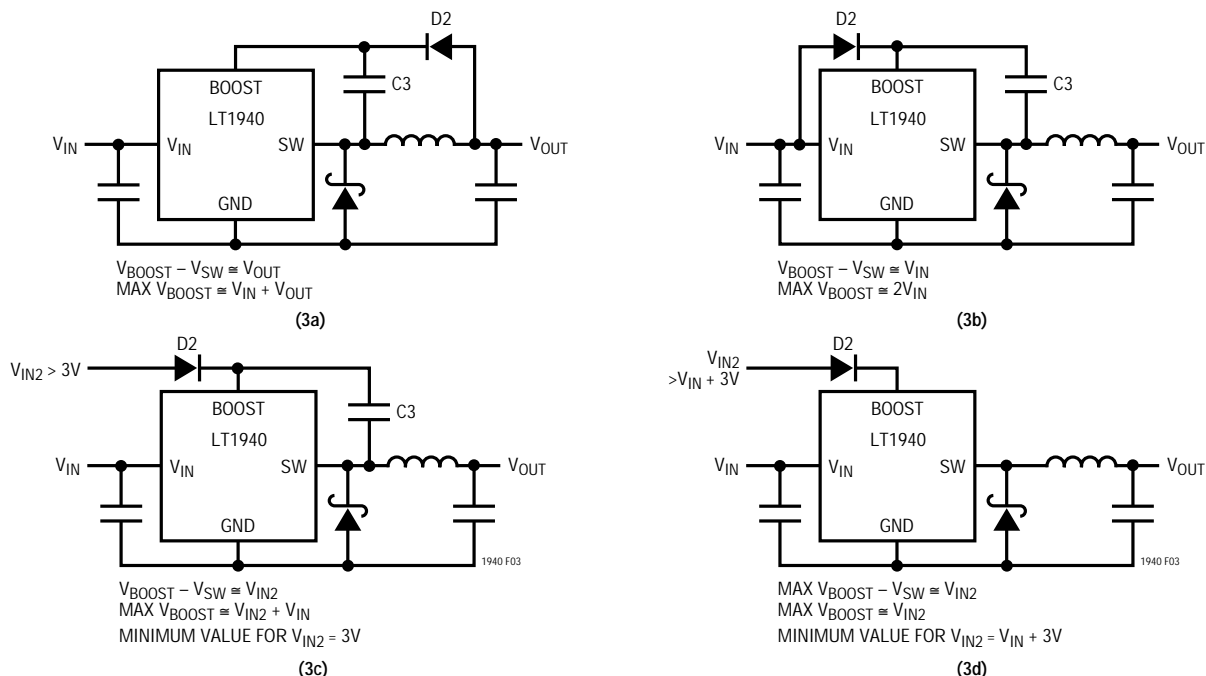


図3. Boost電圧の発生

## アプリケーション情報

図3dに示されているように、昇圧回路は入力電圧より3V以上高いDC電圧から直接動作させることもできます。V<sub>IN</sub>が与えられているときV<sub>IN2</sub>が低く保たれている場合、LT1940を損傷から保護するためにダイオードが使われています。回路はいくつかの部品(両方のBOOSTピンをD2に接続することができます)を節約することができます。ただし、効率は低下する可能性があり、LT1940の電力消費は増える可能性があります。また、V<sub>IN2</sub>が与えられていないと、LT1940はそれでも出力を安定化しようとしませんが、効率が非常に低下し、電力消費が増加します。なぜなら、スイッチが飽和することができず、導通時に1.5V~2V低下するからです。

### 周波数補償

LT1940は電流モード制御を使って出力を制御します。そのためループ補償が簡素化されます。特に、LT1940は安定動作のために出力コンデンサのESRを必要としないので、自由にセラミック・コンデンサを使用して出力リップルを下げ、回路のサイズを小さくすることができます。

周波数補償はV<sub>C</sub>ピンに接続された部品によって与えられます。一般に、グランドに直列に接続されたコンデンサと抵抗によりループの利得が決まります。さらに、低い値のコンデンサが並列に接続されています。このコンデンサはループ補償の一部ではありませんが、スイッチング周波数でのノイズを除去するのに使われています。

ループ補償により安定性と過渡性能が決まります。補償ネットワークの設計はいくらか複雑で、最適値はアプリケーションに、特に出力コンデンサの種類に依存します。実際的な手法としては、このデータシートの回路の中で目的のアプリケーションに似た回路から出発し、補償ネットワークを調整して性能を最適化します。次に、負荷電流、入力電圧、温度などすべての動作条件にわたって安定性をチェックします。LT1375のデータシートにはループ補償のさらに詳細な説明が含まれており、過渡負荷を使った安定性のテスト方法が説明されています。

LT1940の制御ループの等価回路を図5に示します。誤差アンプは出力インピーダンスが有限のトランスコンダクタンス・アンプです。モジュレータ、パワー・スイッチ、およびインダクタで構成される電源部分はV<sub>C</sub>ピンの電圧に比例した出力電流を発生するトランスコンダクタンス・アンプとしてモデル化されます。出力コンデンサはこの電流を積分し、V<sub>C</sub>ピンのコンデンサ(C<sub>C</sub>)は誤差アンプの出力電流を積分するのでループに2つのポールが生じることに注意してください。ほとんどの場合ゼロが1つ必要で、出力コンデンサのESRまたはC<sub>C</sub>に直列な抵抗によって生じます。この簡単なモデルはインダクタの値が大き過ぎず、ループのクロスオーバー周波数がスイッチング周波数よりはるかに低いかぎり有効です。帰還分割器の両端の位相リード・コンデンサ(C<sub>PL</sub>)によって過渡応答が改善されることがあります。

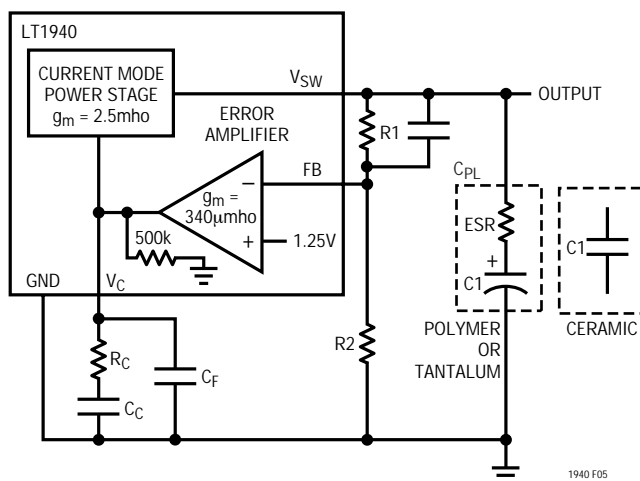


図5 . ループ応答モデル

## アプリケーション情報

### ソフトスタートとシャットダウン

RUN/SS (Run/Soft-Start)ピンは個々のスイッチング・レギュレータと内部バイアス回路をシャットダウンするのに使います。ソフトスタート機能も提供します。どちらかのレギュレータをシャットダウンするには、オープン・ドレインまたはオープン・コレクタを使ってRUN/SSピンをグランドに引き下げます。両方のRUN/SSピンをグランドに引き下げるとLT1940はシャットダウン・モードに入り、両方のレギュレータがオフ状態になり、消費電流は約30 $\mu$ Aに減少します。内部の2 $\mu$ A電流源が各ピンをプルアップしています。どちらかのピンが約0.5Vに達すると内部バイアス回路が起動し、消費電流が約3.5mAに増加します。

コンデンサがRUN/SSピンからグランドに接続されていると、内部プルアップ電流によりこのピンに電圧ランプが生じます。この電圧は $V_C$ ピンにクランプされ、ピーク・スイッチ電流を制限するので、起動時の入力電流が制限されます。ソフトスタート・コンデンサの値は $C_{OUT}/10,000$ で十分です( $C_{OUT}$ は出力コンデンサの値です)。

シャットダウン機能を使わない場合、RUN/SSピンは浮かしたままにしておいてかまいません。両方のピンを1個のソフトスタート・コンデンサと一緒に接続することもできます。内部電流源がこれらのピンを約2.5Vに充電します。

### パワーグッド・インジケータと出力シーケンス

PGピンは内部コンパレータのオープン・コレクタ出力です。PGはFBピンが最終的安定化電圧の10%以内に入るまで"L"に保たれます。PGピンは250 $\mu$ Aより小さい電

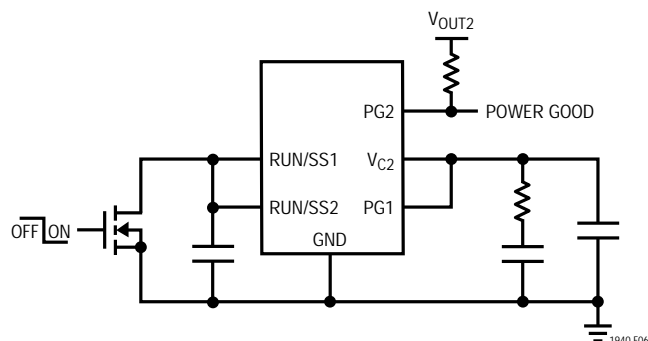


図6. パワーグッド・コンパレータを使って2つのレギュレータのシーケンスを制御することができます。スイッチャ1が最初に起動します。

流を流すプルアップ抵抗を使って任意の電源に接続します。このピンはFBピンの電圧に関係なくLT1940がシャットダウン・モードのとき(両方のRUN/SSピンがグランド)オープンになることに注意してください。LT1940がイネーブルされており(どちらかのRUN/SSピンが"H")、 $V_{IN}$ が約2.4Vを超えているときパワーグッドは有効です。

PGピンを使って2つのスイッチング・レギュレータのシーケンスを制御することができます。図6の回路はソフトスタートとシーケンス制御を少ない部品点数で実現します。PG1は $V_{C2}$ に接続されており、出力1が安定化するまでスイッチャ2が動作するのを防ぎます。1個のコンデンサにより両方のレギュレータのソフトスタートのためのランプ(傾斜が一定の電圧上昇)が与えられます。

### 短絡入力保護

過度に飽和しないようにインダクタを選択すれば、LT1940は出力の短絡に耐えます。LT1940に入力が加わっていないときに出力が高く保持されるシステムでは、考慮すべき状況がもう一つあります。 $V_{IN}$ とRUN/SSピンの1つがフロートすることが許されていると、LT1940の内部回路にはSWピンを通して消費電流が流れます。この状態で数mAの負荷を許容できるシステムであれば、これは問題ありません。両方のRUN/SSピンをグランドに引き下げるとLT1940はシャットダウン・モードに入り、SWピンの電流は約30 $\mu$ Aに減少します。ただし、出力を高く保持した状態で $V_{IN}$ を接地すると、出力からSWピンおよび $V_{IN}$ ピンを通してLT1940内部の寄生ダイオードに大きな電流が流れる可能性があります。LT1940の入力に直列にショットキ・ダイオードを接続すると、短絡入力や逆入力からLT1940とシステムを保護します。

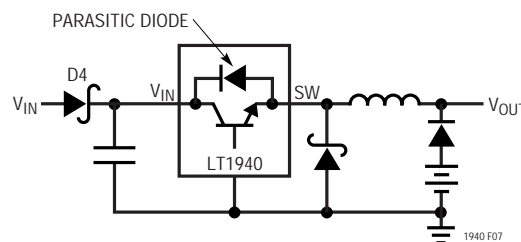


図7. ダイオードD4は、出力に接続されたバックアップ用バッテリーが短絡入力によって放電するのを防ぎます。

## アプリケーション情報

### PCBのレイアウト

動作を最適化し、EMIを最小にするには、プリント回路基板(PCB)のレイアウト時に注意が必要です。降圧レギュレータ回路の $di/dt$ の大きな経路を図8に示します。大きなスイッチング電流がパワー・スイッチ、キャッチ・ダイオードおよび入力コンデンサを流れることに注意してください。これらの部品が形成するループはできるだけ小さくします。これらの部品とインダクタおよび出力コンデンサは回路基板の同じ側に配置し、それらの接続はその層でおこないます。これらの部品の下には局所的に切れ目のないグランド・プレーンを配置し、このグランド・プレーンを1箇所ですystem・グランドに(理想的には出力コンデンサC2のグランド端子に)接続します。さらに、SWノードとBOOSTノードはできるだけ小さくします。推奨部品配置およびトレースとスルーホールを位置を図9に示します。

### 熱に関する検討事項

LT1940の温度を上げないため、PCBはヒートシンクを備えている必要があります。パッケージの底の露出したメタルはグランド・プレーンに半田付けします。このグランドは熱スルーホールを使って下の他の銅層に接続します。これらの層はLT1940の発生する熱を放散します。追加のスルーホールをキャッチ・ダイオードの近くに配置します。トップとボトム層に銅を追加し、スルーホールを使って内部プレーンに接続すると熱抵抗をさらに下げることができます。これらのステップにより、ダイ(つまり接合部)から周囲への熱抵抗を $\theta_{JA} = 45$   $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ に減らすことができます。

他のパワー部品(キャッチ・ダイオード、ブースト・ダイオードおよびインダクタ)で消費される電力が銅をさらに熱して、ICから見た周囲温度をさらに上昇させることがあります。LT1767のデータシートの熱に関する検討事項のセクションを参照してください。

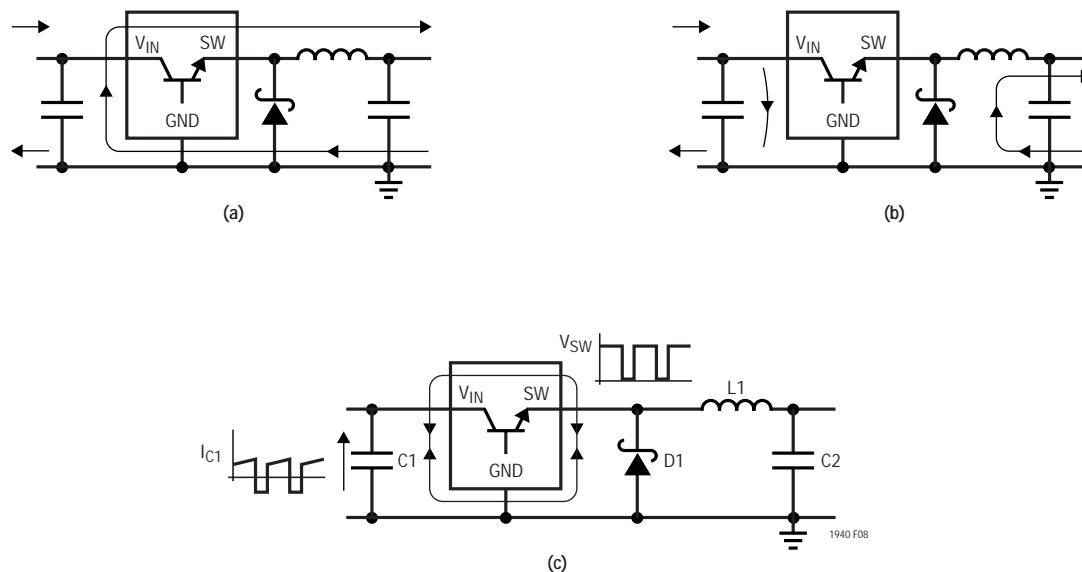


図8 . スイッチがオンしているときの電流(a)をスイッチがオフしているときの電流(b)から差し引くと、高周波数のスイッチング電流(c)の経路が判明します。このループを小さく保ちます。SWノードとBOOSTノードの電圧もスイッチングされます。これらのノードはできるだけ小さく保ちます。最後に、回路がローカルのグランド・プレーンによってシールドされていることを確認します。

## アプリケーション情報

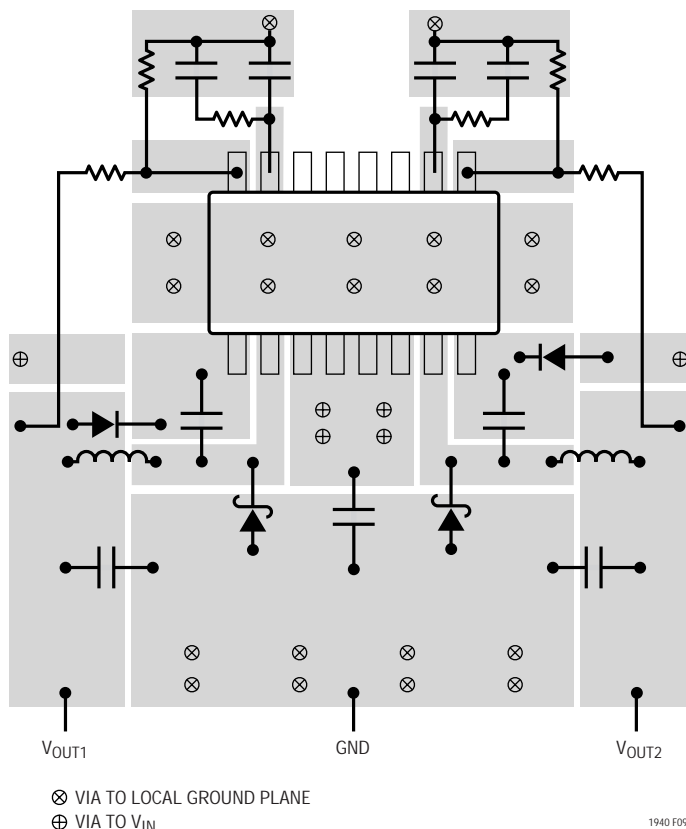


図9 . 優れたPCBレイアウトは適切な低EMI動作を保証します。

## 単一の低リップル2.8A出力

LT1940は2つのスイッチング・レギュレータの出力を結合して1個の出力コンデンサを共有させれば単一の低リップル2.8A出力を発生することができます。2つのFBピンを結合し、さらに2つの $V_C$ ピンを結合することにより、2つのチャンネルが負荷電流を分担します。この2フェーズの降圧レギュレータにはいくつかの利点があります。入力と出力のリップル電流が減少し、電圧リップルを下げるので、小型で安価なコンデンサを使用できます。2個のインダクタが必要ですが、それぞれは1フェーズ・レギュレータに必要なインダクタに比べて小さくなります。このことは回路の高さに対する制限が厳しい場合重要になります。最大高さが1.4mm、1.8mmおよび2.1mmの回路を標準的応用例のセクションに示します。

2相回路に関して特別考慮すべき点が1つあります。入力電圧と出力電圧の差が2.5Vより小さいと、昇圧回路は2つのチャンネルが適切に電流を分担するのを妨げることがあります。たとえば、チャンネル1が最初に起動すると、

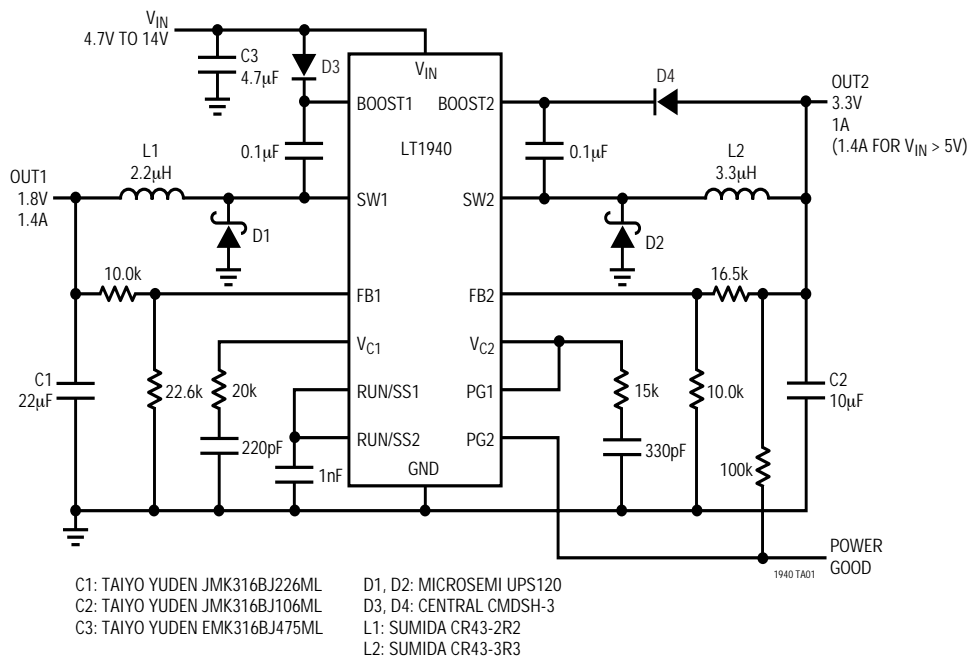
このチャンネルは負荷電流を供給することができますが、チャンネル2はその昇圧コンデンサが充電されるのに十分な電流をスイッチングしません。この場合、チャンネル1は電流制限に達するまで負荷に供給し、出力電圧が低下し、チャンネル2が起動します。解決策として、どちらかのSWピンから昇圧電源を発生して両方のBOOSTピンに供給します。標準的応用例のセクションに示されている低プロファイルで単一出力の、5Vから3.3Vへのコンバータはこの方法を示しています。

## 他のリニアテクノロジー社の出版物

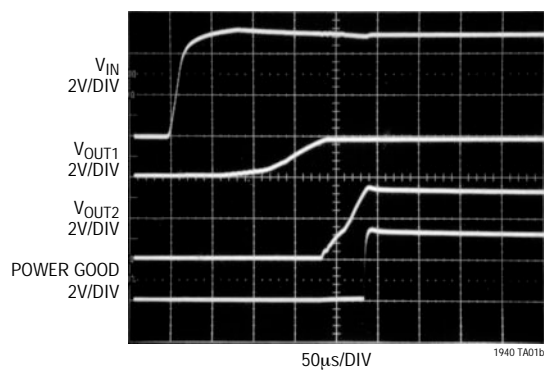
アプリケーションノートAN19、AN35、およびAN44には降圧レギュレータと他のスイッチング・レギュレータの詳細な説明と設計情報が含まれています。LT1376のデータシートには出力リップル、ループ補償および安定性のテストに関するさらに広範な説明が与えられています。デザインノートDN100には降圧レギュレータを使ったデュアル出力電圧(+と-)を発生させる方法が示されています。

## 標準的応用例

シーケンス制御付きの3.3V出力と1.8V出力



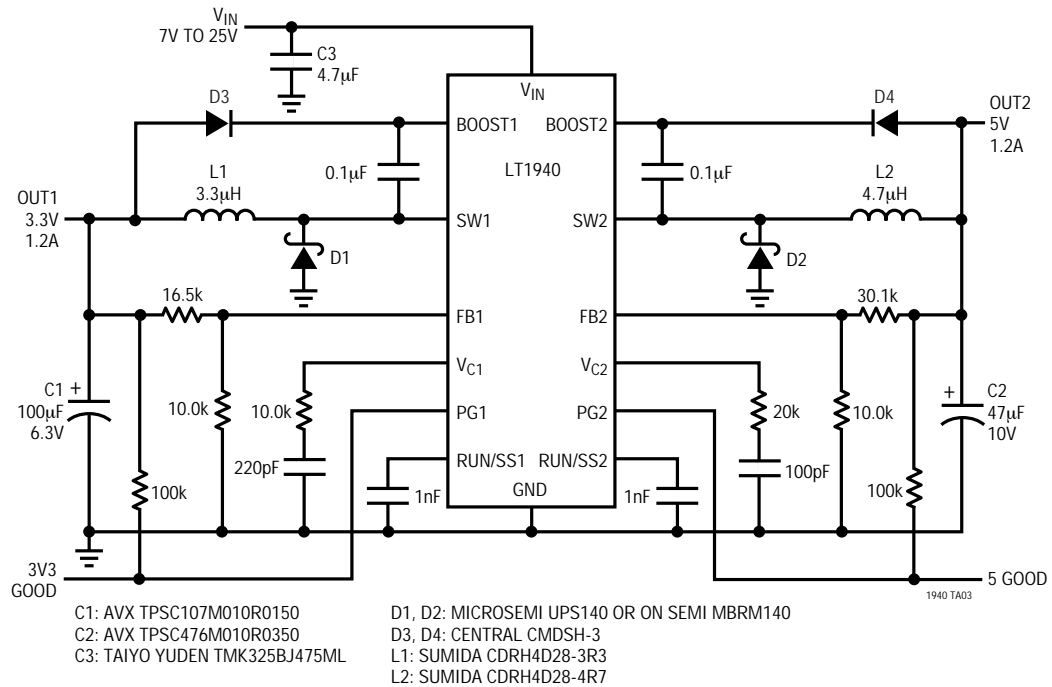
起動時の波形



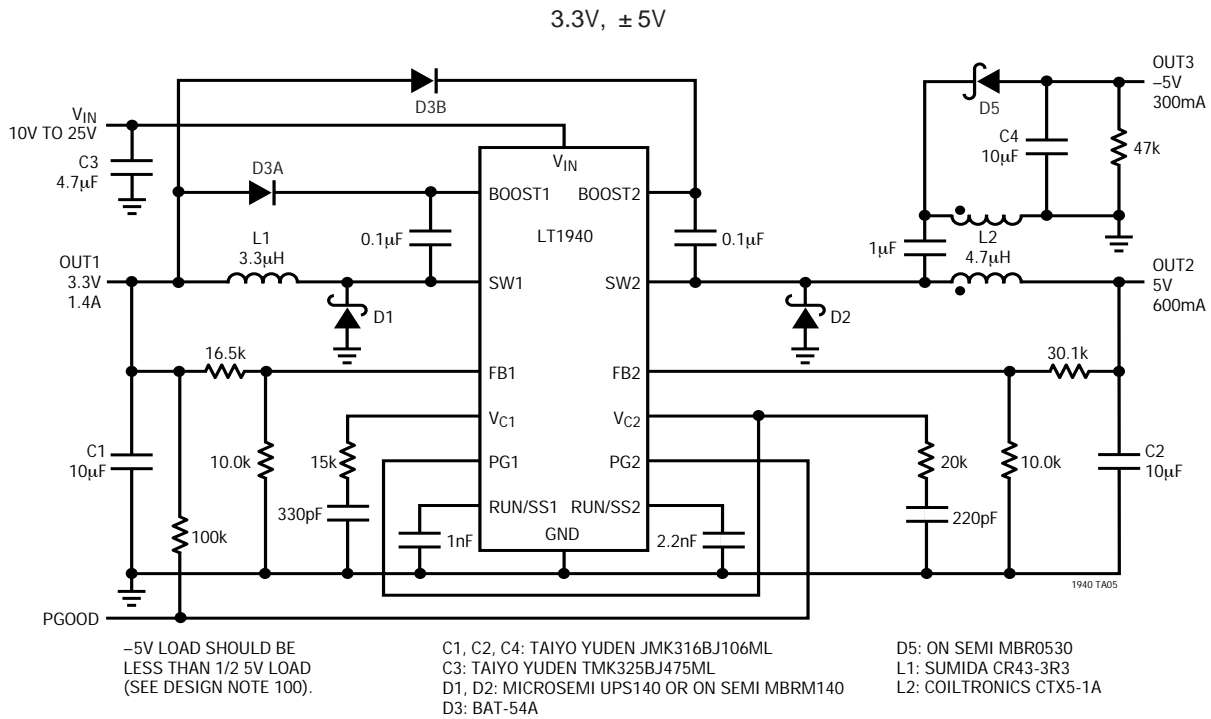


標準的応用例

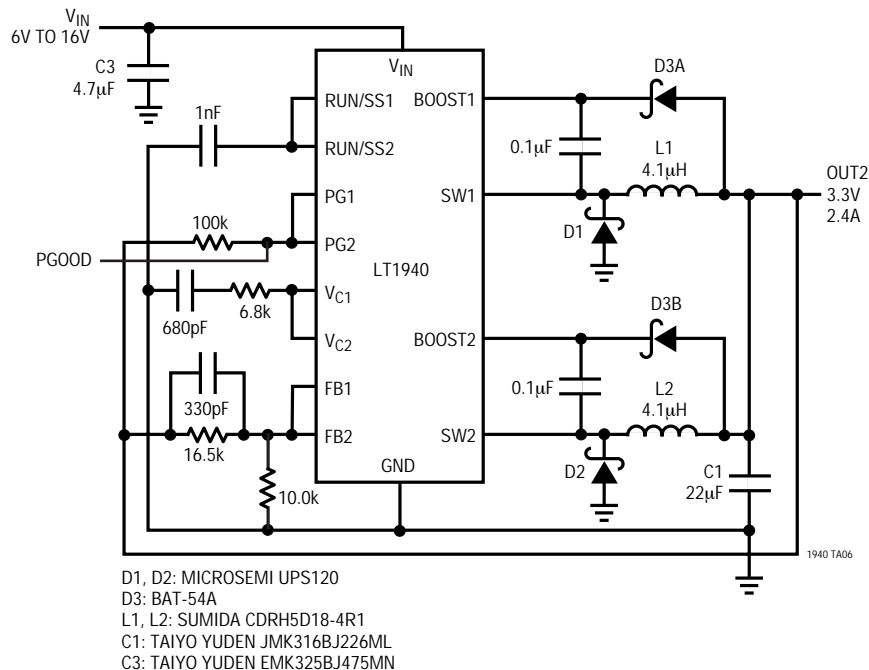
タンタル出力コンデンサを使った5V/3.3V



## 標準の応用例

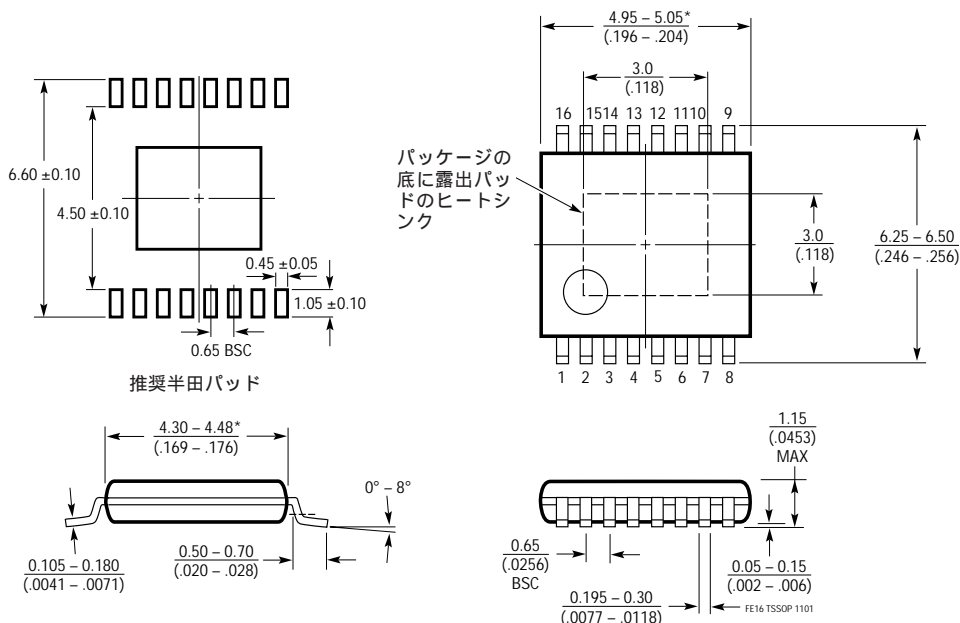


### 低リップル、低プロフィールの12Vから3.3V/2.4A 最大高さ = 2.1mm



パッケージ寸法

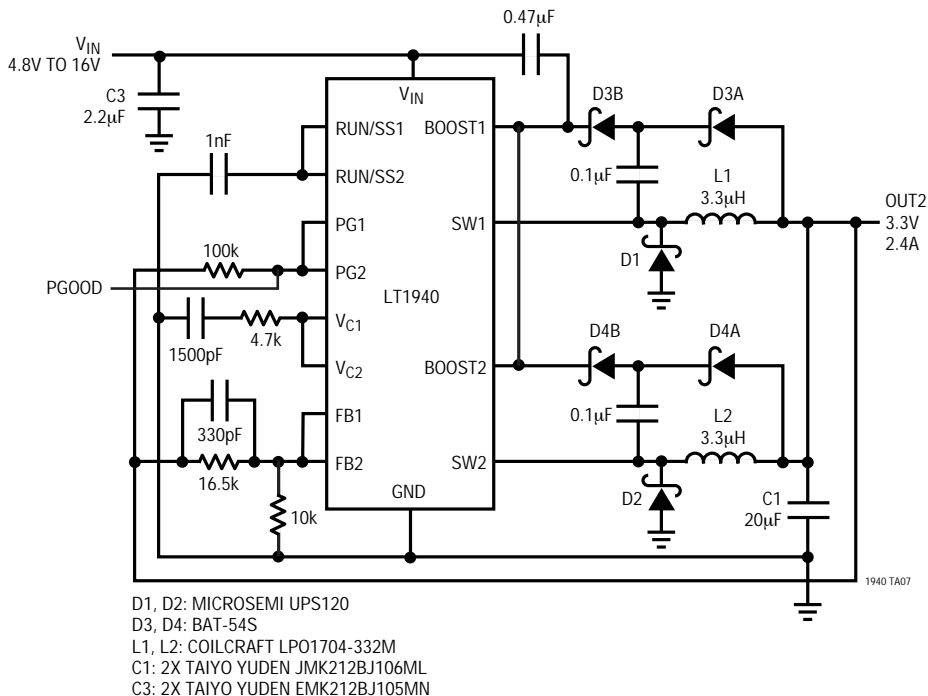
FEパッケージ  
16ピン・プラスチックTSSOP(4.4mm)  
(Reference LTC DWG # 05-08-1663,  
Exposed Pad Variation BA)



- NOTE :
- 標準寸法：ミリメートル
  - 寸法は ミリメートル (インチ)
  - 図は実寸とは異なる  
\*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 $0.150\text{mm}$  (  $0.006''$  ) を超えないこと

## 標準的応用例

低リップル、低プロフィールの5Vから3.3V/2.4A  
最大高さ = 1.4mm



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1616	600mA、1.4MHz降圧DC/DCコンバータ	6ピンThinSOT™パッケージ
LTC1628	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	デュアル同期式コントローラ
LT1676/LT1776	広入力範囲、降圧スイッチング・レギュレータ	60V入力、0.7A内部スイッチ
LT1763	500mA、低ノイズ、LDOレギュレータ	20µV <sub>RMS</sub> 、I <sub>Q</sub> = 30µA、8ピンSOパッケージ
LT1765	3A、1.25MHz降圧DC/DCコンバータ	8ピンSOパッケージ
LT1766	広入力範囲、降圧スイッチング・レギュレータ	60V入力、1.5A内部スイッチ
LT1767	1.5A、1.25MHz降圧DC/DCコンバータ	8ピンMSOPパッケージ
LTC1772	固定周波数降圧コントローラ、ThinSOT	高電流、100%デューティ・サイクル
LT1930	1.2MHz昇圧DC/DCコンバータ、ThinSOT	1A、36V内部スイッチ
LT1962	300mA、低ノイズ、LDOレギュレータ	20µV <sub>RMS</sub> 、I <sub>Q</sub> = 30µA、8ピンMSOPパッケージ
LT1963	1.5A、低ノイズ、LDOレギュレータ	40µV <sub>RMS</sub> 、高速過渡応答
LTC3404	1.4MHz同期式降圧レギュレータ	高効率、I <sub>Q</sub> = 10µA、8ピンMSOPパッケージ
LTC3411	2MHz、1.25A、同期式降圧DC/DCコンバータ	V <sub>IN</sub> = 2.5V ~ 5V、V <sub>OUT</sub> は0.8Vまで、MS10パッケージ
LT3430	広入力範囲、降圧スイッチング・レギュレータ	60V入力、3A内部スイッチ、TSSOP 16Eパッケージ

ThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。