

消費電流70µAの 36V、4A、1.5MHz同期整流式 降圧スイッチング・レギュレータ

特長

- 広い入力電圧範囲:
 - 3.9V～36V動作
 - 過電圧ロックアウトにより、60Vまでの過渡電圧から回路を保護
- 4Aの最大出力電流
- 30mΩ Nチャネル同期スイッチ内蔵
- 低リップル(<15mVp-p) Burst Mode®動作:
 $I_Q = 70\mu A$ (V_{IN} が12Vで V_{OUT} が3.3Vの場合)
- プログラム可能な低電圧ロックアウト
- 0.8V帰還基準電圧
- 出力電圧:0.8V～20V
- プログラム可能で同期可能な発振器(170kHz～1.5MHz)
- ソフトスタートおよび出力電圧トラッキング
- 短絡耐性が高い
- パワーグッド・フラグ
- 熱特性が改善された小型4mm×6mm QFNパッケージ

アプリケーション

- 車載システム
- 産業用電源
- 分配型電源の安定化

概要

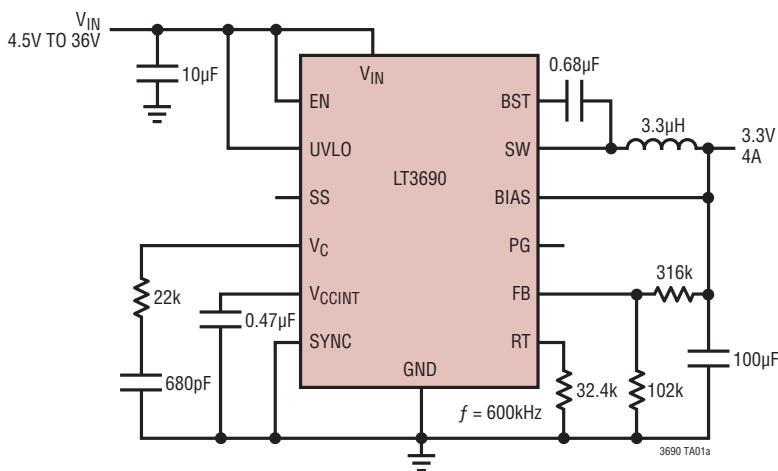
LT®3690は、36Vまでの入力電圧を使用可能な可変周波数モノリシック降圧スイッチング・レギュレータです。高効率の90mΩスイッチに加え、昇圧ダイオード、必要な発振器、制御回路、ロジック回路を1個のチップに搭載しています。30mΩの同期パワー・スイッチを内蔵しているので、効率が向上し、外付けのショットキー・キャッチ・ダイオードが不要です。電流モード方式の採用により、高速過渡応答と優れたループ安定性が得られます。シャットダウン時には入力の消費電流が1µA未満まで減少します。低リップルのBurst Mode動作により、標準的なアプリケーションでは出力リップルを15mV未満に抑えながら低出力電流で高効率を維持します。

LT3690は堅牢な動作を特長とし、容易に構成設定可能です。UVLOピンに抵抗分割器を接続すれば、プログラム可能な低電圧ロックアウト機能を実装できます。パワーグッド・フラグは、 V_{OUT} が設定された出力電圧の90%に達していることを知らせます。保護回路はパワー・スイッチを流れる電流を検出して、短絡状態に対してLT3690を保護します。また、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、さらにデバイスを保護します。LT3690は露出パッド付きの4mm×6mm QFNパッケージで供給されるので、熱抵抗を低く抑えることができます。

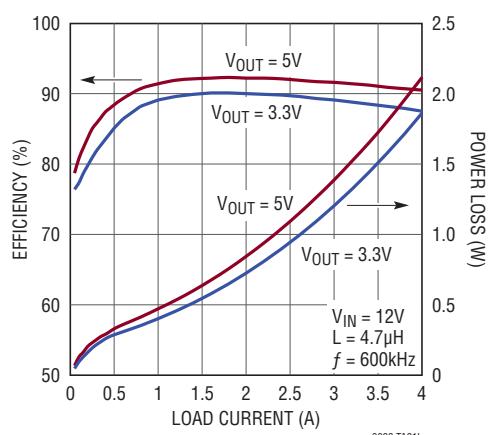
LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology、LinearのロゴおよびBurst Modeはリニアテクノロジー社の登録商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例

3.3V降圧コンバータ



効率および電力損失



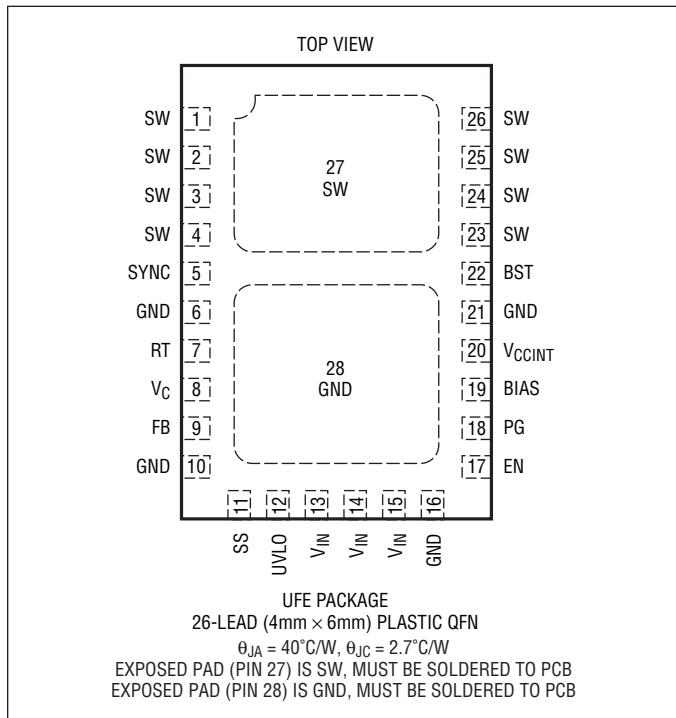
LT3690

絶対最大定格

(Note 1)

EN, UVLO, V _{IN} ピンの電圧 (Note 2)	60V
BST ピンの電圧	55V
SW ピンの電圧を超える BST ピンの電圧	30V
BIAS, PG ピンの電圧	30V
FB, RT, SS, SYNC, V _C , V _{CCINT} ピンの電圧	6V
動作接合部温度範囲 (Note 3, 4)	
LT3690E	-40°C ~ 125°C
LT3690I	-40°C ~ 125°C
LT3690H	-40°C ~ 150°C
LT3690MP	-55°C ~ 150°C
保存温度範囲	-65°C ~ 150°C

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
LT3690EUFE#PBF	LT3690EUFE#TRPBF	3690	26-Lead (4mm × 6mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LT3690IUFE#PBF	LT3690IUFE#TRPBF	3690	26-Lead (4mm × 6mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LT3690HUFE#PBF	LT3690HUFE#TRPBF	3690	26-Lead (4mm × 6mm) Plastic QFN	-40°C to 150°C
LT3690MPUFE#PBF	LT3690MPUFE#TRPBF	3690	26-Lead (4mm × 6mm) Plastic QFN	-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。
非標準の鉛仕上げの製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

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/tapeandreel/> をご覧ください。

電気的特性

●は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ (Note 3, 7)。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
V_{IN} Fixed Undervoltage Lockout		●	3.0	3.9	V	
V_{IN} Overvoltage Lockout OVLO	V_{IN} Rising	●	36	38.2	V	
Quiescent Current from V_{IN}	$V_{EN} = 0.2\text{V}$		0.1	1	μA	
	$V_{BIAS} = 3\text{V}, V_{FB} = 0.85\text{V}$ Not Switching	●	35	60	μA	
	$V_{BIAS} = 0\text{V}, V_{FB} = 0.85\text{V}$ Not Switching		110	150	μA	
Quiescent Current from BIAS Pin	$V_{EN} = 0.2\text{V}$		0.1	1	μA	
	$V_{BIAS} = 3\text{V}, V_{FB} = 0.85\text{V}$ Not Switching	●	70	110	μA	
	$V_{BIAS} = 0\text{V}, V_{FB} = 0.85\text{V}$ Not Switching		-3	-10	μA	
Boost Schottky Diode Drop ($V_{BIAS} - V_{BST}$)	$I_{BIAS} = 200\text{mA}$		820	950	mV	
BST Voltage (Note 5) ($V_{BST} - V_{SW}$)	Minimum BOOST Voltage Above SW, $I_{SW} = 4\text{A}$	●	1.6	2.3	V	
BST Pin Current	$I_{SW} = 4\text{A}$		70	140	mA	
BST Pin Leakage	$V_{SW} = 12\text{V}, V_{BIAS} = 0\text{V}$		0.1	6	μA	
HS Switch Drop ($V_{IN} - V_{SW}$)	$I_{SW} = 4\text{A}$		370	600	mV	
HS Switch Current Limit (Note 6)			5.5	6.6	A	
HS Switch Leakage Current	$V_{SW} = 0\text{V}$		0.1	2	μA	
HS Minimum Switch Off-Time		●		210	ns	
LS Switch Off Voltage Drop	$I_{SW} = 4\text{A}$		700	850	mV	
LS Switch On-Resistance	$I_{SW} = 4\text{A}, V_{CCINT} = 5\text{V}$		30	60	$\text{m}\Omega$	
LS Switch On-Resistance	$I_{SW} = 4\text{A}, V_{CCINT} = 4\text{V}$		30	90	$\text{m}\Omega$	
LS Switch Current Threshold			4	5	6.5	A
LS Switch Leakage Current	$V_{EN} = 0\text{V}, V_{SW} = 12\text{V}, V_{BST} = 12\text{V}$		0.1	10	μA	
	$V_{EN} = 0\text{V}, V_{SW} = 12\text{V}, V_{BST} = 12\text{V}, T_J = 125^\circ\text{C}$			95	μA	
V_{CCINT} Pin Output Voltage	$I_{VCCINT} = 0\mu\text{A}$		4.3	4.9	V	
V_{CCINT} Pin Output Voltage	$I_{VCCINT} = -10\text{mA}$		4.2	4.8	V	
EN Input Current	$V_{EN} = 12\text{V}$		8	15	μA	
	$V_{EN} = 2.5\text{V}$		2.5	6	μA	
EN Input Voltage, Enable			1.5		V	
EN Input Voltage, Disable				0.4	V	
UVLO Threshold Voltage			1.1	1.33	V	
UVLO Pin Current	$V_{UVLO} = 1.33\text{V}$			-2.0	-3.8	μA
UVLO Pin Current	$V_{UVLO} = 1.1\text{V}$			0.1	1	μA
UVLO Pin Current Hysteresis	$ I_{UVH} - I_{UVL} $		1.2	2	2.8	μA
Pull-Up Current at SS Pin	$V_{SS} = 0.8\text{V}$		-1.2	-2	-2.8	μA
Tracking Offset ($V_{SS} - V_{FB}$)	$V_{SS} = 0.4\text{V}$		-4	7	15	mV
SYNC Input Voltage High			0.8		V	
SYNC Input Voltage Low				0.4	V	
SYNC Input Resistance to GND			150	300	600	$\text{k}\Omega$
SYNC Input Frequency			0.17		1.5	MHz
Feedback Reference Voltage		●	792	800	808	mV
			786	800	814	mV
FB Pin Bias Current Flows Out of Pin	$V_{FB} = 800\text{mV}$	●	-8	-40	nA	
FB Voltage Line Regulation	$3.6\text{V} < V_{IN} < 36\text{V}$		0.001	0.01	%/V	

電気的特性

●は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ (Note 3, 7)。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
PG Threshold as Percentage of V_{FB}	V_{FB} Rising	88	90	92	%
PG Hysteresis			12		mV
PG Sink Current	$V_{PG} = 0.3\text{V}$	●	100	500	μA
PG Leakage	$V_{PG} = 5\text{V}$		0.1	1	μA
Error Amplifier Transconductance			400		$\mu\text{A/V}$
Error Amp Voltage Gain			60		dB
V_C Source Current			-50		μA
V_C Sink Current			50		μA
V_C Pin to Switch Current Gain			4.6		A/V
Transconductance					
V_C Switching Threshold			0.7		V
V_C Clamp Voltage			2.0		V
Programmable Switching Frequency	$R_T = 10\text{k}\Omega$	1.32	1.5	1.68	MHz
	$R_T = 24.9\text{k}\Omega$	660	750	840	kHz
	$R_T = 180\text{k}\Omega$	122	138	154	kHz

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: ENピン、UVLOピン、および V_{IN} ピンの絶対最大電圧は連続動作では36V、 $T_J < 125^\circ\text{C}$ での1秒間の非反復性過渡では60Vである。

Note 3: LT3690Eは、 $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の接合部温度で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LT3690Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で保証されている。LT3690H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いる。LT3690MPは $-55^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の全動作温度範囲で保証されている。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°C を超えると、動作寿命は短くなる。

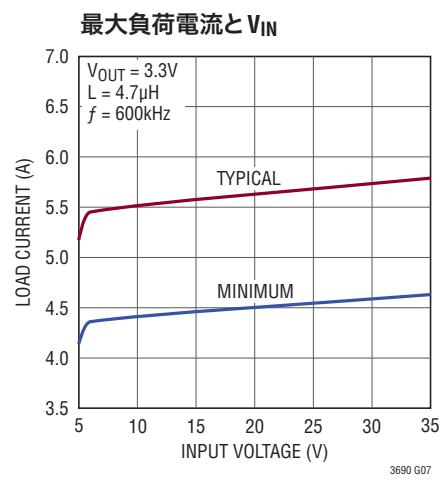
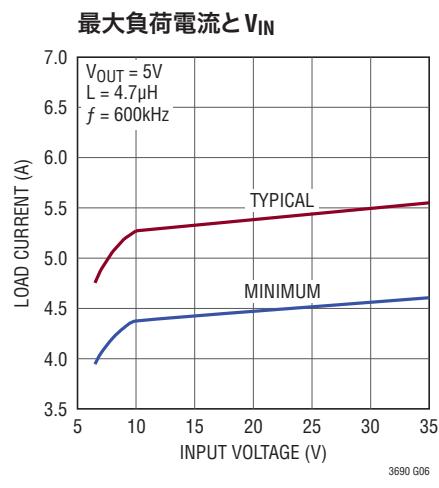
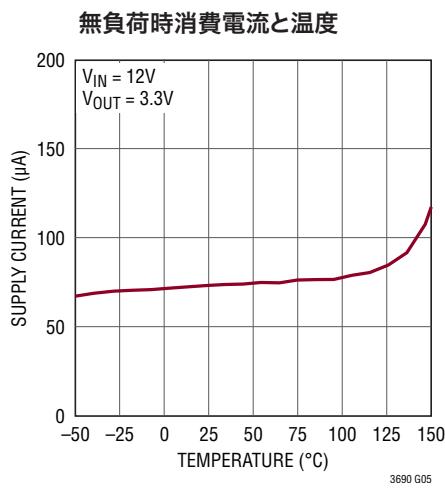
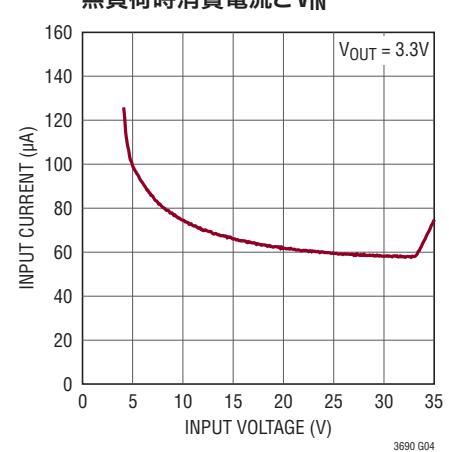
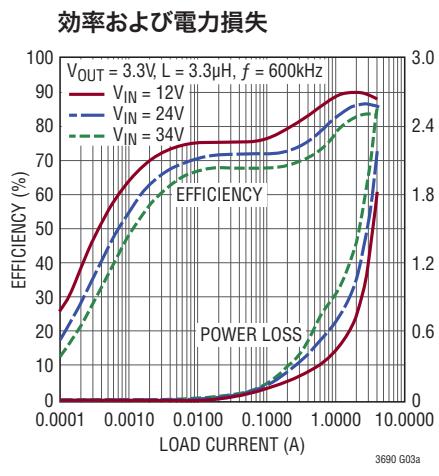
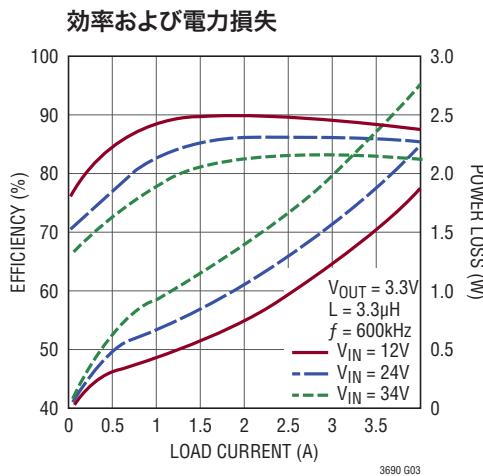
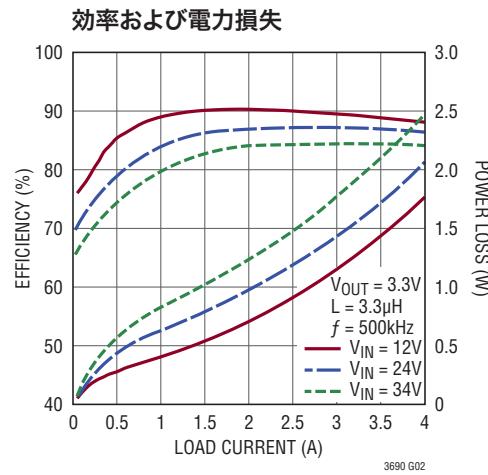
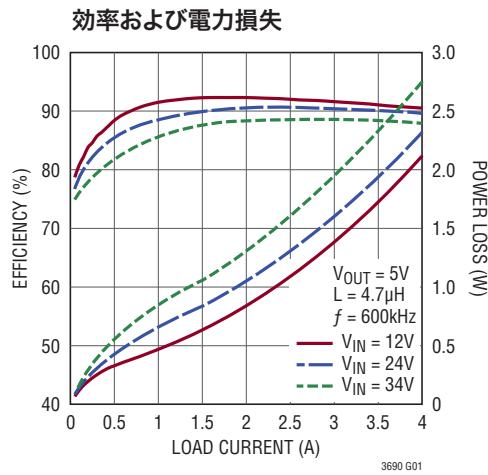
Note 4: このデバイスには短時間の過負荷状態の間デバイスを保護するための過温度保護機能が備わっている。過温度保護がアクティブなとき、接合部温度は最大動作接合部温度を超える。規定された最大動作接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なう恐れがある。

Note 5: これは、スイッチの完全な飽和を補償するために必要な昇圧コンデンサ両端の最小電圧である。

Note 6: 設計か、静的テストとの相関によって保証されている電流制限値。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値が低下する。帰還電圧が基準電圧より低いと、電流制限値は低下する。

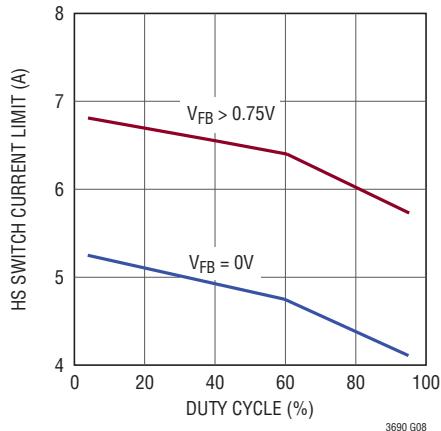
Note 7: 電圧はGNDを基準にしており、電流はピンに流れ込む場合に正とみなされる。負の大きさは最大として示される。

標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

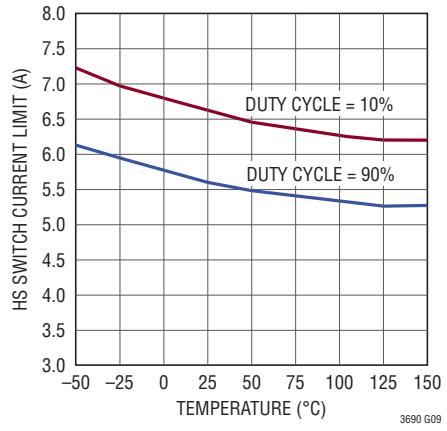


標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

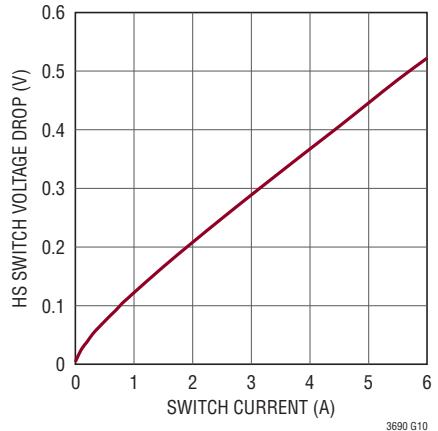
スイッチ電流制限と
デューティ・サイクル



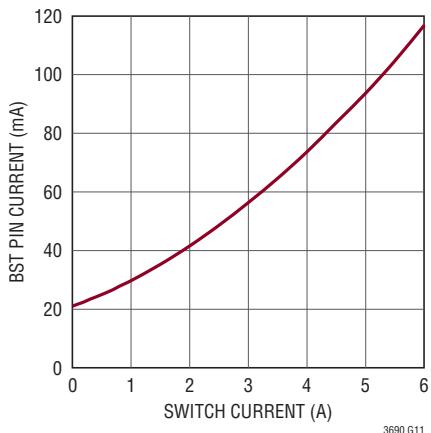
スイッチ電流制限と温度



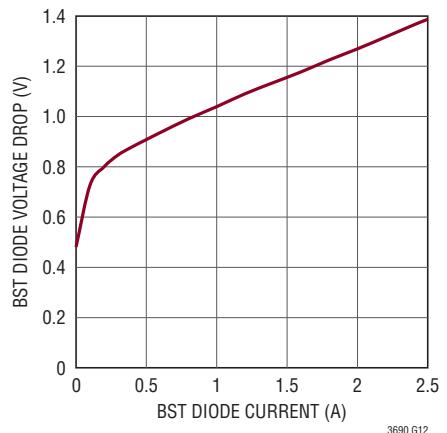
スイッチの電圧降下と I_{SW}



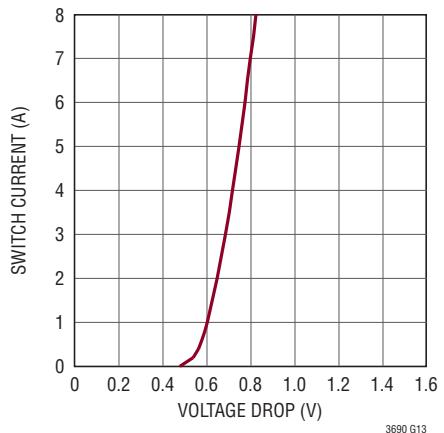
BSTピンの電流と I_{SW}



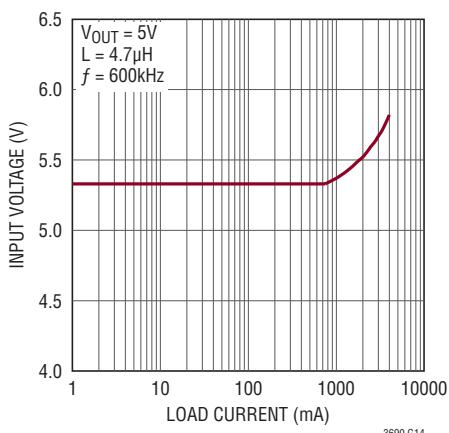
昇圧ダイオードの電圧降下
($V_{BIAS} - V_{BST}$)と I_{BST}



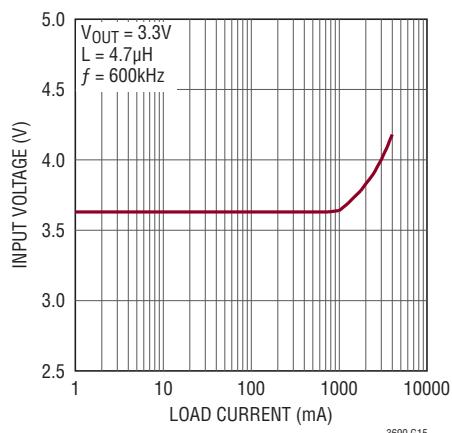
キャッチ・ダイオードの電圧降下
($V_{GND} - V_{SW}$)と I_{SW}



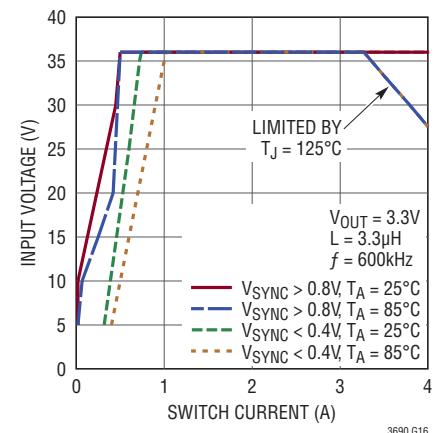
最小入力電圧と負荷電流



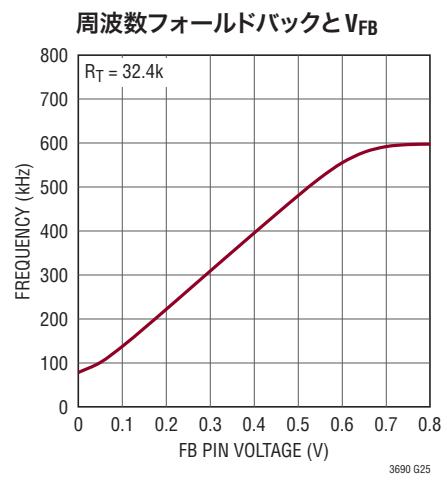
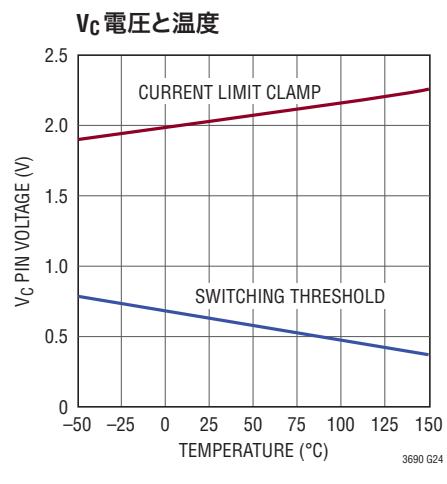
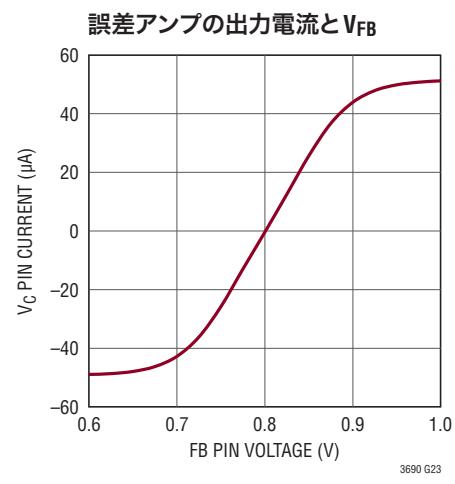
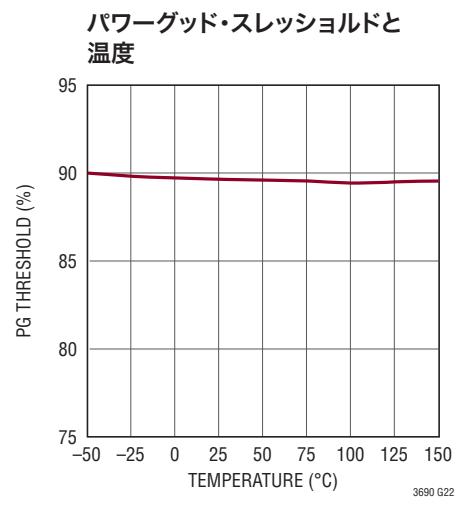
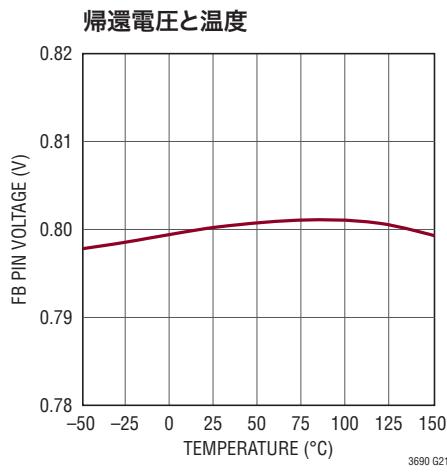
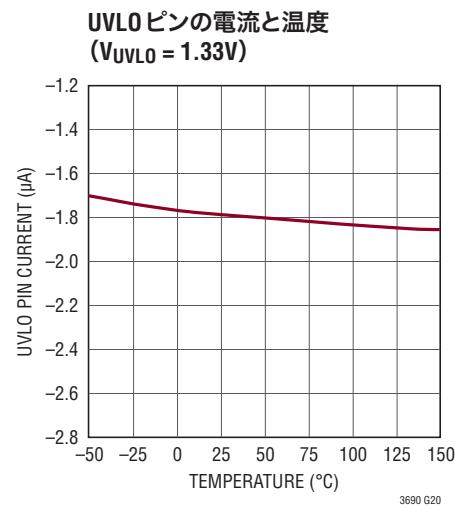
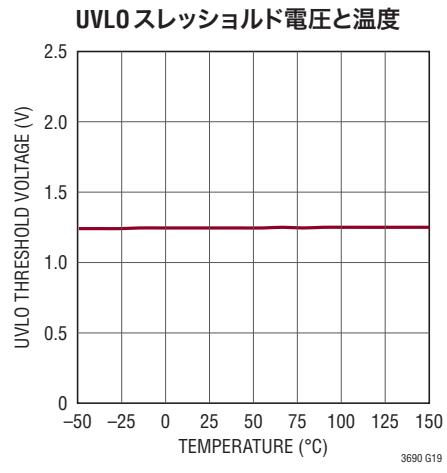
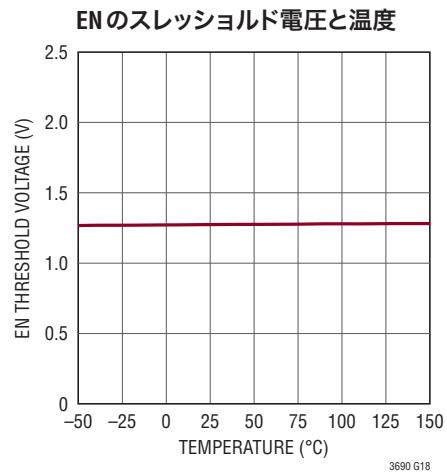
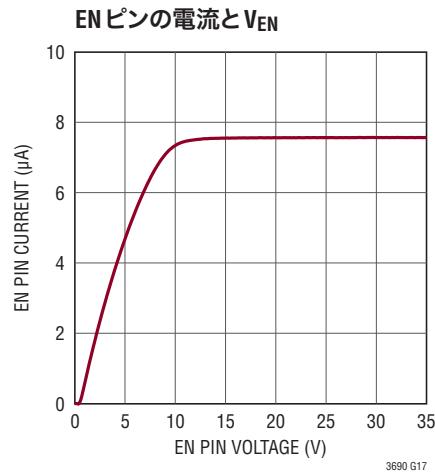
最小入力電圧と負荷電流



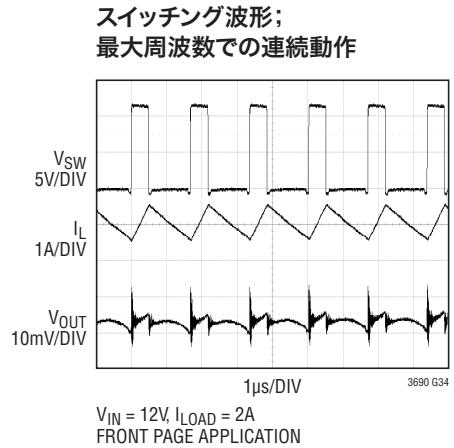
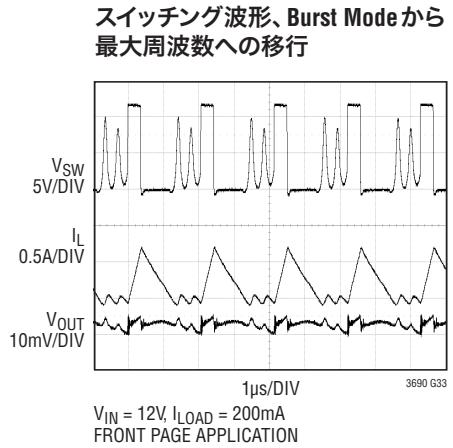
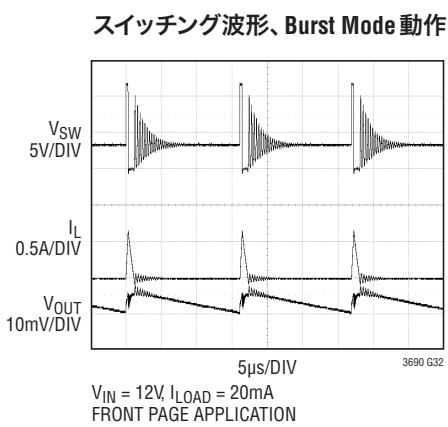
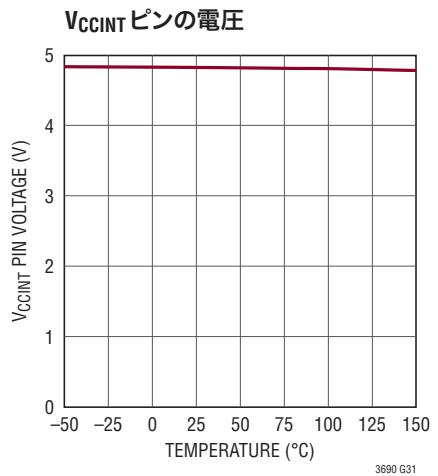
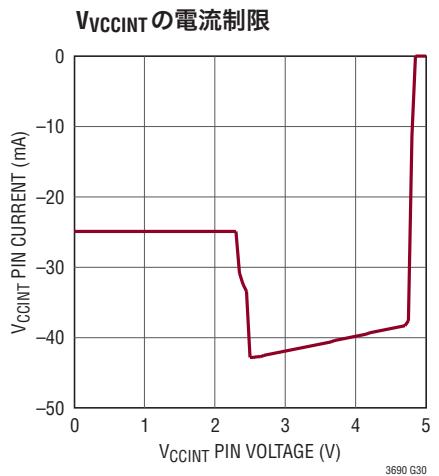
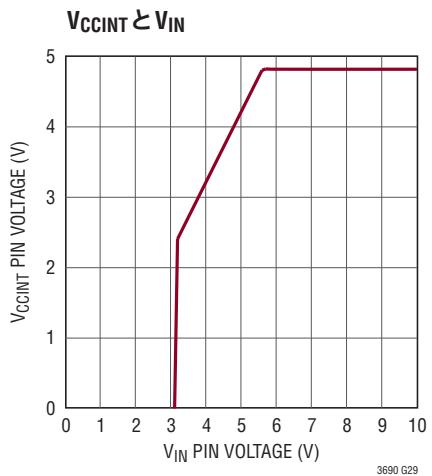
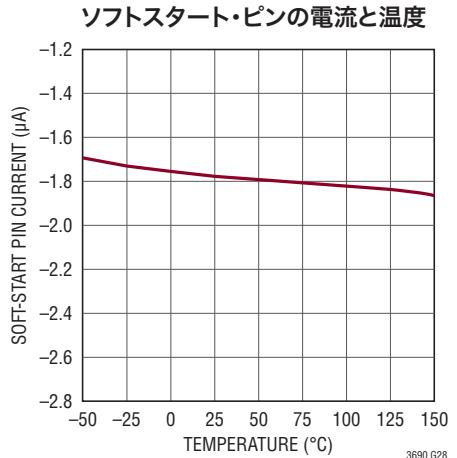
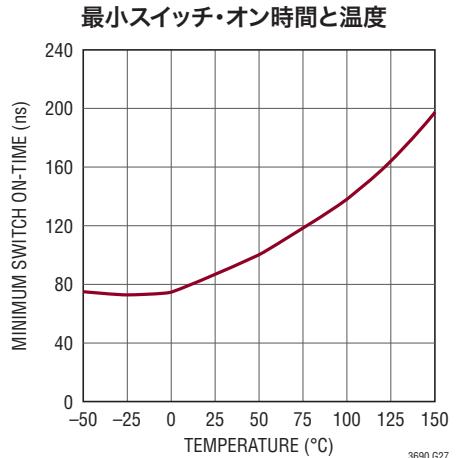
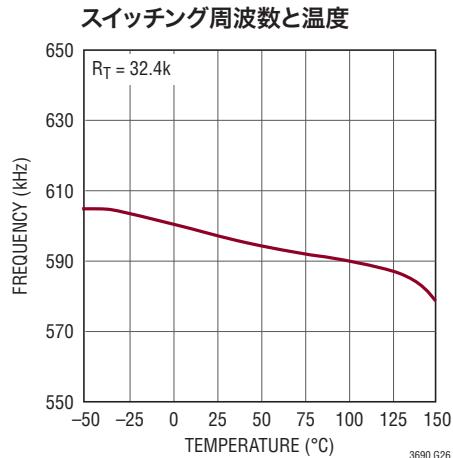
固定周波数の場合の最大 V_{IN}



標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。



標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。



ピン機能

SW(ピン1～4、23～26、露出パッドのピン27) : SWピンは、内蔵のハイサイドNPNパワー・スイッチ(HS)のエミッタ出力と、ローサイド・パワーNチャネル・スイッチ(LS)のドレイン出力です。このピンはインダクタと昇圧コンデンサに接続します。このピンは、PWMデューティ・サイクルのオン時間の間に、HSスイッチによって V_{IN} 電圧までドライブされます。オフ時間の間は、インダクタ電流がSWピンを負にドライブします。この負電圧はLSスイッチのオン抵抗と内蔵のショットキー・ダイオードによって固定されます。

露出パッドはSWピン1～4、23～26に内部で接続されます。熱抵抗を減らすため、広い銅領域に半田付けしてください。

SYNC(ピン5) : SYNCピンは内部発振器を外部信号に同期させるために使用します。このピンは直接のロジック互換であり、デューティ・サイクルが20%～80%の任意の信号でドライブできます。同期範囲は170kHz～1.5MHzです。詳細については、「アプリケーション情報」のセクションの「同期」のセクションを参照してください。SYNCピンを同期に使用しない場合は、グランドに接続して低リップルBurst Mode動作を選択するか、出力電圧に接続して標準のPWMモードを選択できます。

RT(ピン7) : 発振器の抵抗入力です。このピンからグランド(ピン10)に抵抗を接続してスイッチング周波数を設定します。

V_C(ピン8) : V_Cピンは内部誤差アンプの出力です。このピンの電圧がピーク・スイッチ電流を制御します。制御ループを補償するため、RC回路網をこのピンからグランドに接続します。

FB(ピン9) : LT3690はFBピンを0.8Vに安定化します。帰還抵抗分割器のタップをこのピンに接続します。抵抗分割器には、隣接するグランド・ピン(ピン10)を推奨します。

SS(ピン11) : SSピンはソフトスタート機能またはトラッキング機能を実現するために使用します。内部の2μA プルアップ電流 I_{SS} と、このピンに接続されている外付けコンデンサの組み合わせによって電圧ランプが発生します。出力電圧はこの電圧をトラッキングします。トラッキングを行う場合は、抵抗分割器をトラッキング対象出力からこのピンへ接続します。低電圧、過電圧、およびサーマル・シャットダウン時に、出力電圧がパワーグッド・スレッショルドより低くなり、出力電圧がソフトスタート動作で再起動する場合、SSピンは“L”になります。このピンを使用しない場合は、開放状態のままにしてください。

UVLO(ピン12) : 低電圧ロックアウト・スレッショルドを設定するには、 V_{IN} 、UVLO、およびGND間に抵抗分割器を接続します。UVLOピンのスレッショルドは、精確に1.25Vです。電圧がスレッショルドより高い場合、デバイスは通常どおり動作します。電圧がスレッショルドより低いと、デバイスは低消費電流の状態になります。詳細については、「アプリケーション情報」のセクションの「低電圧ロックアウト」のセクションを参照してください。

V_{IN}(ピン13、14、15) : V_{IN}ピンはLT3690の内部レギュレータと内蔵のパワー・スイッチに電流を供給します。このピンはローカルにバイパスする必要があります。

EN(ピン17) : EN入力は、LT3690をシャットダウン・モードにするのに使用します。LT3690をシャットダウンするには、GNDに接続します。通常動作時は1.5V以上の電圧に接続します。

PG(ピン18) : 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ピンが最終安定化電圧の10%以内に入るまで“L”的ままであります。PG出力は、V_{IN}が3.9Vより高く、ENが“H”的ときに有効です。

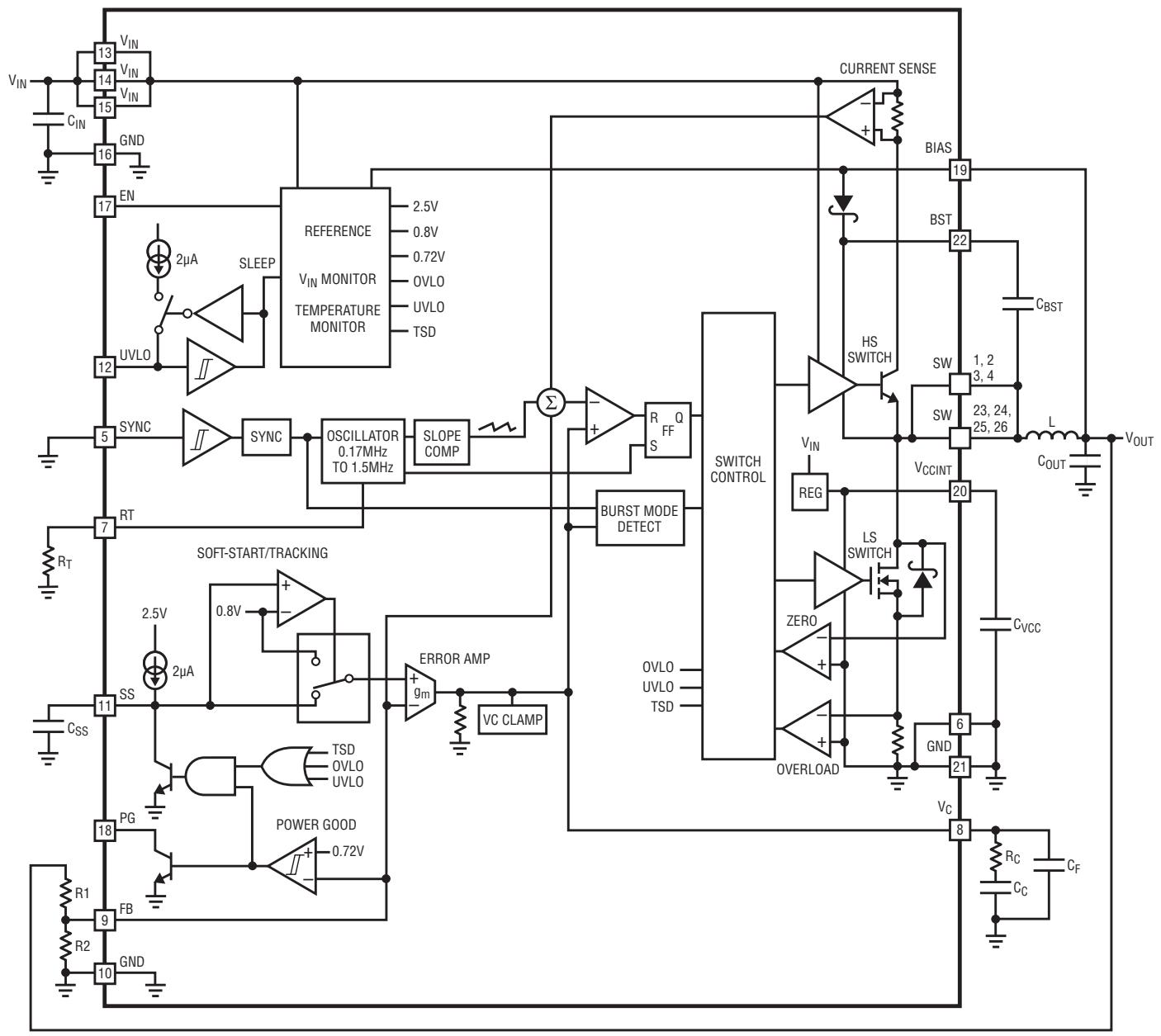
BIAS(ピン19) : このピンは、内蔵の昇圧ショットキー・ダイオードのアノードに接続されています。BIASはLT3690の内部レギュレータにも電流を供給します。このピンは、3Vより高い利用可能な最低電圧の電圧源(通常はV_{OUT})に接続してください。このピンは10nFでローカルにバイパスする必要があります。

V_{CCINT}(ピン20) : V_{CCINT}は、同期パワーDMOSトランジスタ・ドライバの内部生成電源の出力です。外付けコンデンサC_{VCC}をこのピンとグランド(ピン21)との間に接続して、LSスイッチの内部電源をバッファする必要があります。

BST(ピン22) : このピンは、外付けの昇圧コンデンサとともに、入力電圧V_{IN}より高いドライブ電圧を内蔵のバイポーラNPNパワー・スイッチに供給するのに使用します。

GND(露出パッドのピン28、ピン6、10、16、21) : グランドです。露出パッドはGNDピン6、10、16、および21に内部で接続されています。熱抵抗を減らすため、広い銅領域に半田付けしてください。

機能ブロック図



3690 BD

動作

LT3690は、固定周波数の電流モード降圧レギュレータです。発振器(周波数は R_T で設定)によってRSフリップ・フロップがイネーブルされ、内部のハイサイド(HS)パワー・スイッチがオンします。アンプおよびコンパレータが V_{IN} ピンとSWピンの間を流れる電流をモニタし、この電流が V_C の電圧によって決まるレベルに達すると、RSフリップ・フロップとHSスイッチをオフにします。

ハイサイド・スイッチがオフの間インダクタ電流はキャッチ・ダイオードとオンしたローサイド(LS)スイッチを通って流れ、発振器の次のクロック・パルスによって次のサイクルが開始されるか、またはゼロクロス・コンパレータによってインダクタ電流が低くなり過ぎたことが検出されるまで流れます。これにより、インダクタに反転電流が流れるのが防止されます。

誤差アンプはFBピンに接続された外付けの抵抗分割器を介して出力電圧を測定し、 V_C ピンをサーボ制御します。誤差アンプの出力が増加すると、より多くの電流が出力に流れます。逆に、誤差アンプの出力が減少すると、流れる電流は少なくなります。 V_C ピンのアクティブ・クランプによって電流制限が行われます。

SSノードは誤差アンプの補助入力として機能します。SSが0.8Vより高くなるまでは、FBの電圧はSS電圧にサーボ制御されます。ソフトスタートは、内部の定電流で充電される外付けの C_{SS} を使用してSSピンで電圧ランプを発生することによって実現されます。代わりに、追尾する電圧とグランドとの間の抵抗分割器にSSピンを接続すると、トラッキング機能が実現されます。

内部レギュレータは制御回路に電力を供給します。このバイアス・レギュレータは、通常 V_{IN} ピンから電力を供給されますが、3Vより高い外部電圧にBIASピンが接続されると、バイアス電力は外部電圧源(通常は安定化出力電圧)から供給されるようになります。これにより効率が改善されます。

ENピンは、LT3690をシャットダウン状態にして出力を切り離し、入力電流を $1\mu A$ 未満に減らす場合に使用します。コンパレータがUVLO入力をモニタします。 V_{IN} に接続されている外付けの抵抗分割器により、起動スレッショルドおよびヒステリシスが設定されます。使用しない場合は、入力を1.5Vより高い電圧か V_{IN} に接続してください。

HSスイッチ・ドライバは入力またはBSTピンのいずれかから動作します。入力電源より高い電圧をBSTピンに発生させるには、外付けコンデンサを使用します。これにより、ドライバは内蔵のバイポーラNPNパワー・スイッチを完全に飽和させ、高い効率で動作させることができます。

同期してドライブされるNチャネル・トランジスタ(LSスイッチ)とキャッチ・ダイオードとの並列接続により、ソリューション全体のサイズが小さくなり、効率が改善されます。内部の過負荷コンパレータ回路は、LSスイッチを流れる電流をモニタし、電流が大きすぎる(公称5A超)場合は新しいスイッチ・パルスの生成を遅らせます。また、このメカニズムは、短絡状態および過負荷状態の間、インダクタを流れる電流を制御することによってデバイスを保護します。短絡保護されたレギュレータ(V_{CCINT})は、LSドライバに電力を供給します。LSスイッチは、 V_{CCINT} 電圧が3.8Vより高い場合のみ動作します。

効率をさらに最適化するため、LT3690は軽負荷状態ではBurst Mode動作に自動的に切り替わります。バーストとバーストの間では、出力スイッチの制御に関連したすべての回路がシャットダウンし、標準アプリケーションでは入力電源電流が $70\mu A$ に低下します。SYNCピンの電圧を0.8Vより高くすると、Burst Mode動作にはなりません。SYNCピンの外部クロック信号の正のエッジに内部発振器が同期するため、結果的にスイッチングが同期します。

FBピンの電圧が低いとき、発振器はLT3690の動作周波数を下げます。この周波数フォールドバックは、起動時および過負荷状態の出力電流を制御するのに役立ちます。

LT3690は、FBピンが安定化電圧値の90%になると作動するパワーグッド・コンパレータを内蔵しています。PG出力は、出力が安定化状態のときはオフするオープン・コレクタ・トランジスタなので、外付け抵抗によりPGピンを“H”に引き上げることができます。パワーグッドは、LT3690がイネーブルされていて V_{IN} が3.9Vより高いときに有効です。

LT3690は、 V_{IN} が38V(標準)を超えるとスイッチング動作をディスエーブルする過電圧保護機能を備えています。スイッチングがディスエーブルされると、LT3690は60Vまでの過渡入力電圧に安全に耐えることができます。

アプリケーション情報

FBの抵抗回路網

出力電圧は出力とFBピンの間に接続した抵抗分割器を使用してプログラムします。次式に従って抵抗の値を選択します。

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

参照名については「ブロック図」を参照してください。出力電圧の精度を保つため、1% 抵抗を推奨します。

スイッチング周波数の設定

LT3690では、固定周波数PWMアーキテクチャを採用しています。このアーキテクチャでは、RTピンからグランドに接続した抵抗を使用して150kHz～1.5MHzの範囲でスイッチングするようにプログラムすることができます。目的のスイッチング周波数を設定するのに必要な R_T の値を表1に示します。

表1. スイッチング周波数と R_T の値

スイッチング周波数(MHz)	R_T の値(kΩ)
0.15	164
0.2	117
0.3	72.9
0.4	52.2
0.5	40.2
0.6	32.4
0.7	26.8
0.8	22.7
0.9	19.6
1.0	17.0
1.1	15.0
1.2	13.3
1.3	11.8
1.4	10.6
1.5	9.59

動作周波数のトレードオフ

動作周波数の選択には、効率、部品サイズ、最小損失電圧、および最大入力電圧の間のトレードオフがあります。高周波数動作の利点は小さな値のインダクタとコンデンサを使うことができることです。不利な点は、効率が下がり、最大入力電圧が下がり、損失電圧が大きくなることです。与えられたアプリケーションの最高許容スイッチング周波数($f_{SW(MAX)}$)は次のように計算することができます。

$$f_{SW(MAX)} = \frac{V_{OUT} + V_{LS}}{t_{ON(MIN)} \cdot (V_{IN} - V_{SW} + V_{LS})}$$

ここで、 V_{IN} は標準入力電圧、 V_{OUT} は出力電圧、 V_{LS} はLSスイッチの電圧降下(最大負荷で0.12V)、 V_{SW} は内蔵スイッチの電圧降下(最大負荷で0.37V)です。この式は、高い V_{IN}/V_{OUT} 比に対応するには、低めのスイッチング周波数が必要であることを示しています。また、「入力電圧範囲」のセクションで示されているように、周波数を下げると、損失電圧を下げることができます。LT3690のスイッチには有限の最小オン時間と最小オフ時間があるため、入力電圧範囲はスイッチング周波数に依存します。内部のタイマにより、スイッチは、1サイクル当たり少なくとも $t_{OFF(MIN)}$ の間、強制的にオフ状態に切り替えられます。このタイマの全温度範囲にわたる最大値は、210nsです。これに対して、パワー・スイッチのオフに付随した遅延により、スイッチがオフになるまでには最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ が必要になります。 $t_{ON(MIN)}$ の全温度範囲にわたる最大値は、210ns($T_J > 125^\circ\text{C}$ の場合は250ns)です。最小オン時間と最小オフ時間を考慮すると、達成できる最小と最大のデューティ・サイクルは次のようになります。

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

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

ここで、 f_{SW} はスイッチング周波数、 $t_{ON(MIN)}$ は最小スイッチ・オン時間(210ns; $T_J > 125^\circ\text{C}$ の場合は250ns)、 $t_{OFF(MIN)}$ は最小スイッチ・オフ時間(210ns)です。これらの式は、スイッチング周波数が低下するにつれ、デューティ・サイクルの範囲が増加することを示しています。

スイッチング周波数の選択が適切だと、適切な入力電圧範囲が可能になり(「入力電圧範囲」のセクションを参照)、インダクタとコンデンサの値が小さく保たれます。

アプリケーション情報

入力電圧範囲

最小入力電圧は、LT3690の3.9V ($V_{BIAS} > 3V$) という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(「動作周波数のトレードオフ」のセクションの式を参照)。デューティ・サイクルのリミットによる最小入力電圧は次のとおりです。

$$V_{IN(MIN)} = \frac{V_{OUT} + V_{LS}}{1 - f_{SW} \cdot t_{OFF(MIN)}} - V_{LS} + V_{SW}$$

ここで、 $V_{IN(MIN)}$ は最小入力電圧、 $t_{OFF(MIN)}$ は最小スイッチ・オフ時間(210ns)です。スイッチング周波数が高いほど、最小入力電圧が増加することに注意してください。損失電圧を小さくする場合は、低いスイッチング周波数を使用します。

LT3690 アプリケーションの最大入力電圧は、スイッチング周波数、 V_{IN} ピンと BST ピンの絶対最大定格、および動作モードに依存します。LT3690 は 36V までの連続入力電圧で動作可能です。動作接合部温度が 125°C より低い場合は、60V までの入力過渡電圧に耐えます。ただし、 $V_{IN} > V_{OVLO}$ (標準 38V) の範囲では、LT3690 はスイッチングを停止するため、出力が安定化状態から外れることに注意してください。

スイッチング周波数と出力電圧が既に固定されている特定のアプリケーションでは、そのアプリケーションの最適出力電圧リップルを保証する最大入力電圧は、次式を適用して求めることができます。

$$V_{IN(MAX)} = \frac{V_{OUT} + V_{LS}}{f_{SW} \cdot t_{ON(MIN)}} - V_{LS} + V_{SW}$$

ここで、 $V_{IN(MAX)}$ は最大動作入力電圧、 V_{OUT} は出力電圧、 V_{LS} は LS スイッチの電圧降下(最大負荷で 0.12V)、 V_{SW} は内蔵スイッチの電圧降下(最大負荷で 0.37V)、 f_{SW} は(RT で設定される)スイッチング周波数、 $t_{ON(MIN)}$ は最小スイッチ・オン時間(210ns; $T_J > 125^\circ\text{C}$ の場合は 250ns)です。スイッチング周波数が高いほど最大動作入力電圧が減少することに注意

してください。逆に、高い入力電圧で最適動作を実現するには、スイッチング周波数を低くする必要があります。最大動作電圧は 36V(最小過電圧ロックアウト・スレッショルド)です。

出力が起動時や短絡などの過負荷状態のときは特に注意が必要です。こうした場合、LT3690 は、電流を出力負荷にドライブすることによって出力を安定状態にしようとしています。これらの事象の間、特にスイッチが既に最小オン時間で動作している場合に、インダクタのピーク電流は LT3690 の最大電流リミットに簡単に到達し、さらにそれを超えることさえあります。インダクタの谷電流が I_{PSDLIM} (公称 5A) を超えると、LS スイッチを流れる電流をモニタしている回路により、HS スイッチが再びオンになるのが防止されます。したがって、これらの場合、インダクタのピーク電流は、LT3690 の最大電流リミットに、最小オン時間によるターンオフ遅延の間の追加電流オーバーシュートを加えたものになります。

$$I_{L(Peak)} = 8A + \frac{V_{IN(MAX)} - V_{OUTOL}}{L} \cdot t_{ON(MIN)}$$

ここで、 $I_{L(Peak)}$ はピーク・インダクタ電流、 $V_{IN(MAX)}$ は最大予想入力電圧、 L はインダクタの値、 $t_{ON(MIN)}$ は最小オン時間、 V_{OUTOL} は過負荷状態での出力電圧です。ピーク・インダクタ電流が 9A を超えない限り、デバイスは、これらの条件での長時間動作が十分可能なほど堅牢です。インダクタ電流の飽和および過度の接合部温度により、性能がさらに制限されることがあります。

出力が安定化状態にあり、短絡、起動、または過負荷の事象が予想されていない場合は、スイッチング周波数に関係なく、 V_{OVLO} までの入力過渡電圧を許容できます。この場合、LT3690 は、出力を安定化状態に保つためにいくつかのスイッチング・パルスをスキップするパルス・スキップ動作に入る可能性があります。このモードでは、出力電圧リップルとインダクタ電流リップルが通常動作時より高くなります。

アプリケーション情報

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、次の値が適切です。

$$L = (V_{OUT} + V_{LS}) \cdot \frac{0.67\text{MHz}}{f_{SW}}$$

ここで、 V_{LS} はローサイド・スイッチの電圧降下(0.12V)、 f_{SW} の単位はMHz、Lの単位は μH です。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30%以上大きくなります。最高の効率を得るには、直列抵抗(DCR)を 0.03Ω より小さくします。表2に、適しているタイプといくつかのメーカーを示します。

表2. インダクタのメーカー

VENDOR	URL	PART SERIES
Murata	www.murata.com	LQH6P
TDK	www.tdk.com	CLF10040T SLF10165T
Toko	www.toko.com	DEM8045C FDVE1040
Coilcraft	www.coilcraft.com	MSS1048
Sumida	www.sumida.com	CDRH8D43 CDRH105R
Vishay	www.vishay.com	IHLP-2525EZ

特定のアプリケーションに最適なインダクタは、この簡単な設計ガイドで示されているものと異なることがあります。インダクタの値を大きくすると最大負荷電流が増加し、出力電圧リップルが減少します。実際の負荷が最大負荷電流より小さい場合は、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。こうすることにより、物理的に小型のインダクタ、またはDCRの低いインダクタを使用できるため、効率が高くなります。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。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。最大負荷電流がさらに減少します。最大出力電流および不連続モード動作の詳細については、「アプリケーションノート44」を参照してください。

最後に、50%を超えるデューティ・サイクル($V_{OUT}/V_{IN} > 0.5$)の場合は、低調波発振を防止するために次のような最小のインダクタンスが必要です。

$$L_{MIN} = (V_{OUT} + V_{LS}) \cdot \frac{0.42\text{MHz}}{f_{SW}}$$

ここで、 V_{LS} はローサイド・スイッチの電圧降下(最大負荷で0.12V)、 f_{SW} の単位はMHz、 L_{MIN} の単位は μH です。

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、出力電流とピーク・トゥ・ピークのインダクタ・リップル電流の半分との和になります。LT3690は、デバイス自体とシステムを過負荷フォールトから保護するためにピーク・スイッチ電流を制限します。したがって、LT3690が供給する最大出力電流は、スイッチ電流制限、インダクタの値、および入力電圧と出力電圧に依存します。

スイッチがオフのとき、インダクタ両端の電位差は出力電圧とローサイド・スイッチの電圧降下の和になります。この結果、インダクタを流れるピーク・トゥ・ピーク・リップル電流は、次式で求められます。

$$\Delta I_L = \frac{(1-DC)(V_{OUT} + V_{LS})}{(L \cdot f_{SW})}$$

ここで、 f_{SW} はLT3690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式で求められます。

$$I_{SW(PK)} = I_{L(PK)} = I_{OUT} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

出力を安定化状態に保つには、このピーク電流をLT3690のスイッチ電流リミット I_{LIM} より小さくしなければなりません。デューティ・サイクルに対する電流制限の変化については、「標準的性能」のグラフを参照してください。

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、スイッチ電流リミットに近い最大出力電流が可能になります。

アプリケーション情報

インダクタ選択の1つの方法として、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、コストまたはスペースの目標に適合するものを選択します。次に、これらの式を使用して、LT3690が必要な出力電流を供給できるか確認します。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。 I_{OUT} が $\Delta I_L/2$ より小さいと、不連続動作になります。

入力コンデンサ

LT3690回路の入力は、X7RまたはX5Rタイプのセラミック・コンデンサを使用してバイパスします。Y5Vタイプは温度や加えられる電圧が変化すると性能が低下するので使用しないでください。LT3690をバイパスするには $10\mu F$ のセラミック・コンデンサが適切です。このコンデンサは、リップル電流を容易に処理します。低いスイッチング周波数を使用すると、大きな入力容量が必要になることに注意してください。入力電源のインピーダンスが高かったり、長い配線やケーブルによる大きなインダクタンスが存在する場合、追加のバルク容量が必要になることがあります。この容量は、比較的性能の低い電解コンデンサで得られます。

降圧レギュレータには、立ち上がり時間と立ち下がり時間の短いパルス電流が入力電源から流れます。その結果としてLT3690で生じる電圧リップルを減らし、この非常に高い周波数のスイッチング電流を狭いローカル・ループに限定して、EMIを最小限に抑えるため、入力コンデンサが必要です。 $10\mu F$ のコンデンサはこの用途に使えますが、LT3690の近くに配置できる場合に限ります（「PCBレイアウト」のセクションを参照）。入力のセラミック・コンデンサに関する2つ目の注意点は、LT3690の最大入力電圧定格に関することです。入力のセラミック・コンデンサは、トレースやケーブルのインダクタンスと結合して質の良い（減衰の小さな）共振タンク回路を形成します。LT3690の回路を通電中の電源に差し込むと、入力電圧にリンクが生じて公称値の2倍になり、LT3690の電圧最大定格を超える可能性があります。詳細については、「アプリケーションノート88」を参照してください。

出力コンデンサと出力リップル

出力コンデンサには2つの基本的な機能があります。出力コンデンサは、インダクタとともに、LT3690によって生成される方波をフィルタしてDC出力を生成します。この機能では出力

コンデンサが出力リップルを決定するので、スイッチング周波数でのインピーダンスが低いことが重要です。2番目の機能は、過渡的な負荷に電流を供給してLT3690の制御ループを安定化するためにエネルギーを蓄えることです。セラミック・コンデンサの等価直列抵抗(ESR)は非常に小さいため、最高のリップル性能が得られます。出発点としては、次の値が適当です。

$$C_{OUT} = \frac{150}{V_{OUT} \cdot f_{SW}}$$

ここで、 f_{SW} の単位はMHz、 C_{OUT} は推奨出力容量で単位は μF です。出力リップルが小さく、良好な過渡特性を示すX5RまたはX7Rタイプを使用してください。出力に値の大きいコンデンサを使用すると過渡性能を向上できますが、利点を十分引き出すには帰還抵抗 R_1 の両端に位相リード・コンデンサを接続することが必要になる場合があります（「周波数補償」のセクションを参照）。

高性能電解コンデンサを出力コンデンサとして使用できます。電解コンデンサを使用する場合は、スイッチング・レギュレータでの使用を目的としたもので、規定のESRが 0.03Ω 以下のものを選びます。こうしたコンデンサはセラミック・コンデンサより外形が大きく、容量も大きくなります。コンデンサはESRを下げるために外形を大きくする必要があるからです。表3にいくつかのコンデンサ・メーカーを示します。

表3. コンデンサのメーカー

VENDOR	PART SERIES	COMMENTS
Panasonic	Ceramic, Polymer, Tantalum	EEF Series
Kemet	Ceramic, Tantalum	T494, T495
Sanyo	Ceramic, Polymer, Tantalum	POSCAP
Murata	Ceramic	
AVX	Ceramic, Tantalum	TPS Series
Taiyo Yuden	Ceramic	

セラミック・コンデンサ

セラミック・コンデンサは小さく堅牢で、ESRが非常に小さいコンデンサです。ただし、セラミック・コンデンサには圧電特性があるため、LT3690と一緒に使用すると問題が発生することがあります。Burst Mode動作では、LT3690のスイッチング周波数は負荷電流に依存し、非常に軽い負荷ではLT3690が可聴周波数帯でセラミック・コンデンサを励起し、可聴ノイズ

アプリケーション情報

を発生することがあります。LT3690はBurst Mode動作中は低い電流リミットで動作するため、ノイズは通常は非常に静かです。これが許容できない場合は、高性能のタンタル・コンデンサまたは電解コンデンサを出力に使用してください。

周波数補償

LT3690は電流モード制御を使用して出力を調整します。これにより、ループ補償が簡素化されます。特に、LT3690は安定性確保のために出力コンデンサのESRを必要としないため、セラミック・コンデンサを自由に使用して、出力リップルを下げ、回路サイズを小さくできます。

周波数補償は、図1に示すように、 V_C ピンに接続されている部品によって得られます。通常は、グランドに直列に接続したコンデンサ(C_C)と抵抗(R_C)を使用します。さらに、小さな値のコンデンサを並列に接続することができます。このコンデンサ(C_F)はループ補償回路の一部ではありませんが、スイッチング周波数のノイズをフィルタするのに使用され、位相リード・コンデンサを使用している場合または出力コンデンサのESRが大きい場合にのみ必要です。

ループ補償は安定性と過渡性能を決定します。補償回路網の最適値は、アプリケーションと(特に)出力コンデンサのタイ

プにより異なります。実用的な手法としては、このデータシートの回路のうち、目的のアプリケーションに似た回路から出発し、補償回路網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記載されており、過渡負荷を使用した安定性のテスト方法が説明されています。

LT3690の制御ループの等価回路を図1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。変調器、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_C 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_C ピンのコンデンサ(C_C)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。ほとんどの場合はゼロが1つ必要であり、ゼロは出力コンデンサのESRか、 C_C と直列な抵抗 R_C 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すぎず、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限り正しく機能します。帰還分割器の両端の位相リード・コンデンサ(CPL)によって過渡応答が改善されることがあります。

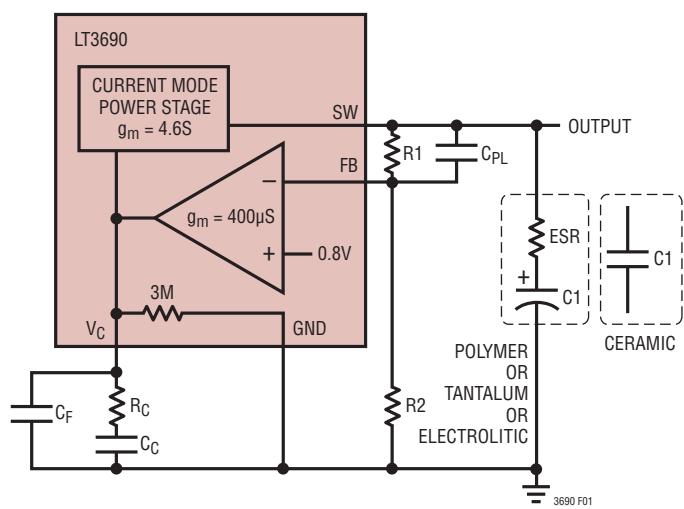


図1. ループ応答モデル

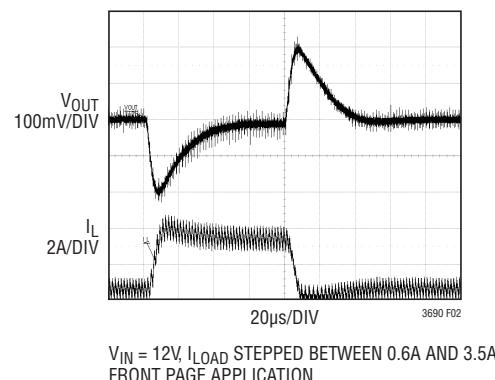


図2. 過渡負荷応答

アプリケーション情報

低リップルのBurst Modeとパルス・スキップ・モード

LT3690は低リップルBurst Mode動作またはパルス・スキップ・モードのどちらでも動作可能で、モードはSYNCピンを使用して選択します。詳細については、「同期」のセクションを参照してください。

軽負荷での効率を向上させるため、LT3690は、出力コンデンサを適切な電圧に充電した状態に保持する一方で入力消費電流を最小限に抑える低リップルBurst Modeで動作可能です。LT3690は、Burst Mode動作の間に1サイクルの電流バーストを出力コンデンサに供給します。その後のスリープ期間では、出力コンデンサが出力電力を負荷に供給します。LT3690は1個の低電流パルスで電力を出力に供給するため、標準的アプリケーションでは出力リップルが15mV未満にとどまります。さらに、スリープ期間中、 V_{IN} およびBIASの消費電流は、それぞれ35 μ Aおよび70 μ A(標準)に減少します。無負荷状態に向かって負荷電流が減少するにつれて、LT3690がスリープ・モードで動作する時間の割合が増え、平均入力電流は大幅に減少するため、負荷が非常に小さい場合でも、効率が高くなります(図3参照)。出力負荷が大きい場合(1ページ目のアプリケーションでは、 $V_{IN} = 12V$ で約385mA以上)、LT3690は、抵抗 R_T でプログラムされた周波数で動作し、標準のPWMモードで動作します。PWM動作と低リップルBurst Mode動作間の移行はスムーズで、出力電圧を乱しません。

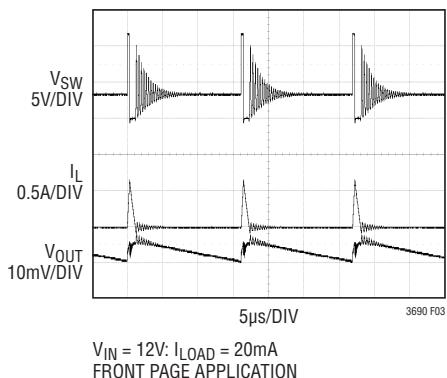


図3. Burst Mode動作

低消費電流の要求がない場合、LT3690はパルス・スキップ・モードで動作できます。このモードの利点は、LT3690がBurst Mode動作の場合よりも低い出力負荷電流で最大周波数の標準PWM動作に移行することです。1ページ目のアプリケーション回路は、 $V_{IN} = 12V$ 、約64mAより大きい出力負荷で、最大周波数でスイッチング動作を行います。

ローサイド・スイッチに関する検討事項

内蔵のローサイド・スイッチの動作は、信頼できる高効率動作のために最適化されます。ローサイド・スイッチは、キャッチ・ダイオードと並列に接続されています。ハイサイド・スイッチがオフすると、インダクタ電流によってSWピンは“L”になり、内蔵のキャッチ・ダイオードは順方向にバイアスされます。電流によるシートを防止するため、内蔵のローサイド・スイッチは、SWピンが“L”になるのを検出した後にオンします。ローサイド・スイッチがオンすると、SWとGND間の電圧降下は非常に小さくなり、電力損失が最小限に抑えられて効率が改善されます。スイッチング・サイクルの最後にローサイド・スイッチはオフし、遅延時間経過後に、ハイサイド・スイッチが再びオンになります。このスイッチング・シーケンスを図4に示します。

過負荷コンパレータは、ローサイド・スイッチを流れる電流をモニタし、回路を保護する役目を果たします。このコンパレータは、高入力電圧での出力短絡など、フォールト状態の間に

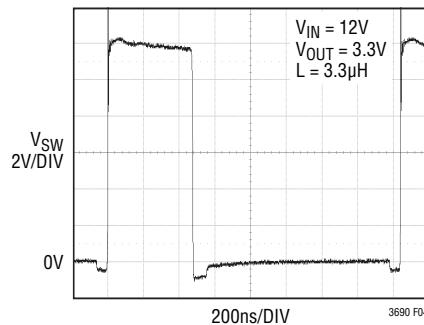


図4. ハイサイド・スイッチ、キャッチ・ダイオード、およびローサイド・スイッチの切り替え順序

アプリケーション情報

ローサイド・スイッチ電流が5A（標準）を超えると、スイッチングを遅らせます。スイッチングは、ローサイド・スイッチの電流が5Aのリミットを下回るまで減少した場合にのみ再開されます。コンパレータは、短絡中、このようにしてインダクタの谷電流を5Aに調整します。外付け部品を適切に選択すれば、この動作によってデバイスは短絡状態を確実に切り抜けることができます。

V_{CCINT}に関する検討事項

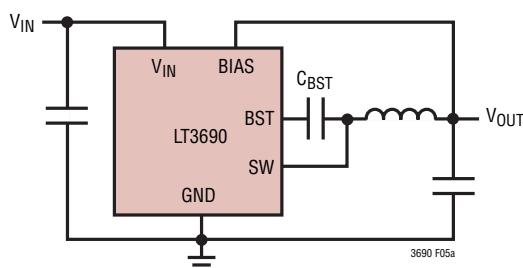
リニア電圧レギュレータは、ローサイドNチャネル・トランジスタのゲート・ドライバのピーク電流を供給するために、0.47μFのコンデンサが必要です。出力電圧は、コンパレータによりモニタされます。適切な動作のため、ローサイド・ドライバは、V_{CCINT}が3.8V(typ)を超えた場合にのみオンします。

BSTピンとBIASピンに関する検討事項

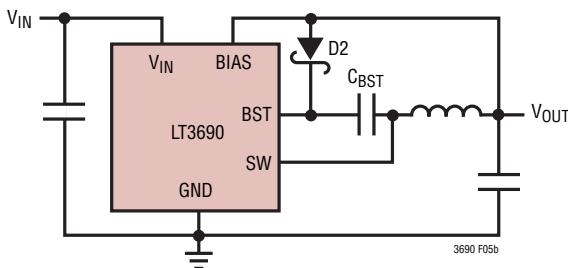
入力電圧より高い昇圧電圧を発生させるため、コンデンサC_{BST}と内蔵のショットキー・ダイオード（ブロック図を参照）が使用されます。ほとんどの場合は、0.68μFのコンデンサが良好に機能します。図5に昇圧回路の構成法を3つ示します。

最高の効率を得るには、BSTピンをSWピンより2.3V以上高くする必要があります。3V以上の出力の場合は、標準回路（図5a）が最適です。出力が2.8V～3Vの場合は、1μFの昇圧コンデンサを使用します。2.5Vの出力は特殊な場合です。内蔵の昇圧ダイオードを使用して昇圧ドライブ段を支えるにはほぼ限界だからです。2.5V出力でBSTピンの動作を信頼できるものにするには、良質の外付けショットキー・ダイオード（ON SemiconductorのMBR0540など）と1μFの昇圧コンデンサを使用します（図5b参照）。さらに低い出力電圧の場合は、昇圧ダイオードを入力（図5c）に接続するか、2.8Vより高い別の電源に接続することができます。BSTピンの電流とBIASピンの消費電流は電圧の低い方の電圧源から供給されるため、図5aの回路の方が効率が高くなります。ただし、BIASピンは3V以上にならないと、その利点が十分には得られません。BSTピンとBIASピンの最大電圧定格を超えないようにしてください。

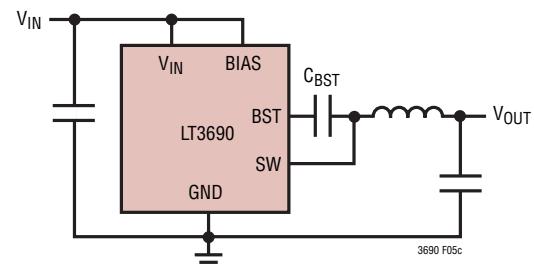
LT3690のアプリケーションの最小動作電圧は、「入力電圧範囲」のセクションで説明しているように、最小入力電圧(3.9V)と最大デューティ・サイクルによって制限されます。正しく起動するには、最小入力電圧は昇圧回路によても制限されます。



(5a) $V_{OUT} > 2.8V$



(5b) $2.5V < V_{OUT} < 2.8V$



(5c) $V_{OUT} < 2.5V, V_{IN(MAX)} = 27V$

図5. 昇圧電圧を発生させる3つの回路

アプリケーション情報

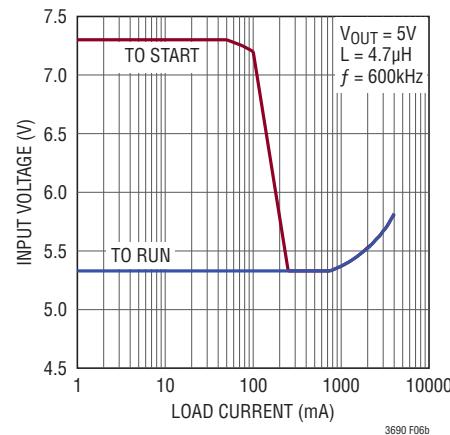
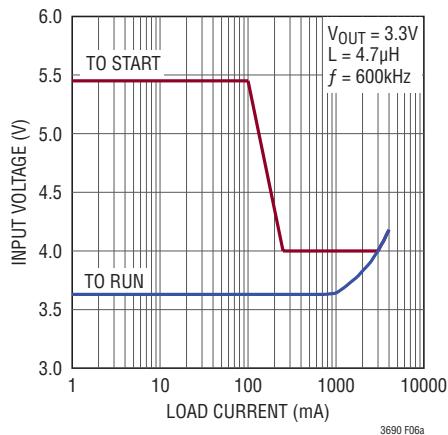


図6. 最小入力電圧は出力電圧、負荷電流および昇圧回路に依存する

入力電圧が緩やかに上昇するか、出力が既に安定化している状態でENピンを使用してLT3690をオンする場合は、昇圧コンデンサが満充電されないことがあります。昇圧コンデンサはインダクタに蓄えられたエネルギーによって充電されるため、昇圧回路を適切に動作させるには、回路にある程度の最小負荷電流が必要です。この最小負荷は、入力電圧、出力電圧、および昇圧回路の構成により異なります。回路が起動すると最小負荷電流は通常ゼロになります。起動および動作に必要な最小負荷電流を入力電圧の関数としてプロットしたものを図6に示します。多くの場合、放電した出力コンデンサがスイッチャの負荷となるので、スイッチャは起動できます。プロットは、 V_{IN} が非常に緩やかに上昇するワーストケースの状態を示しています。起動電圧が低い場合は昇圧ダイオードを V_{IN} に接続できますが、こうすると、入力電圧の範囲はBSTピンの絶対最大定格の半分に制限されます。軽負荷では、インダクタ電流が不連続になり、実効デューティ・サイクルが非常に高くなることがあります。このため、最小入力電圧は、 V_{OUT} より約300mV高い電圧まで減少します。より大きな負荷電流では、インダクタ電流が連続になり、デューティ・サイクルはLT3690の最大デューティ・サイクルによって制限されるため、安定状態を維持するにはさらに高い入力電圧が必要です。

ソフトスタート

SS(ソフトスタート)ピンはソフトスタート機能を提供します。コンデンサ C_{SS} をSSピンからグランドに接続すると、内部のプルアップ電流により、このピンに電圧ランプが発生します。ソフ

トスタート・コンデンサに適した値は $C_{OUT}/10000$ で、 C_{OUT} は出力コンデンサの値です。

ソフトスタート機能は、起動時に回路に流れるピーク入力電流を制限する機能です。LT3690の出力は、SSピンと内部の0.8Vリファレンスのいずれか低い方の電圧に調整されます。SSピンとグランドとの間に接続されているコンデンサは、内部の2μA電流源によって充電されるため、0Vから安定化出力電圧までの直線的な出力ランプが生じます。ランプ時間は次式で与えられます。

$$t_{RAMP} = \frac{C_{SS} \cdot 0.8V}{2\mu A}$$

起動時に、内部のオープン・コレクタ出力がSSピンを放電します。ソフトスタート機能を使用しない場合、SSピンはフロート状態のままにすることができます。図7に示すように、内部電流源により、このピンは約2Vまで充電されます。

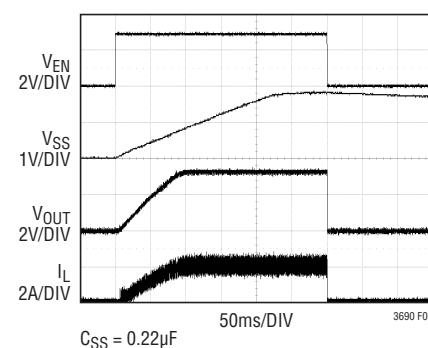
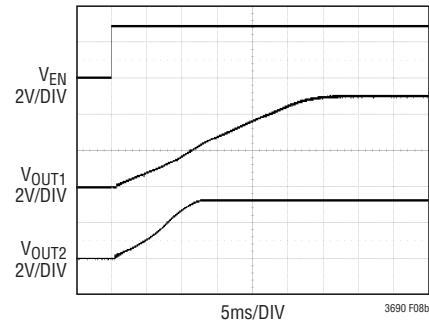
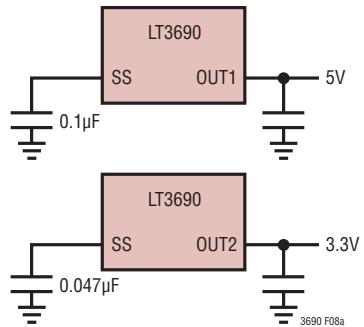


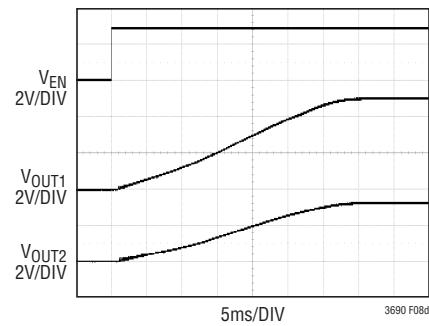
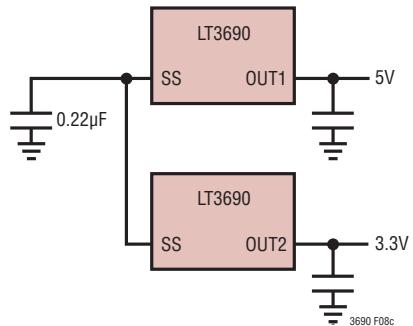
図7. ソフトスタート・ランプ

LT3690

アプリケーション情報



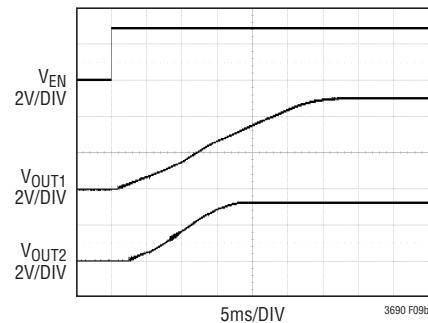
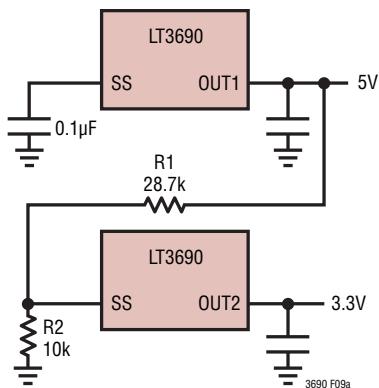
(8a) 互いに独立したスタートアップ



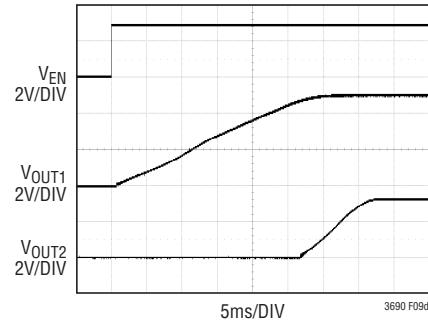
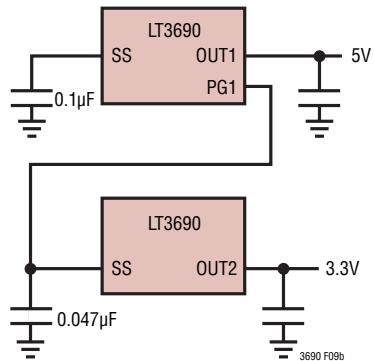
(8b) 比例スタートアップ

図8. 出力のトラッキングとシーケンシング

アプリケーション情報



(9a) 同時スタートアップ



(9b) 出力のシーケンシング

図9. 出力のトラッキングとシーケンシング

アプリケーション情報

出力トラッキングとシーケンシング

電圧レギュレータ間の出力トラッキングおよびシーケンシングは、LT3690のSSピンおよびPGピンを使用して実現できます。図8および図9に、LT3690と追加のレギュレータの出力トラッキングおよびシーケンシングのためのいくつかの構成を示します。チャネルごとに独立したソフトスタートを図8aに示します。出力ごとの出力ランプ時間は、「ソフトスタート」のセクションで説明したように、ソフトスタート・コンデンサによって設定されます。

比例トラッキングは、2つのレギュレータのSSピンと一緒に接続することによって実現されます。この構成では、SSピン電流が2つのレギュレータのSSピン電流の合計によって設定されます。このことは、出力の立ち上がり時間を計算するときに考慮に入れる必要があります。

OUT2の電圧を設定したのと同じ比を持つ帰還回路網をOUT1からSSピンに接続することにより、図9aに示す絶対トラッキングが実現されます。SSピンには $2\mu A$ の電流源電流が流れるため、OUT2には小さい電圧オフセットが発生します。このオフセットは、R2の値をわずかに小さくすることで補正できます。

出力のシーケンシングを図9bに示します。VOUT1が安定化電圧の10%以内に入ると、PGがSSソフトスタート・ピンを解放するため、VOUT2のソフトスタートが可能になります。

同期

低リップルBurst Mode動作を選択するには、SYNCピンを0.4V未満の電圧に接続します(グランドでもロジック出力でも構いません)。方形波(正負のパルス幅 > 100ns)をSYNCピンに接続することにより、LT3690の発振器を外部の周波数と同期させます。方形波の振幅は、0.4Vより下の谷と1Vより上(最大6V)の山が必要です。

LT3690は外部クロックに同期しているときは低出力負荷時にBurst Mode動作に入らず、代わりにパルスをスキップして安定化状態を維持します。

LT3690は170kHz～1.5MHzの範囲にわたって同期させることができます。R_T抵抗は、LT3690のスイッチング周波数を最低同期入力より20%低く設定するように選択します。たとえば、同期信号が350kHz以上になる場合は、280kHzになるようにR_Tを選択します。信頼できる安全な動作にするため、LT3690

は、出力電圧がその安定化電圧の90%を上回ると同期します。したがって、R_T抵抗で設定された周波数で必要な出力電流を供給するのに十分大きいインダクタの値を選択する必要があります(「インダクタの選択」のセクションを参照)。R_Tの値で設定したスロープ補償に注意することも重要です。同期周波数がR_Tで設定した周波数よりもはるかに高い場合は、スロープ補償が大幅に低減されるため、低調波発振を防止するためにインダクタの値を大きくすることが必要になる可能性があります。

デューティ・サイクルが50%を超える場合(V_{OUT}/V_{IN} > 0.5)は、低調波発振を防止するために最小のインダクタンス(次式参照)が必要です。

$$L_{MIN} = (V_{OUT} + V_{LS}) \cdot \frac{0.42\text{MHz}}{f_{SW}}$$

ここで、V_{LS}はローサイド・スイッチの電圧降下(最大負荷で0.12V)、f_{sw}の単位はMHz、L_{MIN}の単位はμHです。上述の計算のf_{sw}については、同期周波数ではなく、R_Tで設定した周波数を使用してください。

低電圧ロックアウト

低電圧ロックアウトをLT3690に追加する方法を図10に示します。通常、UVLOは、入力電源が電流制限されているか、または入力電源の電源抵抗が比較的高い状況で使用されます。スイッチング・レギュレータは電源から一定の電力を引き出すため、電源電圧が低下するにつれ、電源電流が増加します。この現象は電源からは負の抵抗負荷のように見えるため、電源電圧が低い状態では、電源が電流を制限するか、または低電圧にラッチする原因になることがあります。UVLO回路は、この問題が発生する可能性のある電源電圧でレギュレー

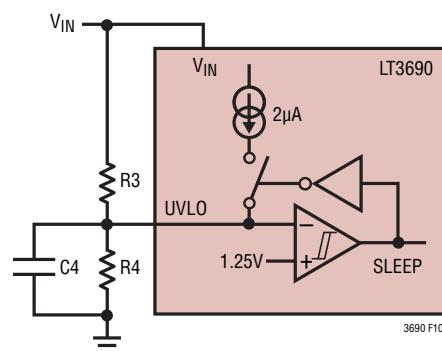


図10. 低電圧ロックアウト

アプリケーション情報

タが動作するのを防ぎます。内蔵のコンパレータは、デバイスを強制的にシャットダウンして、既定の V_{IN} UVLO スレッショルドである 3.0V より低くします。この機能を使用すると、バッテリ動作システムの過剰な放電を防止できます。調整可能な UVLO スレッショルドが必要な場合は、UVLO ピンを使用できます。UVLO ピンに接続されているコンパレータのスレッショルド電圧は 1.25V です。UVLO スレッショルドには電流ヒステリシスが加えられます。これを使用すると、次式を使用して UVLO の電圧ヒステリシスを設定できます。

$$R3 = \frac{V_H - V_L}{2\mu A}$$

$$R4 = R3 \cdot \frac{1}{\frac{V_H}{1.25V} - 1}$$

例: 入力が 4.4V より高くなるまでスイッチングは開始せず、入力が 4V より低くなったらスイッチングを停止する。

$$R3 = \frac{4.4V - 4.0V}{2\mu A} = 200k\Omega$$

$$R4 = 200k\Omega \cdot \frac{1}{\frac{4.4V}{1.25V} - 1} = 79.4k\Omega$$

抵抗から UVLO ピンまでの接続は短く保ち、スイッチング・ノードに対するプレーン間容量または表面の容量は最小限に抑

えます。大きい抵抗値を使用する場合は、UVLO ピンを 1nF のコンデンサでバイパスし、スイッチ・ノードからの結合を防止してください。

短絡入力と逆入力に対する保護

過剰な飽和を防止するようにインダクタを選択すると、LT3690 は出力の短絡に耐えられるようになります。短絡状態で動作する場合、LT3690 は谷電流が標準値の 5A になるまで周波数を下げます(図 11 参照)。LT3690 に入力が加わっていなくても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 1 つあります。これが発生する可能性があるのは、バッテリや他の電源が LT3690 の出力とダイオード OR 結合されているバッテリ充電アプリケーションやバッテリ・バックアップ・システムです。 V_{IN} ピンをフロート状態にできる場合で、EN ピンが(ロジック信号によって、または V_{IN} に接続されているために)“H”に保持されていると、LT3690 の SW ピンを介してその内部回路に静止電流が流れます。このことは、システムがこの状態で数 mA に耐えられる場合は許容できます。EN を接地している場合、SW ピンの電流は実質的にゼロに低下します。ただし、出力を高く保持した状態で V_{IN} ピンを接地すると、出力から SW ピンおよび V_{IN} ピンを通じて LT3690 内部の寄生ダイオードに大電流が流れる可能性があります。入力電圧が存在しているときにのみ動作し、短絡入力や逆入力に対して保護する回路を図 12 に示します。

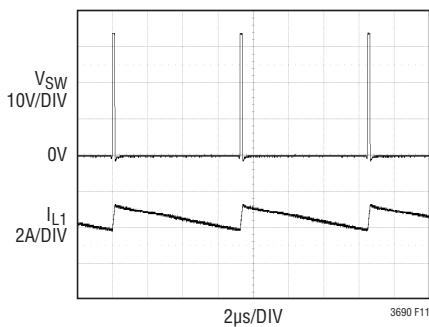


図 11. LT3690 は周波数を 250kHz 以下に下げて 36V 入力での短絡出力に対して保護する

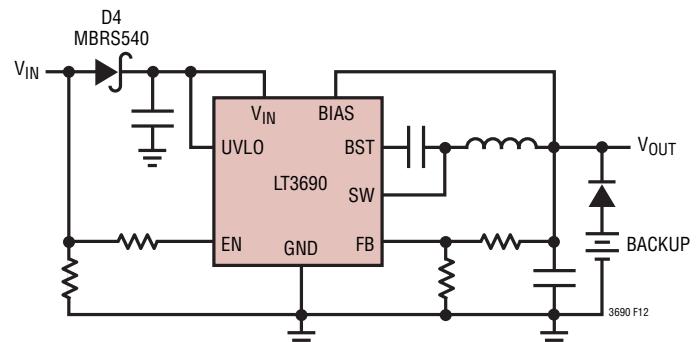


図 12. ダイオード D4 は、出力に接続されたバックアップ用バッテリが入力の短絡によって放電しないように動作する。D4 は逆入力に対しても回路を保護する。LT3690 は入力が存在する場合にのみ動作する

アプリケーション情報

PCB レイアウト

動作を最適化し、EMIを最小にするには、プリント回路基板のレイアウト時に注意が必要です。図13に、推奨の部品配置とトレース、グランド・プレーンおよびビアの位置を示します。大量のスイッチング電流がLT3690のV_{IN}、SW、GNDの各ピン、および入力コンデンサ(C_{IN})に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、それらをその層で接続します。これらの部品の下には、切れ目のないローカル・グランド・プレーンを配置します。SWノードとBSTノードはできるだけ小さくしてください。SYNCピンを使用してデバイスを外部から同期する場合は、影響されやすいノード、特にV_CおよびFBの近くにこの信号を配線しないようにします。最後に、グランド・トレースがSWノードとBSTノードからFBノードとV_Cノードをシールドできるように、FBノードとV_Cノードは小さくします。パッケージの底にある露出GNDパッドは、ヒートシンクとして機能するように、グランド・プレーンに半田付けする必要があります。熱抵抗を低く保つには、グランド・プレーンをできるだけ広げ、LT3690の下や近くから回路基板内および裏側の追加グランド・プレーンまでサーマル・ビアを追加します。さらに、パッケージの底にある露出SWパッドは、ローサイド・スイッチのヒートシンクとして機能するように、PCBに半田付けする必要があります。SWパッドの下と基板の裏側にサーマル・ビアを追加します。

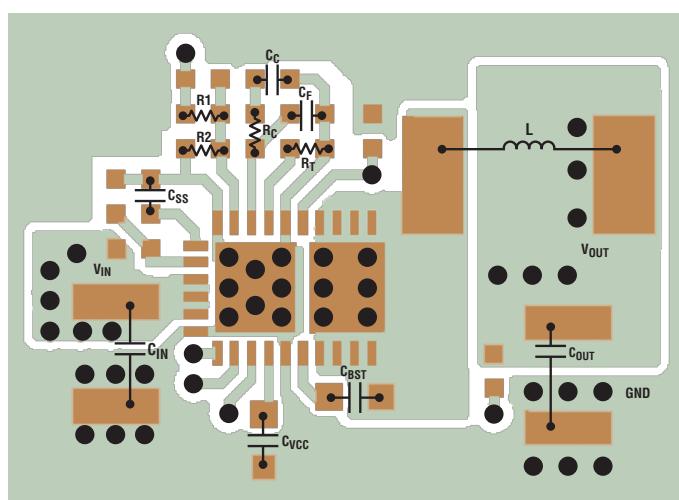


図13. LT3690デモ・ボードの最上層PCBレイアウト
および部品配置

高温に関する検討事項

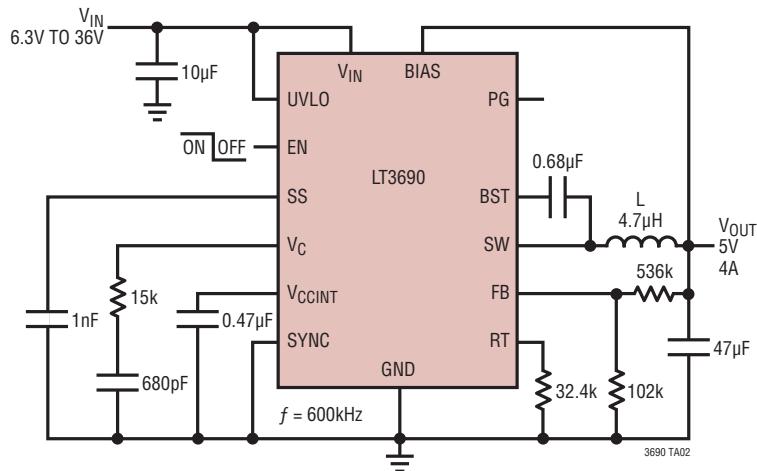
PCBは、LT3690の温度を上げないためのヒートシンク機能を提供する必要があります。パッケージの底にあるGND露出パッドはグランド・プレーンに半田付けする必要があり、SW露出パッドはSWプレーンに半田付けする必要があります。グランド・プレーンとSWプレーンをサーマル・ビアを使用して複数の広い銅層に接続します。これらの層は、LT3690によって生じる熱を拡散します。ビアを追加すると、熱抵抗をさらに減らすことができます。これらの対策により、ダイ(つまり接合部)から周囲雰囲気への熱抵抗を $\theta_{JA} = 40^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 以下に減らすことができます。100LFPMのエアフローにより、この熱抵抗をさらに25%減らすことができます。エアフローを増やすと、熱抵抗のさらなる減少につながります。LT3690には大きな出力電流を流す能力があるため、接合部温度が125°C(HグレードとMPグレードでは150°C)という絶対最大定格を超えるまで上昇するのに十分な熱が放散される可能性があります。高い周囲温度で動作させるとときは、周囲温度が最大接合部温度に近づくにつれて最大負荷電流の定格出力を下げます。LT3690内部での消費電力は、効率の測定結果から全電力損失を計算することによって推算できます。ダイ温度は、LT3690の消費電力に、接合部-周囲雰囲気間熱抵抗を掛けることによって計算します。熱抵抗は回路基板のレイアウトによって異なりますが、20°C/W～60°C/Wの値が標準的です。ダイ温度の上昇は、4層、6cm×6cmの回路基板を静止空気中に置き、負荷電流4A ($f_{SW} = 600\text{kHz}$)で測定しました。入力が12Vで出力が3.3Vの場合、周囲温度からのダイ温度の上昇は43°Cでした。同様に、V_{IN}が24VでV_{OUT}が3.3Vの場合、上昇温度は52°C、V_{IN}が12VでV_{OUT}が5Vの場合、上昇温度は55°C、V_{IN}が24VでV_{OUT}が5Vの場合、上昇温度は62°Cでした。

リニアテクノロジー社の他の出版物

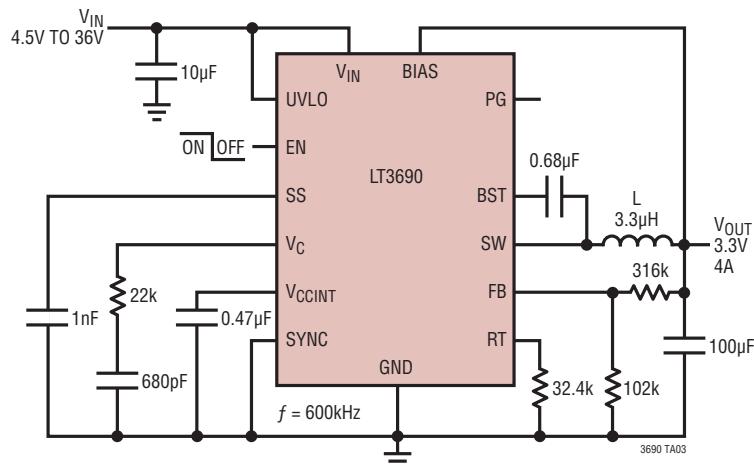
「アプリケーションノート」の19、35および44には降圧レギュレータやその他のスイッチング・レギュレータの詳細な説明と設計情報が記載されています。LT1376のデータシートには出力リップル、ループ補償および安定性のテストに関するさらに広範な説明が記載されています。「デザインノート318」には降圧レギュレータを使用した両極出力電圧を発生させる方法が示されています。

標準的応用例

5V 降圧コンバータ

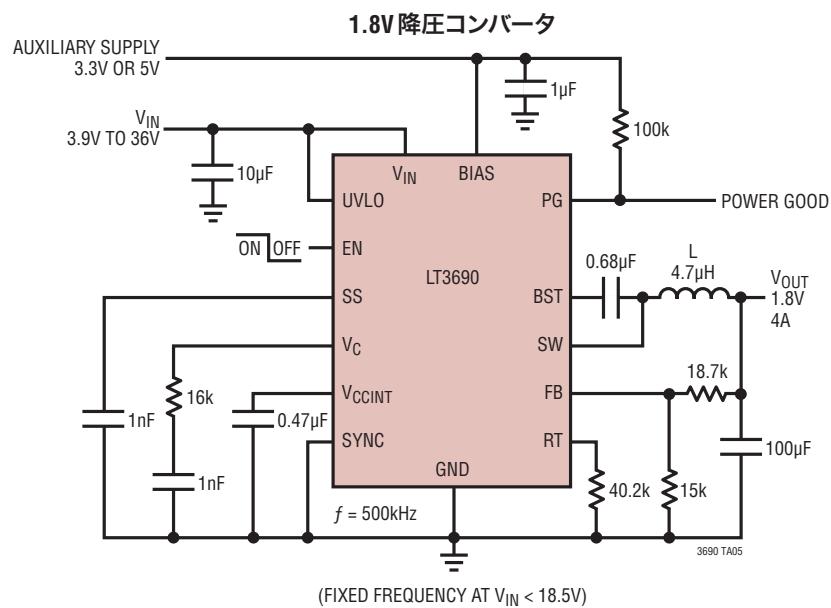
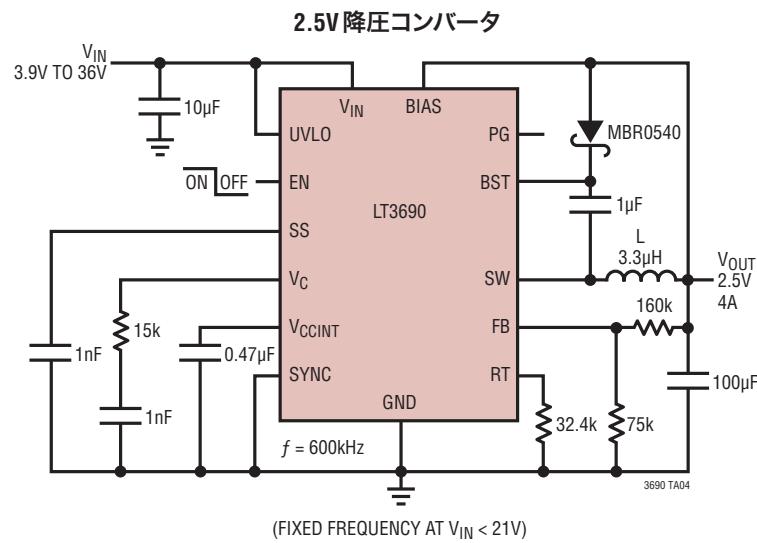


3.3V 降圧コンバータ

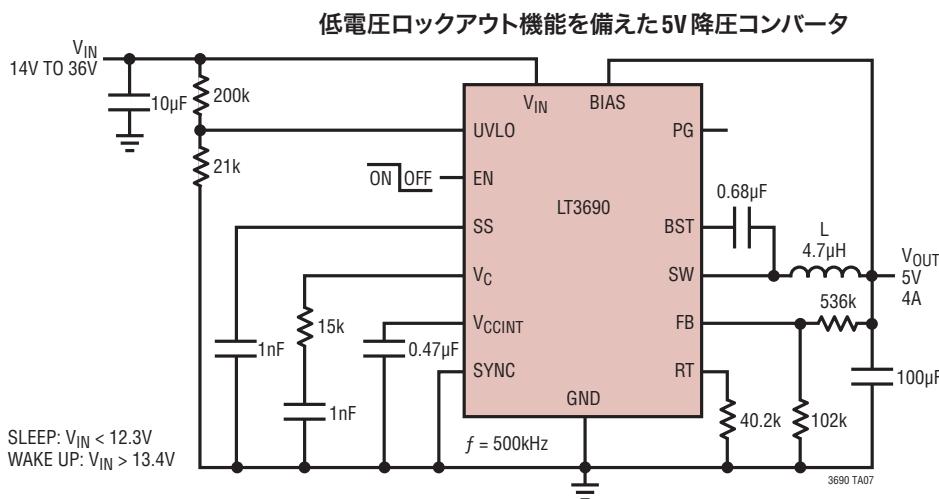
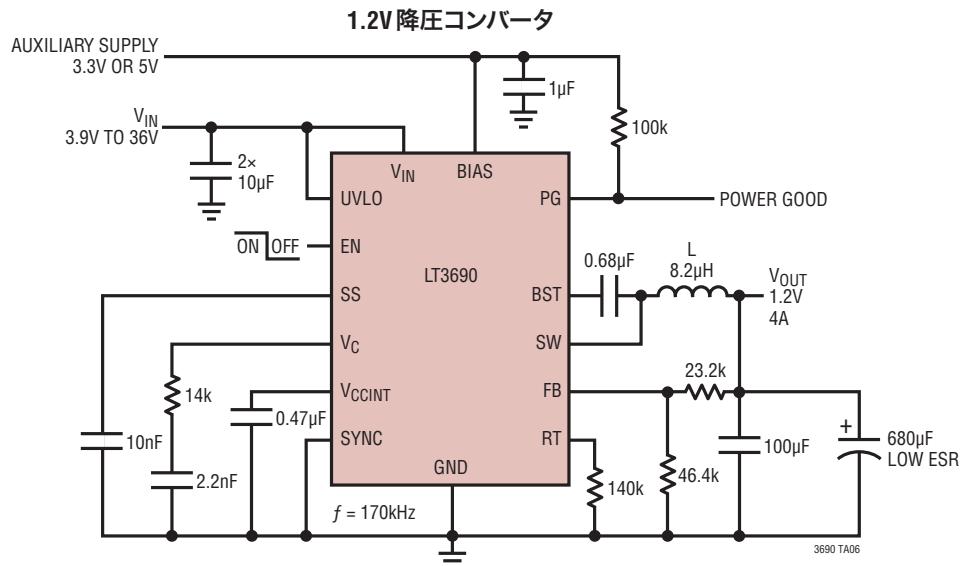
(FIXED FREQUENCY AT $V_{IN} < 26V$)

LT3690

標準的応用例



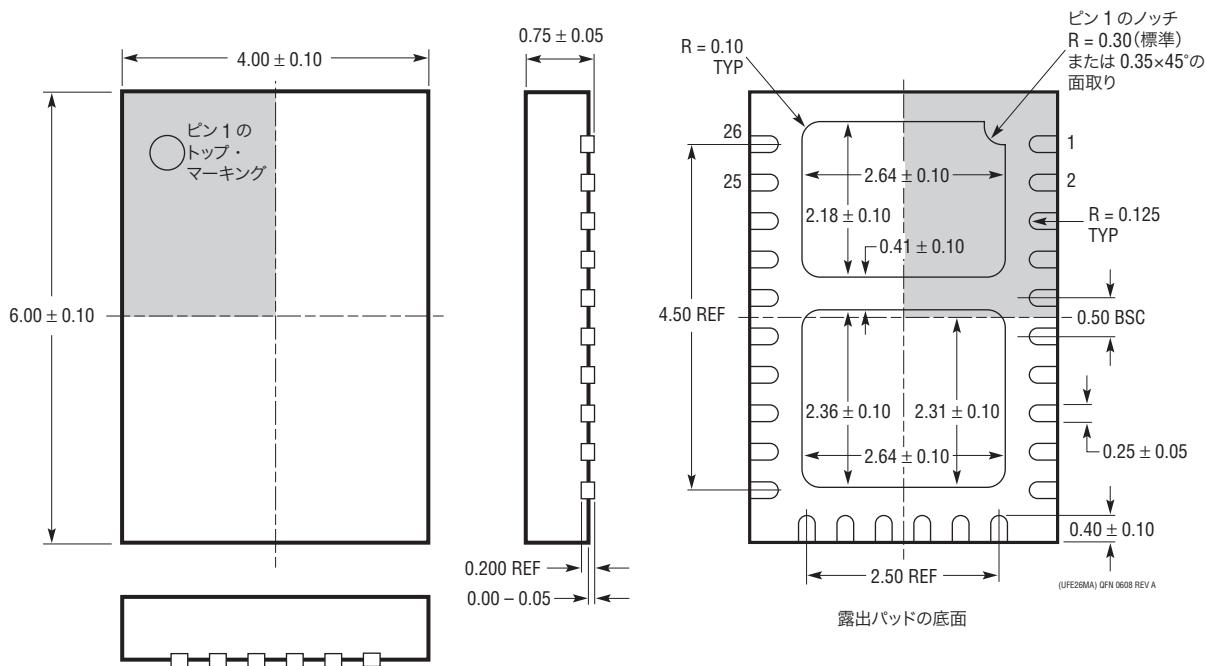
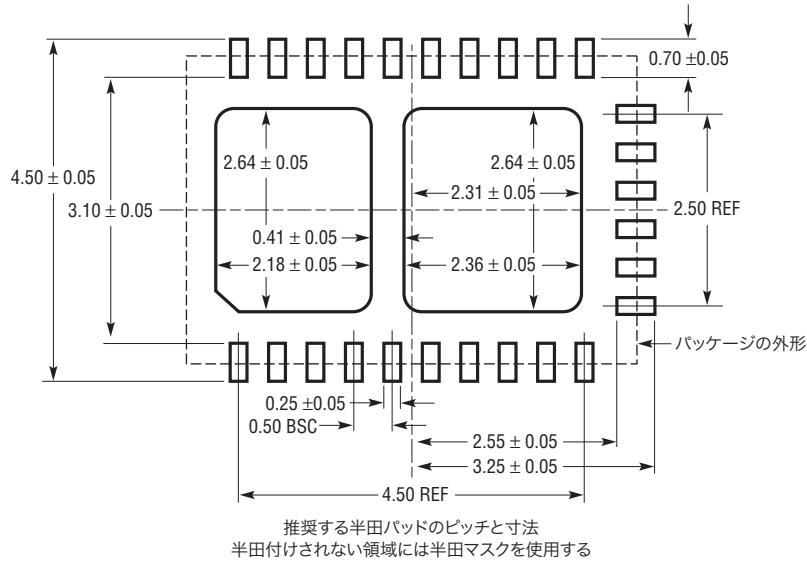
標準的応用例



パッケージ寸法

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。

**UFEパッケージ
26ピン・プラスチックQFN(4mm × 6mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1770 Rev A)**



NOTE:

- NOTE:

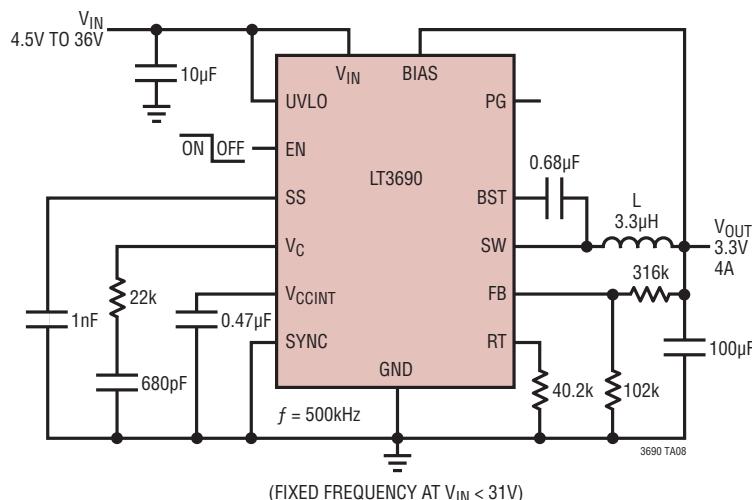
 1. 図は JEDEC のパッケージ外形ではない
 2. 図は実寸とは異なる
 3. 全ての寸法はミリメートル
 4. パッケージ底面の露出バッドの寸法にはモールドのバリを含まない
モールドのバリは(もしかれば)各サイドで 0.20mm を超えないこと
 5. 露出バッドは半田メッキとする
 6. 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン 1 の位置の参考に過ぎない

改訂履歴

REV	日付	概要	ページ番号
A	9/11	HグレードとMPグレードを追加 「ピン機能」セクションのBIASピンの記述を更新	2～8、13、25 9

標準的応用例

3.3V降圧コンバータ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT3680	36V、3.5A、2.4MHz高効率マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN(MIN)} = 3.6V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 36V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 75\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×3mm DFN-10およびMSOP-10Eパッケージ
LT3972	60Vまでの過渡電圧保護、3.5A、2.4MHz高効率降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN(MIN)} = 3.6V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 33V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 75\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×3mm DFN-10およびMSOP-10Eパッケージ
LT3971	38V、1.2A(I_{OUT})、2MHz高効率降圧DC/DCコンバータ、消費電流2.8μA	$V_{IN(MIN)} = 4.3V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 38V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 1.19V$ 、 $I_Q = 2.8\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×3mm DFN-10およびMSOP-10Eパッケージ
LT3991	55V、1.2A(I_{OUT})、2MHz高効率降圧DC/DCコンバータ、消費電流2.8μA	$V_{IN(MIN)} = 4.3V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 38V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 1.19V$ 、 $I_Q = 2.8\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×3mm DFN-10およびMSOP-10Eパッケージ
LT3480	60Vまでの過渡保護付き、36V、2A(I_{OUT})、2.4MHz高効率降圧DC/DCコンバータ、Burst Mode動作付き	$V_{IN(MIN)} = 3.6V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 38V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.78V$ 、 $I_Q = 70\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×3mm DFN-10およびMSOP-10Eパッケージ
LT3685	60Vまでの過渡電圧保護付き、36V、2A(I_{OUT})、2.4MHz高効率降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN(MIN)} = 3.6V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 38V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.78V$ 、 $I_Q = 70\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×3mm DFN-10およびMSOP-10Eパッケージ
LT3500	36V、40V _{MAX} 、2A、2.5MHz高効率降圧DC/DCコンバータおよびLDOコントローラ	$V_{IN(MIN)} = 3.6V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 36V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 2.5mA$ 、 $I_{SD} < 10\mu A$ 、3mm×3mm DFN-10パッケージ
LT3507	LDOコントローラ付き36V、2.5MHz、トリプル(2.4A+1.5A+1.5A(I_{OUT})))高効率降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN(MIN)} = 4.0V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 36V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 7mA$ 、 $I_{SD} = 1\mu A$ 、5mm×7mm DFN-38パッケージ
LT3682	36V、60V _{MAX} 、1A、2.2MHz高効率マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN(MIN)} = 3.6V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 36V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 75\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×3mm DFN-12パッケージ