

## 特長

- 出力電流: 8A
- 広い  $V_{IN}$  範囲: 4V ~ 18V
- NチャネルMOSFETを内蔵
- 真の電流モード制御
- 高い降圧比に最適化
- $t_{ON(MIN)} \leq 100\text{ns}$
- 極めて高速な過渡応答
- セラミック  $C_{OUT}$  で安定
- $\pm 1\%$  の 0.6V 電圧リファレンス
- パワーグッド出力電圧モニタ
- オン時間/スイッチング周波数を調整可能
- 電流制限を調整可能
- ソフトスタートをプログラム可能
- 出力過電圧保護
- オプションの短絡シャットダウン・タイマ
- 低いシャットダウン時の消費電流: 15 $\mu\text{A}$
- 7mm × 8mm の 52 ピン QFN パッケージ

## アプリケーション

- ポイントオブロード・レギュレーション
- 配電システム

 LT、LTC、LTM、Linear Technology および Linear のロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。他の全ての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。5481178、6100678、6580258、5847554、6304066を含む米国特許によって保護されています。

## 概要

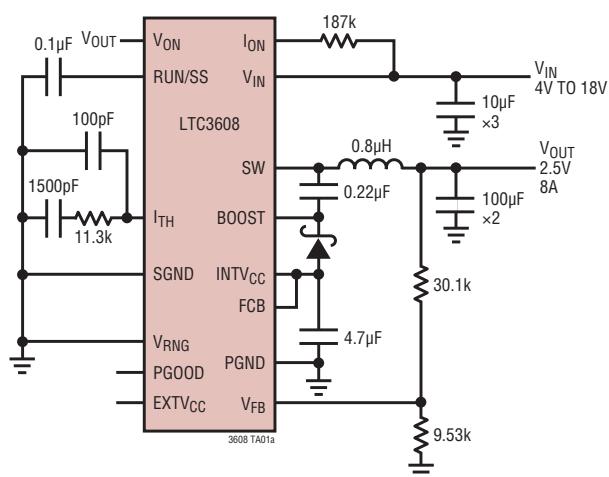
LTC<sup>®</sup>3608は4V～18V(最大20V)の入力電源で最大8Aの出力電流を供給可能な高効率のモノリシック同期整流式降圧DC/DCコンバータです。谷電流制御アーキテクチャを採用し、高周波数での非常に低いデューティサイクル動作と優れた過渡応答を実現します。動作周波数は外付け抵抗で選択され、 $V_{IN}$  および  $V_{OUT}$  の変動に対して補償されています。

LTC3608は軽負荷時に不連続動作または強制連続動作に設定できます。強制連続動作はノイズやRF干渉を低減し、不連続動作は軽負荷時にスイッチング損失を低減することによって高効率を達成します。

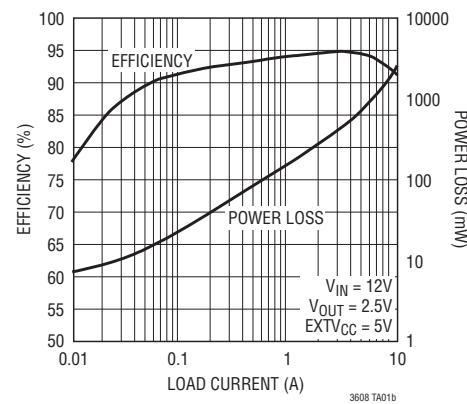
内部フォールドバック電流制限機能、出力過電圧コンパレータ、オプションの短絡シャットダウン・タイマにより、フルトート保護を行います。また、外付けのタイミング・コンデンサを使用して、電源シーケンシングのソフトスタートが可能です。レギュレータの電流制限をユーザが設定可能です。パワーグッド出力電圧モニタは、出力が安定化していることを知らせます。LTC3608は7mm × 8mm の小型QFNパッケージで供給されます。

## 標準的応用例

### 高効率降圧コンバータ



### 効率および電力損失と 負荷電流



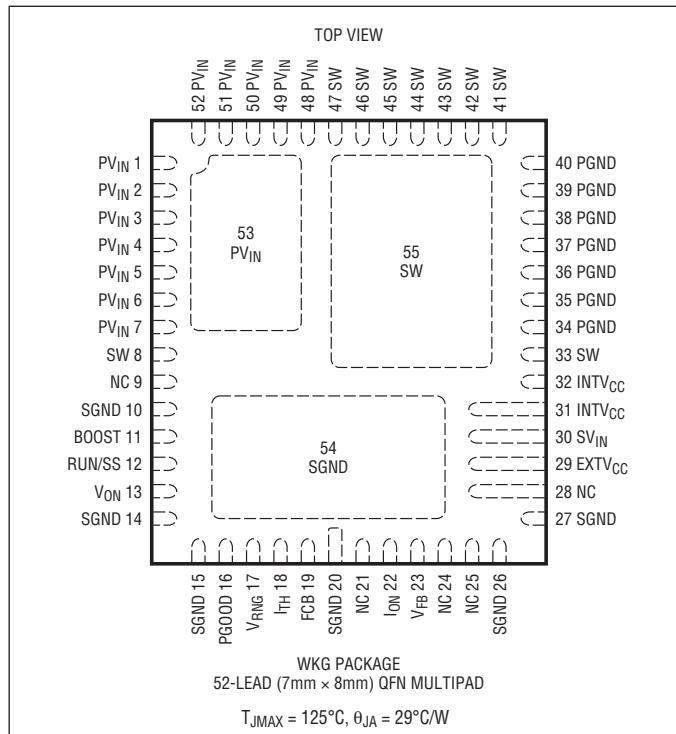
# LTC3608

## 絶対最大定格

### (Note 1)

入力電源電圧(SV <sub>IN</sub> , PV <sub>IN</sub> , I <sub>ON</sub> )	20V～−0.3V
昇圧されたトップサイド・ドライバ電源電圧 (BOOST)	26V～−0.3V
SW電圧	20V～−0.3V
INTV <sub>CC</sub> , EXTV <sub>CC</sub> , (BOOST-SW), RUN/SS、 PGOODの電圧	7V～−0.3V
FCB, V <sub>ON</sub> , V <sub>RNG</sub> の電圧	INTV <sub>CC</sub> +0.3V～−0.3V
I <sub>TH</sub> , V <sub>FB</sub> の電圧	2.7V～−0.3V
動作接合部温度範囲 (Note 2, 4)	−40°C～125°C
保存温度範囲	−55°C～125°C

## ピン配置



## 発注情報

鉛フリー仕様	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
LTC3608EWKG#PBF	LTC3608EWKG#TRPBF	LTC3608WKG	52-Lead (7mm x 8mm) Plastic QFN	−40°C to 125°C
LTC3608IWKG#PBF	LTC3608IWKG#TRPBF	LTC3608WKG	52-Lead (7mm x 8mm) Plastic QFN	−40°C to 125°C

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。

鉛フリー仕様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

●は全動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>メイン制御ループ</b>						
$V_{IN}$	Operating Input Voltage Range		4		18	V
$I_Q$	Input DC Supply Current Normal Shutdown Supply Current		900 15	2000 30	2000 30	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
$V_{FB}$	Feedback Reference Voltage	$I_{TH} = 1.2\text{V}, -40^\circ\text{C} \text{ to } 85^\circ\text{C}$ (Note 3) $I_{TH} = 1.2\text{V}, -40^\circ\text{C} \text{ to } 125^\circ\text{C}$ (Note 3)	0.594 0.590	0.600 0.600	0.606 0.610	V V
$\Delta V_{FB}(\text{LINEREG})$	Feedback Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 4\text{V} \text{ to } 18\text{V}$ , $I_{TH} = 1.2\text{V}$ (Note 3)	0.002			%/V
$\Delta V_{FB}(\text{LOADREG})$	Feedback Voltage Load Regulation	$I_{TH} = 0.5\text{V} \text{ to } 1.9\text{V}$ (Note 3)		-0.05	-0.3	%
$I_{FB}$	Feedback Input Current	$V_{FB} = 0.6\text{V}$		-5	$\pm 50$	nA
$g_m(\text{EA})$	Error Amplifier Transconductance	$I_{TH} = 1.2\text{V}$ (Note 3)	1.4	1.7	2	mS
$V_{FCB}$	Forced Continuous Threshold		0.54	0.6	0.66	V
$I_{FCB}$	Forced Continuous Pin Current	$V_{FCB} = 0.6\text{V}$		-1	-2	$\mu\text{A}$
$t_{ON}$	On-Time	$I_{ON} = 60\mu\text{A}, V_{ON} = 1.5\text{V}$ $I_{ON} = 60\mu\text{A}, V_{ON} = 0\text{V}$	220	280 110	340	ns ns
$t_{ON(\text{MIN})}$	Minimum On-Time	$I_{ON} = 180\mu\text{A}, V_{ON} = 0\text{V}$		60	100	ns
$t_{OFF(\text{MIN})}$	Minimum Off-Time	$I_{ON} = 30\mu\text{A}, V_{ON} = 1.5\text{V}$		320	500	ns
$I_{VALLEY(\text{MAX})}$	Maximum Valley Current	$V_{RNG} = 0.5\text{V}, V_{FB} = 0.56\text{V}, FCB = 0\text{V}$ $V_{RNG} = 0\text{V}, V_{FB} = 0.56\text{V}, FCB = 0\text{V}$	5 8	11 16		A A
$I_{VALLEY(\text{MIN})}$	Maximum Reverse Valley Current	$V_{RNG} = 0.5\text{V}, V_{FB} = 0.64\text{V}, FCB = 0\text{V}$ $V_{RNG} = 0\text{V}, V_{FB} = 0.64\text{V}, FCB = 0\text{V}$		5.5 7.5		A A
$\Delta V_{FB(\text{OV})}$	Output Overvoltage Fault Threshold		7	10	13	%
$V_{RUN/SS(\text{ON})}$	RUN Pin Start Threshold		0.8	1.5	2	V
$V_{RUN/SS(\text{LE})}$	RUN Pin Latchoff Enable Threshold	RUN/SS Pin Rising		4	4.5	V
$V_{RUN/SS(\text{LT})}$	RUN Pin Latchoff Threshold	RUN/SS Pin Falling		3.5	4.2	V
$I_{RUN/SS(\text{C})}$	Soft-Start Charge Current	$V_{RUN/SS} = 0\text{V}$	-0.5	-1.2	-3	$\mu\text{A}$
$I_{RUN/SS(\text{D})}$	Soft-Start Discharge Current	$V_{RUN/SS} = 4.5\text{V}, V_{FB} = 0\text{V}$	0.8	1.8	3	$\mu\text{A}$
$V_{IN(\text{UVLO})}$	Undervoltage Lockout	INTV <sub>CC</sub> Falling	●	3.4	3.9	V
$V_{IN(\text{UVLOR})}$	Undervoltage Lockout Release	INTV <sub>CC</sub> Rising	●	3.5	4	V
$R_{DS(\text{ON})}$	Top Switch On-Resistance Bottom Switch On-Resistance			10 8	19 14	$\text{m}\Omega$ $\text{m}\Omega$

## 電気的特性

●は全動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>内部<math>V_{CC}</math>レギュレータ</b>						
$V_{INTVCC}$	Internal $V_{CC}$ Voltage	$6\text{V} < V_{IN} < 18\text{V}$ , $V_{EXTVCC} = 4\text{V}$	●	4.7	5	5.5
$\Delta V_{LDO(LOADREG)}$	Internal $V_{CC}$ Load Regulation	$I_{CC} = 0\text{mA}$ to $20\text{mA}$ , $V_{EXTVCC} = 4\text{V}$			-0.1	$\pm 2$
$V_{EXTVCC}$	EXT $V_{CC}$ Switchover Voltage	$I_{CC} = 20\text{mA}$ , $V_{EXTVCC}$ Rising	●	4.5	4.7	
$\Delta V_{EXTVCC}$	EXT $V_{CC}$ Switch Drop Voltage	$I_{CC} = 20\text{mA}$ , $V_{EXTVCC} = 5\text{V}$			150	300
$\Delta V_{EXTVCC(HYS)}$	EXT $V_{CC}$ Switchover Hysteresis				500	$\text{mV}$
<b>PGOOD出力</b>						
$\Delta V_{FBH}$	PGOOD Upper Threshold	$V_{FB}$ Rising		7	10	13
$\Delta V_{FBL}$	PGOOD Lower Threshold	$V_{FB}$ Falling		-7	-10	-13
$\Delta V_{FB(HYS)}$	PGOOD Hysteresis	$V_{FB}$ Returning			1	2.5
$V_{PGL}$	PGOOD Low Voltage	$I_{PGOOD} = 5\text{mA}$			0.15	0.4

**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:** $T_J$ は周囲温度 $T_A$ および電力損失 $P_D$ から次式に従って計算される。

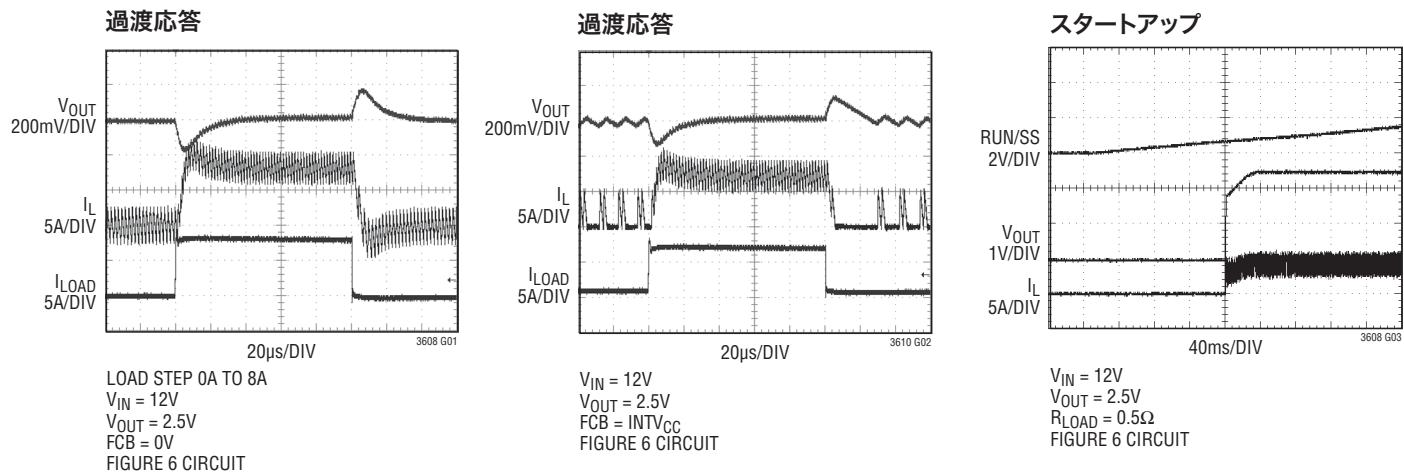
$T_J = T_A + (P_D \cdot 29^\circ\text{C}/\text{W})$  ( $\theta_{JA}$ はJESD51-7高実効熱伝導性テストボードによってシミュレートされている)

$\theta_{JC} = 1^\circ\text{C}/\text{W}$  ( $\theta_{JC}$ はパッケージの底部にヒートシンクを装着してシミュレートされている)

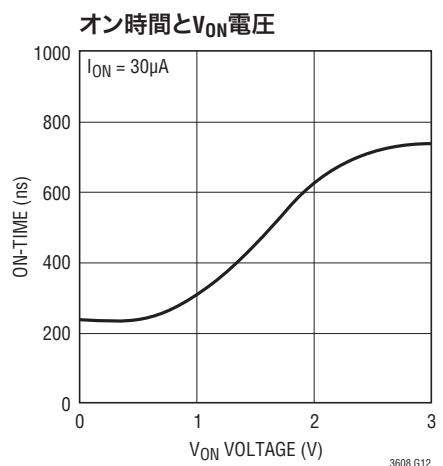
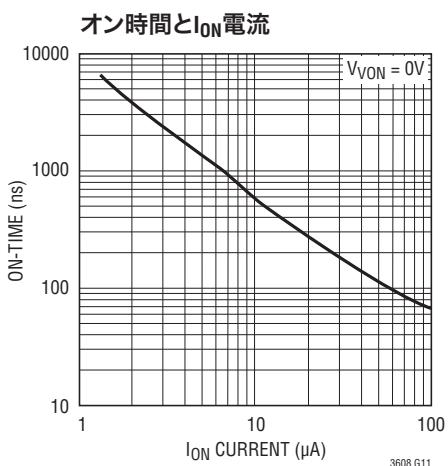
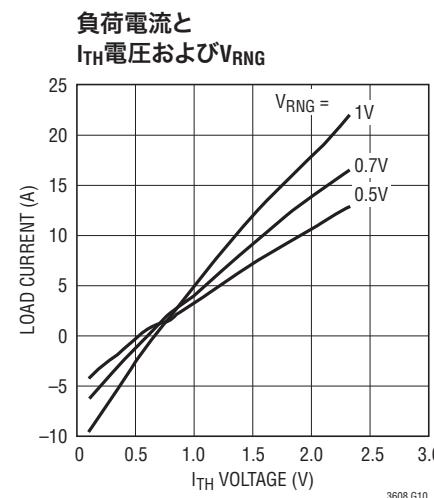
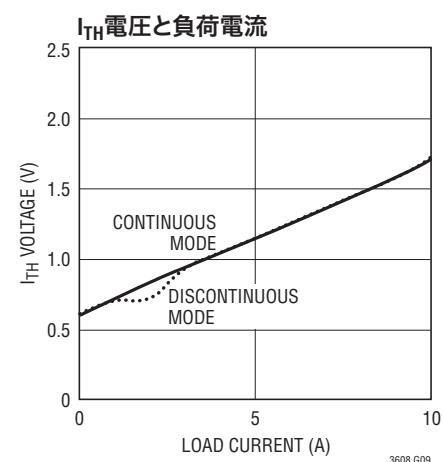
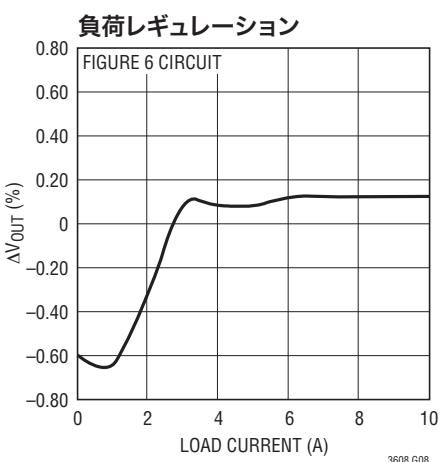
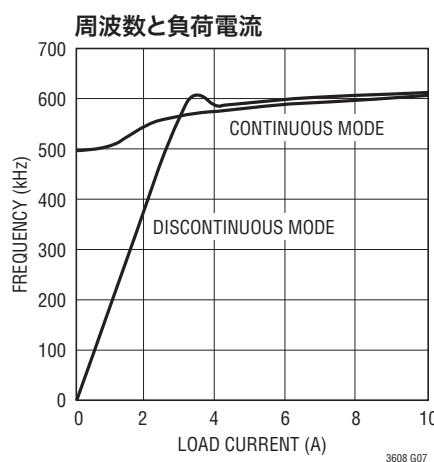
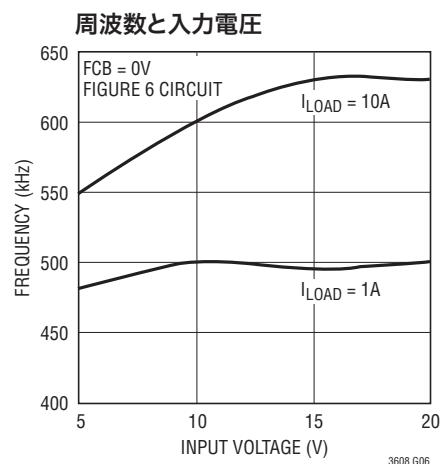
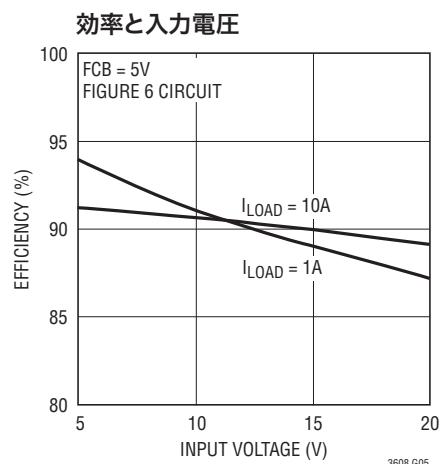
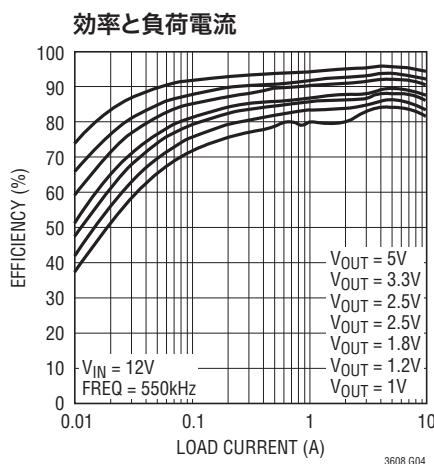
**Note 3:**LTC3608は、誤差アンプの出力が規定された電圧( $I_{TH}$ )になるように $V_{FB}$ を調節する帰還ループでテストされる。 $85^\circ\text{C}$ の仕様は製造時にテストされない。この仕様は、設計、特性評価、および $125^\circ\text{C}$ でのテストとの相関で確認されている。

**Note 4:**LTC3608は、 $T_J$ が $T_A$ にほぼ等しいバ尔斯負荷条件でテストされている。LTC3608Eは $0^\circ\text{C}$ ～ $125^\circ\text{C}$ の接合部温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C}$ ～ $125^\circ\text{C}$ 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。LTC3608は $-40^\circ\text{C}$ ～ $125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で保証されている。これらの仕様と調和する最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱抵抗などの環境要因と関連した特定の動作条件によって決まることに注意。

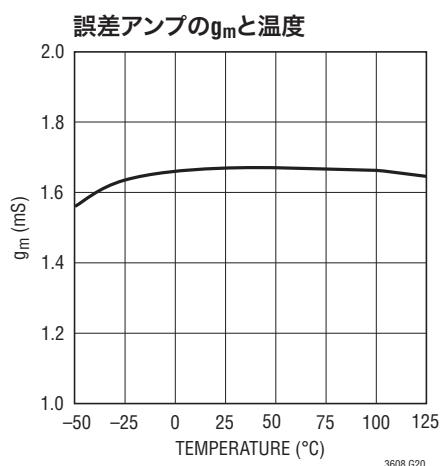
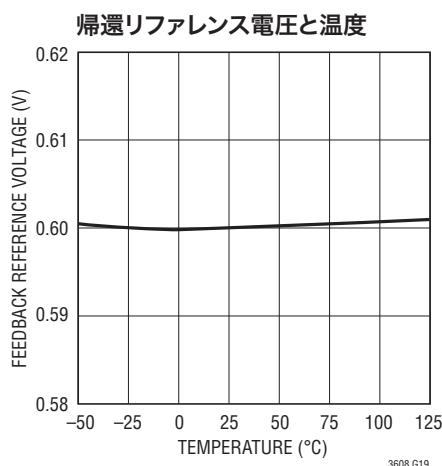
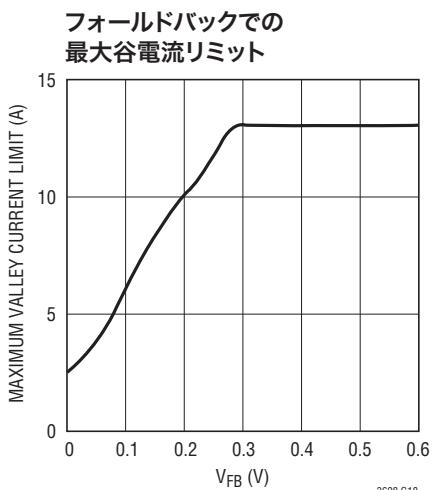
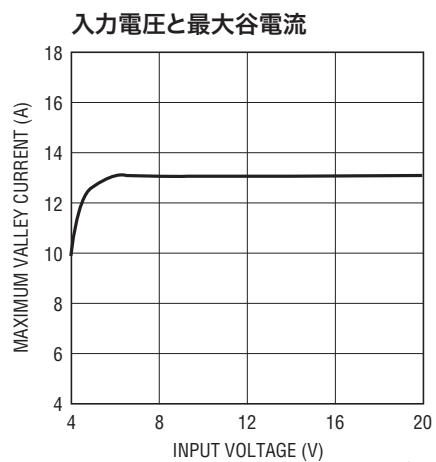
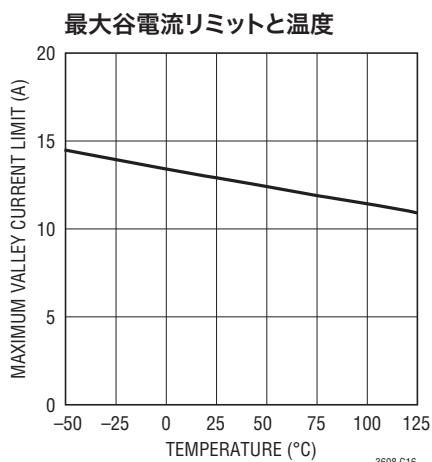
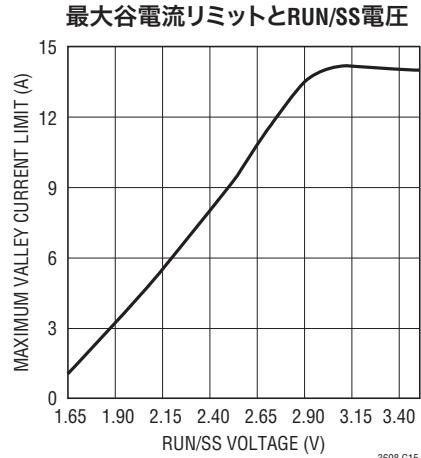
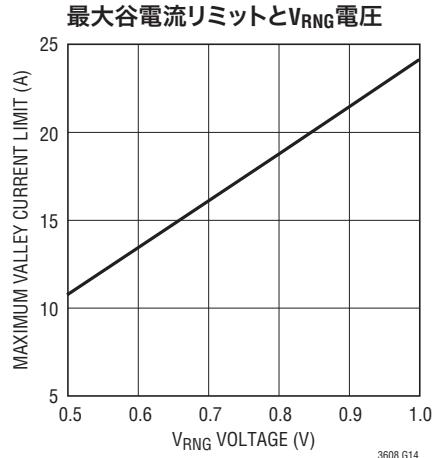
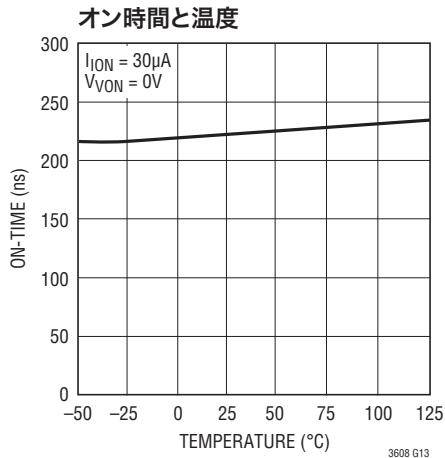
## 標準的性能特性



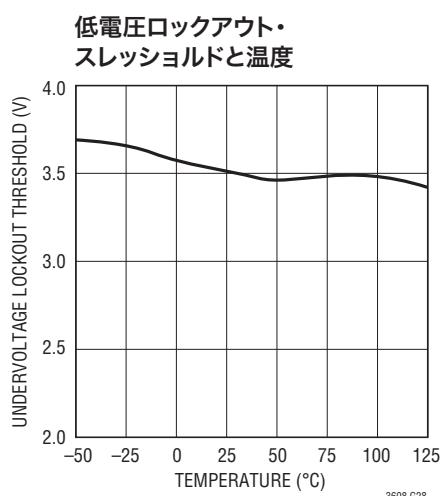
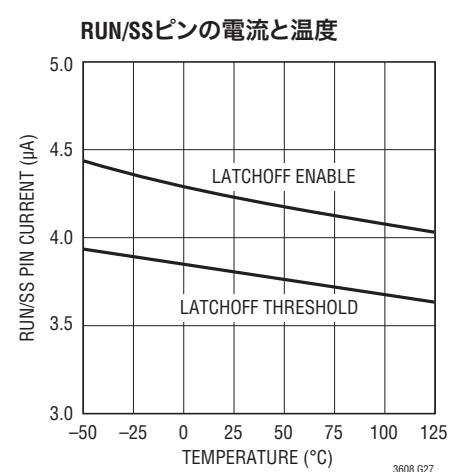
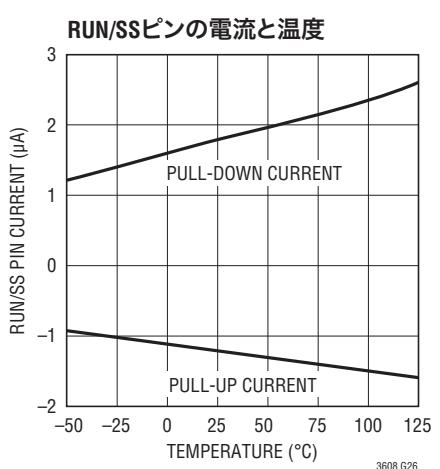
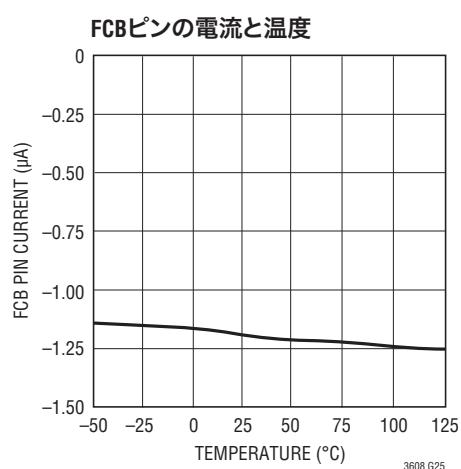
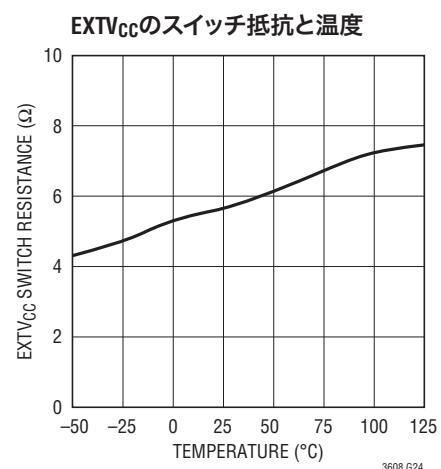
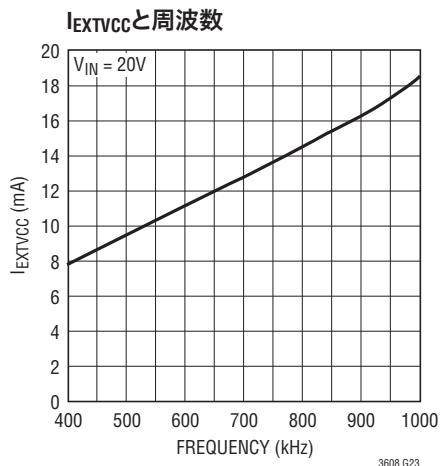
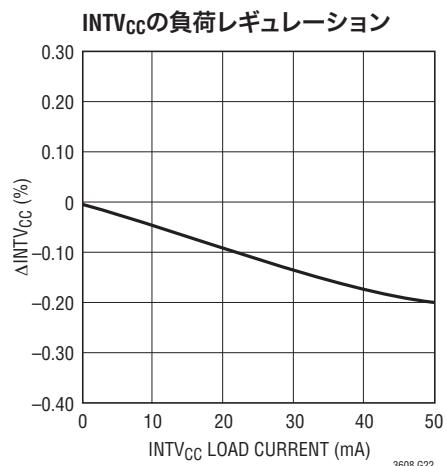
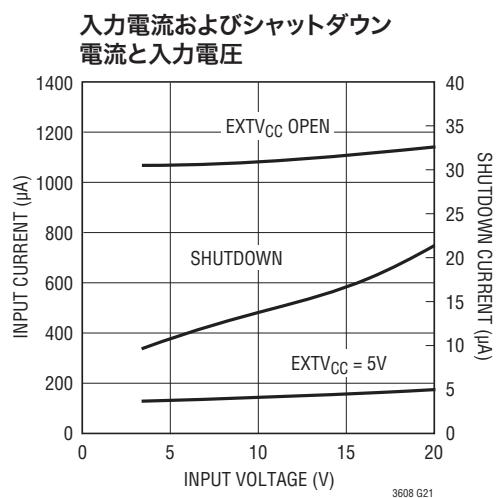
## 標準的性能特性



## 標準的性能特性



## 標準的性能特性



## ピン機能

**PVIN(ピン1、2、3、4、5、6、7、48、49、50、51、52、53)**: 主入力電源。このピンは入力コンデンサC<sub>IN</sub>を使ってPGNDにデカップリングします。

**SW(ピン8、33、41、42、43、44、45、46、47、55)**: インダクタへのスイッチ・ノードの接続。ブートストラップ・コンデンサC<sub>B</sub>の(-)端子もここに接続します。このピンは、グランドよりダイオードの電圧降下分だけ低い電圧からV<sub>IN</sub>まで振幅します。

**SGND(ピン10、14、15、20、26、27、54)**: 信号グランド。全ての小信号用部品と補償用部品はこのグランドに接続し、このグランド自身はPGNDに一点接続します。

**BOOST(ピン11)**: 昇圧されたフローティング・ドライバ電源。ブートストラップ・コンデンサC<sub>B</sub>の(+)端子をここに接続します。このピンは、INTV<sub>CC</sub>よりダイオードの電圧降下分だけ低い電圧からV<sub>IN</sub>+INTV<sub>CC</sub>まで振幅します。

**RUN/SS(ピン12)**: 実行制御とソフトスタートの入力。このピンからグランドに接続したコンデンサにより、フル出力電流までのランプ時間(約3秒/μF)および過電流ラッチオフの遅延時間が設定されます(「アプリケーション情報」を参照)。このピンを0.8Vより低い電圧に強制すると、デバイスがシャットダウンします。

**V<sub>ON</sub>(ピン13)**: オン時間電圧入力。オン時間コンパレータの電圧トリップ・ポイント。このピンを出力電圧または出力からの外部抵抗分割器に接続するとオン時間がV<sub>OUT</sub>に比例します。このピンが接地されているとコンパレータの入力は既定で0.7Vになり、このピンがINTV<sub>CC</sub>に接続されると既定で2.4Vになります。V<sub>OUT</sub>の高いアプリケーションではこのピンをINTV<sub>CC</sub>に接続し、低いR<sub>ON</sub>値を使います。

**PGOOD(ピン16)**: パワーグッド出力。オープン・ドレインのロジック出力で、出力電圧がレギュレーション・ポイントの±10%以内にないと、グランドに引き下げられます。

**V<sub>RNG</sub>(ピン17)**: 電流制限範囲入力。このピンの電圧は最大谷電流を調節し、INTV<sub>CC</sub>からの抵抗分割器により0.5V~0.7Vに設定することができます。このピンはVRNGピンがグランドに接続されていると既定で0.7Vになり、標準16Aの電流制限になります。

**I<sub>TH</sub>(ピン18)**: 電流制御スレッショルドおよび誤差アンプの補償点。電流コンパレータのスレッショルドはこの制御電圧に応じて増加します。電圧範囲は0V~2.4Vで、0.8Vがゼロ検出電圧(ゼロ電流)に対応します。

**FCB(ピン19)**: 強制連続入力。軽負荷時に連続同期動作を強制するにはこのピンをグランドに接続し、軽負荷時に不連続モードの動作をイネーブルするにはINTV<sub>CC</sub>に接続し、2次巻線を使う場合は2次側出力に接続された抵抗分割器に接続します。

**NC(ピン9、21、24、25、28)**: 接続なし。

**I<sub>ON</sub>(ピン22)**: オン時間電流入力。V<sub>IN</sub>からこのピンに抵抗を接続してワンショット・タイマ電流を設定し、それによってスイッチング周波数を設定します。

**V<sub>FB</sub>(ピン23)**: 誤差アンプの帰還入力。このピンは、誤差アンプの入力を、V<sub>OUT</sub>に接続された外部抵抗分割器に接続します。

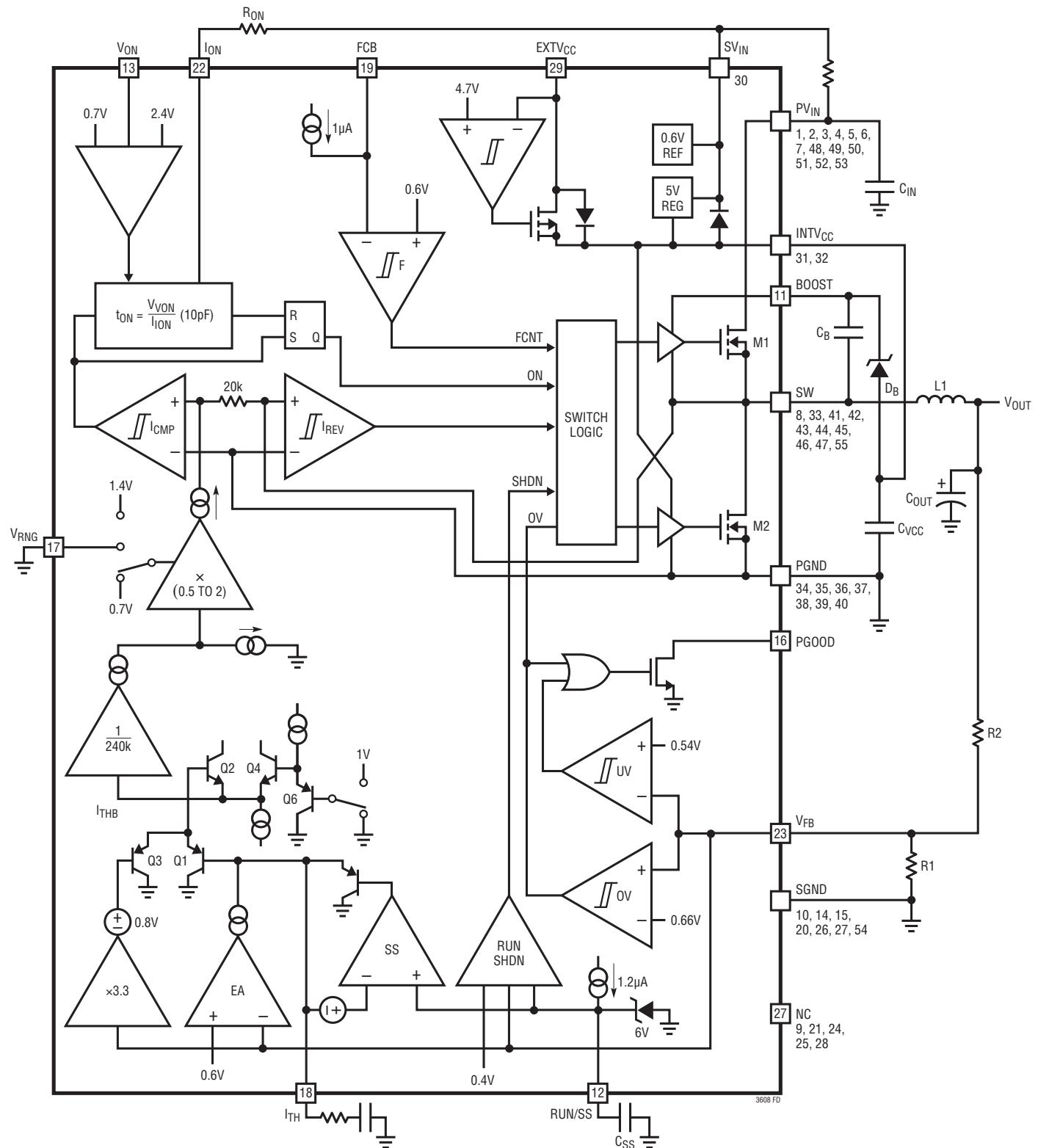
**EXTV<sub>CC</sub>(ピン29)**: 外部V<sub>CC</sub>入力。EXTV<sub>CC</sub>が4.7Vを超えると、コントローラとゲート・ドライブがEXTV<sub>CC</sub>から電力供給を受けるように、内部スイッチがこのピンをINTV<sub>CC</sub>に接続し、内部レギュレータをシャットダウンします。このピンは7Vを超えないようにし、EXTV<sub>CC</sub> < V<sub>IN</sub>とします。

**SV<sub>IN</sub>(ピン30)**: 内部PWMコントローラ用電源。

**INTV<sub>CC</sub>(ピン31、32)**: 内部5Vレギュレータの出力。ドライバおよび制御回路はこの電圧から電力供給を受けます。最小4.7μFの低ESRタンタル・コンデンサまたはセラミック・コンデンサを使って、このピンを電源グランドにデカップリングします。

**PGND(ピン34、35、36、37、38、39、40)**: 電源グランド。このピンをC<sub>VCC</sub>の(-)端子およびC<sub>IN</sub>の(-)端子に近接して接続します。

## 機能図



## 動作

### メイン制御ループ

LTC3608は、固定オン時間、電流モード・アーキテクチャを採用した、高効率モノリシック同期整流式降圧DC/DCコンバータです。4V～18V(最大20V)の入力電圧範囲で動作し、最大8Aの出力電流まで安定化出力電圧を与えます。同期パワースイッチを内蔵しているので、効率が向上し、外付けショットキー・ダイオードは不要です。通常動作では、トップMOSFETはワンショット・タイマOSTによって定まる一定時間オンします。トップMOSFETがオフすると、ボトムMOSFETがオンします。このオン状態は、電流コンパレータICMPがトリップしてワンショット・タイマが再始動し、次のサイクルが開始されるまで継続します。インダクタ電流は、ボトムMOSFETのオン抵抗を使って、PGNDピンとSWピンの間の電圧を検出することにより決定されます。ITHピンの電圧により、インダクタの谷電流に対応したコンパレータ・スレッショルドが設定されます。誤差アンプEAは、出力電圧からの帰還信号VFBを内部の0.6Vリファレンスと比較することによってこのITHピンの電圧を調節します。負荷電流が増加すると、リファレンスに比べて帰還電圧が低下します。そのため、ITH電圧は平均インダクタ電流が再び負荷電流に釣り合うまで上昇します。

軽負荷では、インダクタ電流はゼロに低下し、負になることがあります。これは電流反転コンパレータIREVによって検出され、IREVが次にM2をオフするので(機能図を参照)、デバイスは不連続動作になります。両方のスイッチはオフ状態に保たれ、ITH電圧がゼロ電流レベル(0.8V)を超えて新しいサイクルが開始されるまで、出力コンデンサが負荷電流を供給します。FCBピンを0.6Vより下に下げるとき、不連続モード動作はコンパレータFによってディスエーブルされ、連続同期動作が強制されます。

動作周波数は、トップMOSFETのオン時間と、レギュレーションを維持するのに必要なデューティ・サイクルによって自動的に決まります。ワンショット・タイマは理想的なデューティ・サイクルに比例したオン時間を発生するので、VINが変化しても周波数をほぼ一定に保ちます。公称周波数は外部抵抗RONを使って調節することができます。

過電圧コンパレータOVと低電圧コンパレータUVは、出力帰還電圧がレギュレーション・ポイントの両側±10%のウィンドウを外れると、PGOOD出力を“L”に引き下げます。さらに、過電圧状態ではM1はオフし、M2はオンして過電圧状態がなくなるまでオン状態に保たれます。

出力がグランドに短絡すると、フォールドバック電流制限が作動します。VFBが低下すると、バッファされた電流スレッショルド電圧ITHBが、Q4とQ6によって設定される1VレベルにクランプQ3によって引き下げられます。このため、VFBが0Vに近づくと、インダクタの谷電流レベルはその最大値の1/6に低下します。

RUN/SSピンを“L”に引き下げると、コントローラをシャットダウン状態に強制して、M1とM2の両方をオフします。ピンを解放すると、内部の1.2μA電流源が外部のソフトスタート・コンデンサCSSを充電することができます。この電圧が1.5Vに達すると、コントローラがオンしてスイッチングを開始しますが、ITH電圧はRUN/SS電圧よりも約0.6V低い電圧にクランプされます。CSSが充電し続けると、ソフトスタートの電流制限は解除されます。

### INTVCC/EXTVCC電源

トップとボトムのMOSFETドライバおよび大部分の内部制御回路への電力はINTVCCピンから得られます。トップMOSFETドライバには、フローティング・ブートストラップ・コンデンサCBから電力が供給されます。このコンデンサは、トップMOSFETがオフしているとき、外部ショットキー・ダイオードDBを通してINTVCCから再充電されます。EXTVCCピンが接地されているとき、内部の5V低損失レギュレータがVINからINTVCCに電力を供給します。EXTVCCが4.7Vを超えるとき、内部レギュレータがオフし、内部スイッチがEXTVCCをINTVCCに接続します。これにより、外部5V電源あるいはコンバータの2次出力のようなEXTVCCに接続されている高効率ソースからINTVCCに電力を供給することができます。ゲート・ドライブを強化するために、7Vまでの電圧をEXTVCCに印加することができます。入力電圧が低くてもINTVCCが3.5Vより低くなると、低電圧ロックアウト回路が、パワースイッチがオフするのを防ぎます。

## アプリケーション情報

LTC3608の基本的な応用回路がこのデータシートの最初のページに示されています。外部部品の選択は主に最大負荷電流で決まります。LTC3608は同期パワーMOSFETのオン抵抗を使ってインダクタ電流を決めます。望みのリップル電流量と動作周波数によってインダクタの値も決まります。最後に、コンバータに流れ込む大きなRMS電流を扱う能力を考慮してC<sub>IN</sub>を選択し、出力電圧リップルおよび過渡特性の仕様を満足させるのに十分なだけESRが低いかを考慮してC<sub>OUT</sub>を選択します。

### V<sub>ON</sub>とPGOOD

LTC3608はオープン・ドレインのPGOOD出力を備えており、出力電圧がレギュレーション・ポイントの±10%以内にあることを示します。LTC3608はV<sub>ON</sub>ピンも備えているので、オン時間を調節することができます。V<sub>ON</sub>ピンを“H”に接続するとR<sub>ON</sub>の値が下がり、V<sub>OUT</sub>の高いアプリケーションに有用です。V<sub>ON</sub>ピンは、V<sub>OUT</sub>が変化するアプリケーションで固定周波数動作を維持するため、また、負荷電流の変化に伴う小さな周波数シフトを補正するため、オン時間を調整する手段も与えます。

### V<sub>RNG</sub>ピンとI<sub>LIMIT</sub>の調整

V<sub>RNG</sub>ピンは最大インダクタ谷電流を調整するのに使われ、LTC3608が供給できる最大平均出力電流を決めます。最大出力電流は次式で与えられます。

$$I_{OUT(MAX)} = I_{VALLEY(MAX)} + 1/2 \Delta I_L$$

I<sub>VALLEY(MAX)</sub>は「標準的性能特性」の「最大谷電流リミットとV<sub>RNG</sub>電圧」のグラフに示されています。

INTV<sub>CC</sub>からの外部抵抗分割器を使ってV<sub>RNG</sub>ピンの電圧を0.5V～1Vに設定することができます。または、単にグランドに接続して0.7Vに相当する既定値に強制することができます。電流リミットを設定するとき、接合部温度が125°Cの最大定格を超えないようにします。V<sub>RNG</sub>ピンはフロートさせないください。

### 動作周波数

動作周波数の選択には、効率と部品サイズの間のトレードオフが必要です。低周波数動作はMOSFETのスイッチング損失を減らして効率を上げますが、出力リップル電圧を低く押さえには、大きなインダクタンスや容量を必要とします。

LTC3608のアプリケーションの動作周波数は、トップMOSFETスイッチのオン時間t<sub>ON</sub>を制御するワンショット・タイマによって事実上決定されます。オン時間は、次式に従って、I<sub>ON</sub>ピンへ流れ込む電流とV<sub>ON</sub>ピンの電圧によって設定されます。

$$t_{ON} = \frac{V_{VON}}{I_{ON}} (10\text{pF})$$

抵抗R<sub>ON</sub>をV<sub>IN</sub>からI<sub>ON</sub>ピンに接続すると、V<sub>IN</sub>に反比例するオン時間が得られます。I<sub>ON</sub>ピンから流れ出す電流は次のとおりです。

$$I_{ON} = \frac{V_{IN}}{R_{ON}}$$

このため、降圧コンバータの場合、入力電源が変化してもほぼ一定の周波数動作になります。

$$f = \frac{V_{OUT}}{V_{VON} R_{ON}(10\text{pF})} [\text{Hz}]$$

出力電圧が変化しても周波数を一定に保つには、V<sub>ON</sub>ピンをV<sub>OUT</sub>に接続するか、またはV<sub>OUT</sub> > 2.4VのときはV<sub>OUT</sub>からの抵抗分割器に接続します。V<sub>ON</sub>ピンには内部クランプが備わっており、ワンショット・タイマへの入力を制限します。このピンが0.7Vより低い電圧に接続されていると、ワンショットへの入力は0.7Vにクランプされます。同様に、このピンが2.4Vより高い電圧に接続されていると、この入力は2.4Vにクランプされます。V<sub>OUT</sub>が高いアプリケーションでは、コンパレータの入力が2.4VになるようにV<sub>ON</sub>をINTV<sub>CC</sub>に接続するとR<sub>ON</sub>の値が低くなります。いくつかの一般的な出力電圧について、R<sub>ON</sub>とスイッチング周波数の関係を図1aと図1bに示します。

## アプリケーション情報

$I_{ON}$ ピンの電圧は約0.7Vなので、このピンに流れ込む電流は、(特に入力電圧が低いアプリケーションでは)  $V_{IN}$ に正確に反比例することはありません。この誤差を補正するため、 $I_{ON}$ ピンから5VのINTV<sub>CC</sub>電源に追加抵抗 $R_{ON2}$ を接続すると、周波数がさらに安定します。

$$R_{ON2} = \frac{5V}{0.7V} R_{ON}$$

負荷電流の変化も周波数のずれを引き起します。MOSFETスイッチとインダクタの寄生抵抗がインダクタンスの両端の実効電圧を下げる所以、負荷電流が増加するにつれてデューティ・サイクルが増加します。電流の増加に応じてオン時間をわずかに長くすることにより、固定周波数動作を維持することができます。これは $I_{TH}$ ピンから $V_{ON}$ ピン、さらに $V_{OUT}$ へと接続された抵抗分割器を使って実現されます。必要な値は特定のアプリケーションの寄生抵抗に依存します。妥当な出発点としては、図2aに示されているように、 $I_{TH}$ ピンの電圧変化の約25%を $V_{ON}$ ピンに与えます。スイッチング周波数で生じる $I_{TH}$ の変動をフィルタで除去するため、コンデンサを $V_{ON}$ ピンに接続します。 $I_{TH}$ の抵抗負荷により誤差アンプのDC利得が減少し、負荷レギュレーションが劣化しますが、これは図2bのようにPNPエミッタ・フォロワを使って防ぐことができます。

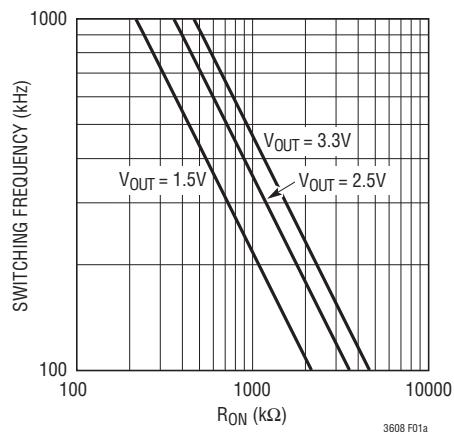


図1a. スイッチング周波数と $R_{ON}$  ( $V_{ON} = 0V$ )

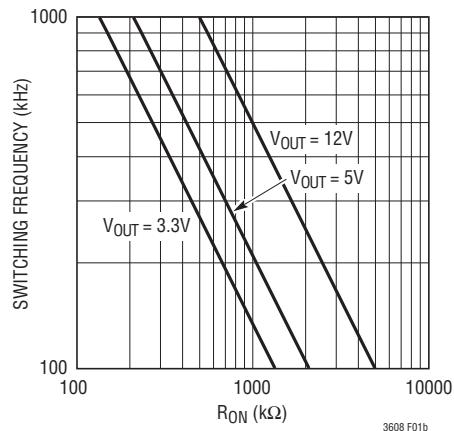


図1b. スイッチング周波数と $R_{ON}$  ( $V_{ON} = INTV_{CC}$ )

## アプリケーション情報

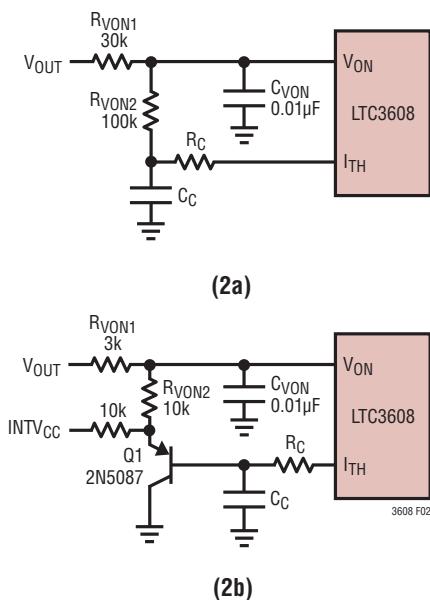


図2. 負荷電流の変化に伴う周波数シフトの補正

## 最小オフ時間とドロップアウト動作

最小オフ時間  $t_{OFF(MIN)}$  は、LTC3608がボトムMOSFETをオンし、電流コンパレータをトリップしてこのMOSFETを再度オフすることができる最小時間です。この時間は普通約320nsです。最小オフ時間の制約により、最大デューティ・サイクルは  $t_{ON}/(t_{ON}+t_{OFF(MIN)})$  に制限されます。たとえば、入力電圧が低下したために最大デューティ・サイクルに達すると、出力は安定化された状態から外れてしまいます。ドロップアウトを避けるための最小入力電圧は次のとおりです。

$$V_{IN(MIN)} = V_{OUT} \frac{t_{ON} + t_{OFF(MIN)}}{t_{ON}}$$

最大デューティ・サイクルと周波数のプロットを図3に示します。

## 出力電圧の設定

LTC3608は、図6に示されているように、帰還ピン  $V_{FB}$  と信号グランドの間に0.6Vのリファレンス電圧を発生します。出力電圧は次式に従って抵抗分割器によって設定されます。

$$V_{OUT} = 0.6V \left( 1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

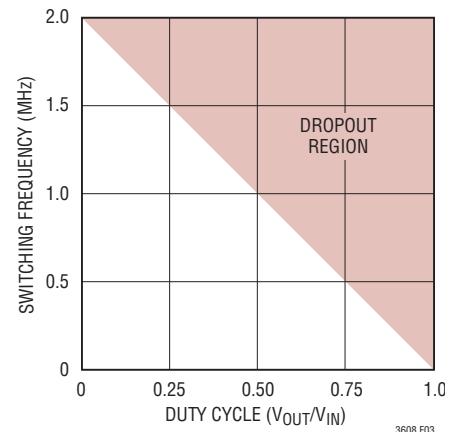


図3. 最大スイッチング周波数とデューティ・サイクル

周波数応答を改善するには、フィードフォワード・コンデンサ  $C1$  を使うこともできます。 $V_{FB}$  ラインはインダクタやSWラインなどのノイズ源から離して配線するように十分注意してください。

## インダクタの選択

望みの入力電圧と出力電圧が与えられると、インダクタ値と動作周波数によってリップル電流が決まります。

$$\Delta I_L = \left( \frac{V_{OUT}}{f L} \right) \left( 1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

リップル電流が小さいと、インダクタのコア損失、出力コンデンサのESR損失、さらに出力電圧リップルが減少します。効率が最高の動作は低周波数でリップル電流が小さいとき得られます。ただし、これを達成するには大きなインダクタが必要です。部品のサイズ、効率および動作周波数の間にはトレードオフが必要です。

妥当な出発点として、 $I_{OUT(MAX)}$  の約40%のリップル電流を選択します。最大  $V_{IN}$  で最大リップル電流が発生します。リップル電流が規定された最大値を超えないように保証するには、次式に従ってインダクタンスを選択します。

$$L = \left( \frac{V_{OUT}}{f \Delta I_{L(MAX)}} \right) \left( 1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}} \right)$$

## アプリケーション情報

Lの値が求まつたら、次にインダクタの種類を選択します。高効率コンバータは低価格の鉄粉コアに見られるコア損失は一般に許容できません。高電流、低電圧アプリケーション用に設計された多種のインダクタが、スミダ電機、パナソニック、Coiltronics、Coilcraft、東光などのメーカーから入手できます。

### $C_{IN}$ と $C_{OUT}$ の選択

入力コンデンサ $C_{IN}$ は、トップMOSFETのドレインのところで方形波電流をフィルタするのに必要です。最大RMS電流を扱えるサイズの低ESRコンデンサを使います。

$$I_{RMS} \approx I_{OUT(MAX)} \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \sqrt{\frac{V_{IN}}{V_{OUT}} - 1}$$

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ で最大値をとり、 $I_{RMS} = I_{OUT(MAX)}/2$ となります。大きく変化させてもそれほど状況が改善されないため、一般にはこの単純なワーストケース条件が設計に使用されます。コンデンサのメーカーの規定するリップル電流定格は多くの場合2000時間だけの寿命試験に基づいていますので、コンデンサをさらにディレーティングすることを推奨します。

$C_{OUT}$ の選択は、電圧リップルおよび負荷ステップに対する過渡応答を小さくするために必要なESRによって主に決まります。出力リップル $\Delta V_{OUT}$ は、ほぼ次式のように限定されます。

$$\Delta V_{OUT} \leq \Delta I_L \left( ESR + \frac{1}{8fC_{OUT}} \right)$$

$\Delta I_L$ は入力電圧とともに増加するので、出力リップルは最大入力電圧のとき最大になります。通常、ESRの要件が満たされると、その容量はフィルタリングに関して妥当であり、必要なRMS電流定格をもっています。

ESRおよびRMS電流処理の要件を満たすには、並列に配置した複数のコンデンサが必要になることがあります。乾式タンタル、特殊ポリマー、アルミ電解およびセラミックの各コンデンサは全て表面実装パッケージで入手できます。特殊ポリマー・コンデンサはESRが非常に低いのですが、他のタイプに比べて容量密度が低くなります。タンタル・コンデンサは最高の容量密度をもっていますが、スイッチング電源に使うためにサー

ジテストされているタイプだけを使うことが重要です。アルミ電解コンデンサのESRはかなり大きいのですが、リップル電流定格および長期信頼性に対して配慮すれば、コストに敏感なアプリケーションに使うことができます。セラミック・コンデンサは優れたESR特性をもっていますが、電圧係数が高く可聴圧電効果を示すことがあります。トレースインダクタンスを伴ったセラミック・コンデンサはQが高く、大きなリンクギングを引き起こすことがあります。入力コンデンサとして使うときは、突入電流とスイッチングによるリンクギングが電源スイッチとコントローラに対する過電圧の危険を生じないように注意を払う必要があります。入力電圧過渡を減衰させるため、ESRが $0.5\Omega \sim 2\Omega$ の範囲の $5\mu F \sim 50\mu F$ の小型アルミ電解コンデンサを追加します。高性能スルーホール・コンデンサを使うこともできますが、リード・インダクタンスの影響を減らすため、セラミック・コンデンサを並列に追加することを推奨します。

### トップMOSFETドライバの電源( $C_B$ , $D_B$ )

BOOSTピンに接続した外部ブートストラップ・コンデンサ $C_B$ は、トップサイドMOSFETのゲート・ドライブ電圧を供給します。このコンデンサは、スイッチ・ノードが“L”的とき、INTVCCからダイオード $D_B$ を通して充電されます。トップMOSFETがオンすると、スイッチ・ノードは $V_{IN}$ まで上昇し、BOOSTピンはおよそ $V_{IN} + INTVCC$ まで上昇します。昇圧コンデンサはトップMOSFETが必要とするゲート電荷の約100倍の電荷を蓄積する必要があります。ほとんどのアプリケーションでは、 $0.1\mu F \sim 0.47\mu F$ のX5RまたはX7Rの誘電体のコンデンサが適しています。

### 不連続モードの動作とFCBピン

FCBピンは、インダクタ電流が反転するときボトムMOSFETがオン状態に留まるかどうかを決定します。このピンを $0.6V$ のスレッショルドよりも高い電圧に接続すると、不連続動作がイネーブルされ、その場合、インダクタ電流が反転するとボトムMOSFETはオフします。電流が反転して不連続動作が始まる負荷電流の値はインダクタ・リップル電流に依存し、 $V_{IN}$ の変化とともに変化します。FCBピンを $0.6V$ のスレッショルドよりも低い電圧に接続すると、連続同期動作を強制し、軽負荷で電流が反転するのを許し、高周波数動作を維持します。

## アプリケーション情報

ロジック入力を与えて連続動作を強制するだけでなく、FCBピンは、1次側が不連続モードで動作しているとき、フライバック巻線出力を維持する手段を与えます。2次出力V<sub>OUT2</sub>は、図4に示すように、通常、変圧器の巻数比Nによって設定されます。ただし、1次負荷電流が軽いため、コントローラが不連続モードに入ってスイッチングを停止すると、V<sub>OUT2</sub>は低下します。V<sub>OUT2</sub>からFCBピンに接続された外部抵抗分割器は最小電圧V<sub>OUT2(MIN)</sub>を設定します。この最小電圧より低い電圧では、V<sub>OUT2</sub>がその最小値を超えるまで連続動作が強制されます。

$$V_{OUT2(MIN)} = 0.6V \left( 1 + \frac{R4}{R3} \right)$$

### フォールト状態:電流制限とフォールドバック

LTC3608には電流モード・コントローラが備わっており、定常状態の動作時だけでなく、過渡においても、本来サイクルごとにインダクタ電流を制限します。グランドへの短絡が発生したとき電流をさらに制限するため、LTC3608にはフォールドバック電流制限機能が備わっています。出力が25%以上低下すると、最大検出電圧はその最大値の約1/6に次第に低下します。

### INTV<sub>CC</sub>レギュレータとEXTV<sub>CC</sub>接続

内部Pチャネル低損失レギュレータは、LTC3608のドライバと内部回路に電力を供給する5V電源を形成します。INTV<sub>CC</sub>ピンは50mA RMSまで供給することができ、最小4.7μFのタンタル・コンデンサまたはセラミック・コンデンサを使ってグランドにバイパスする必要があります。MOSFETゲート・ドライバが必要とする大きな過渡電流を供給するには、十分なバイパスが必要です。

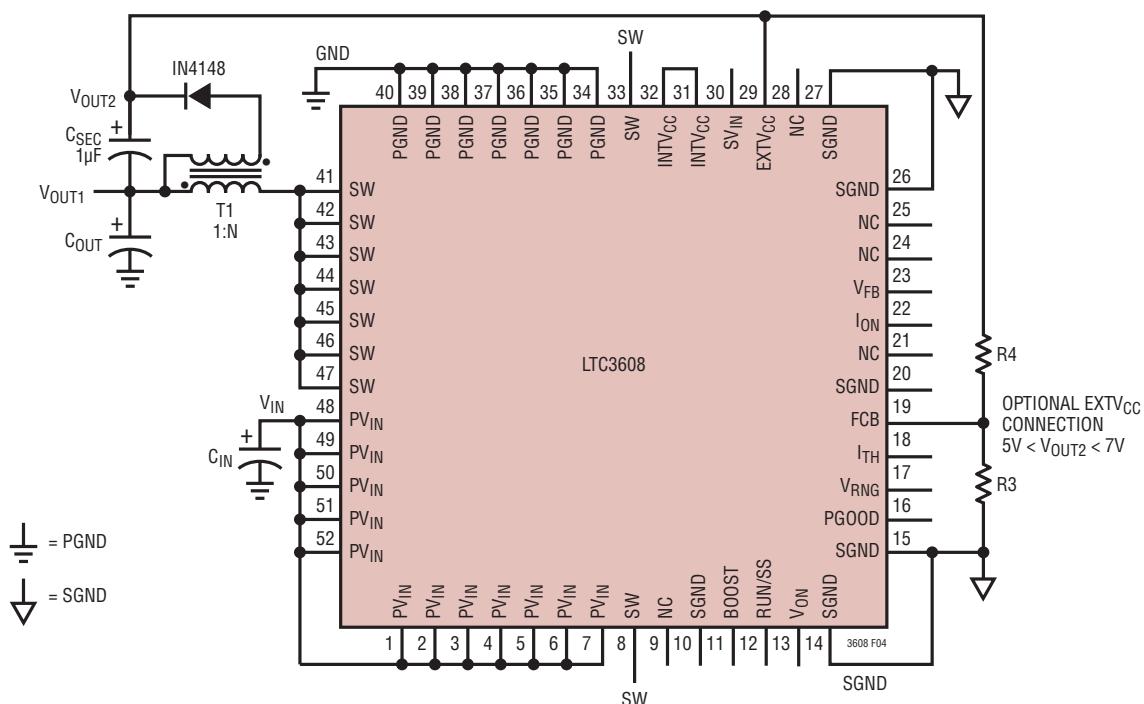


図4. 補助出力ループとEXTV<sub>CC</sub>接続

## アプリケーション情報

EXTVCCピンを使って、通常動作時に出力または別の外部ソースからMOSFETゲート・ドライブとコントロールに電力を供給することができます。EXTVCCピンが4.7Vよりも高いときは常に内部5Vレギュレータはオフし、内部の50mAのPチャネル・スイッチがEXTVCCピンをINTVCCに接続します。EXTVCCピンが4.5Vより低くなるまで、INTVCC電力はEXTVCCから供給されます。7Vを超える電圧をEXTVCCに印加しないで、EXTVCC  $\leq$  V<sub>IN</sub>となるようにしてください。EXTVCCの可能な接続方法を以下に列挙します。

1. EXT<sub>VCC</sub>をグランドに接続します。INT<sub>VCC</sub>は常に内部5Vレギュレータから電力を供給されます。
2. EXT<sub>VCC</sub>を外部電源に接続します。MOSFETゲート・ドライブの要件(標準5V)を満たす高効率電源により、全体の効率を上げることができます。
3. EXT<sub>VCC</sub>を出力から得られる昇圧ネットワークに接続します。低電圧の出力は、チャージポンプやフライバック巻線を使って4.7Vより高い電圧に昇圧することができます。昇圧された出力電源が利用可能になるまで、システムは内部リニア・レギュレータを使って起動します。

### RUN/SSピンを使ったソフトスタートとラッチオフ

RUN/SSピンは、ソフトスタート用タイマおよび過電流ラッチオフだけでなく、LTC3608をシャットダウンする手段を与えます。RUN/SSピンを0.8Vより低い電圧に引き下げるとき、LTC3608を低消費電流( $I_Q < 30\mu A$ )のシャットダウン状態にします。このピンを解放すると、内部の1.2 $\mu A$ 電流源が外部のタイミング・コンデンサC<sub>SS</sub>を充電することができます。RUN/SSが完全にグランドまで引き下げられると、起動するまでおよそ次のような遅延が生じます。

$$t_{DELAY} = \frac{1.5V}{1.2\mu A} C_{SS} = (1.3s/\mu F) C_{SS}$$

RUN/SSの電圧が1.5Vに達すると、I<sub>TH</sub>が約0.9Vにクランプされた状態でLTC3608は動作を開始します。RUN/SS電圧が3Vまで上昇するにつれ、I<sub>TH</sub>に対するクランプはその2.4Vの全範囲が利用できるまで上昇します。これにはさらに1.3s/ $\mu F$ の時間がかかり、その間、出力が最終値の75%に達するまで負荷電流はフォールドバックされます。

コントローラが起動し、出力コンデンサを充電するのに十分な時間が経過した後、C<sub>SS</sub>は短絡タイマとして使われます。RUN/SSピンが4Vを超えるまで充電された後、出力電圧が安定化電圧の75%より下まで低下すると、短絡が発生したとみなされます。すると、1.8 $\mu A$ の電流によってC<sub>SS</sub>が放電し始めます。RUN/SSピンが3.5Vまで低下するまでフォールト状態が続くと、コントローラは両方のパワーMOSFETをオフし、コンバータを永続的にシャットダウンします。動作を再開するには、RUN/SSピンをアクティブにグランドまで引き下げる必要があります。

ソフトスタート・タイミング・コンデンサC<sub>SS</sub>を十分大きくして、C<sub>SS</sub>が4Vのスレッショルドに達するまでに出力が確実に安定化するようにすることが、過電流保護タイマにとって必要です。これは一般に出力容量、出力電圧および負荷電流特性に依存します。最小ソフトスタート・コンデンサは次式から推算できます。

$$C_{SS} > C_{OUT} V_{OUT} R_{SENSE} (10^{-4} [F/V s])$$

一般に0.1 $\mu F$ あれば十分過ぎるほどです。

過電流ラッチオフ動作は常に必要なわけではなく、望ましいわけでもありません。負荷電流は短絡時に電流フォールドバック回路によって既に制限されており、ラッチオフ動作はトラブルシューティング時に邪魔になることがあります。この機能は、5 $\mu A$ を超えるプルアップ電流をRUN/SSピンに追加することによって無効にすることができます。この追加電流によってフォールト時にC<sub>SS</sub>の放電が防がれ、さらにソフトスタート時間が短縮されます。図5aに示すように、V<sub>IN</sub>に抵抗を使うのは簡単ですが、シャットダウン電流がいくらか増加します。図5bに示すように、INTVCCに抵抗を使うと追加のシャットダウン電流は除かれますが、C<sub>SS</sub>を分離するのにダイオードが必要です。どんなプルアップ・ネットワークも、RUN/SSをラッチオフ回路の4.2Vの最大スレッショルドよりも高い電圧に引き上げることができなければならず、4 $\mu A$ の最大放電電流を凌駕することができなければなりません。

## アプリケーション情報

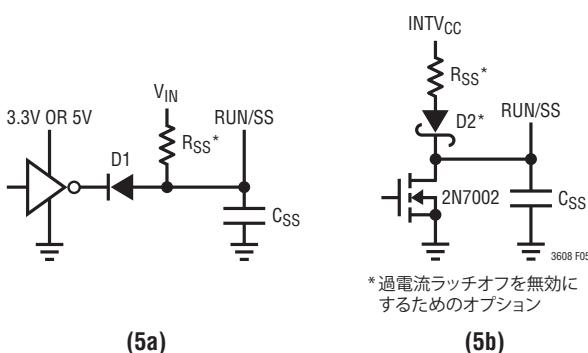


図5. ラッチオフを無効にしたRUN/SSピンのインターフェース

## 効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータのパーセント効率は、出力電力を入力電力で割って100%を掛けたものに等しくなります。個々の損失を解析して、効率を制限する要素がどれであり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断できる場合がよくあります。回路内の電力を消費する全ての要素で損失が生じますが、LTC3608の回路の損失の大部分は主に4つの要因によって生じます。

1. DCの $I^2R$ 損失。これは、MOSFETの内部抵抗、インダクタ、およびPCボードのトレースの各抵抗成分から生じ、大きな出力電流で効率を低下させます。連続モードでは、平均出力電流はLを流れますが、トップMOSFETとボトムMOSFETの間でこま切れにされます。1個のMOSFETのDC  $I^2R$ 損失は単に $[R_{DS(ON)} + R_L] \cdot I_O$ によって決定することができます。
2. 遷移損失。この損失は、スイッチ・ノードが遷移するとき、トップMOSFETが短時間飽和領域に留まることから生じます。これは、入力電圧、負荷電流、ドライバ強度、MOSFET容量などの要因に依存します。20Vを超える入力電圧ではこの損失が大きくなり、次式を使って推算できます。

$$\text{遷移損失} \approx (1.7A^{-1})V_{IN}^2 I_{OUT} C_{RSS} f$$

3. INTVCC電流。これはMOSFETドライバ電流と制御電流の和です。この損失は、出力から得られる昇圧ネットワークまたは(利用可能であれば)代替電源のような高効率ソースから、EXTVCCピンを通してINTVCC電流を供給することにより減少させることができます。

4.  $C_{IN}$ 損失。入力コンデンサはレギュレータへ流れる大きなRMS入力電流をフィルタするという困難な役目を担っています。このコンデンサは、AC  $I^2R$ 損失を最小にするためにESRが非常に小さくなければならず、RMS電流が上流でヒューズやバッテリ内の追加損失を生じないように容量が十分大きくなければなりません。

$C_{OUT}$ のESR損失、デッドタイム時のショットキー・ダイオードD1の導通損失、インダクタのコア損失など、他の損失は一般に2%未満の追加損失です。

効率を改善するための調整を行うとき、入力電流は効率の変化の最も効率的な指標です。変更を加えて入力電流が減少すれば、効率は向上しています。入力電流に変化がなければ効率にも変化がありません。

## 過渡応答のチェック

レギュレータのループ応答は負荷過渡応答を見てチェックすることができます。スイッチング・レギュレータは負荷電流ステップに対して応答するのに数サイクルを要します。負荷ステップが生じると、 $V_{OUT}$ は直ちに $(\Delta I_{LOAD}) / (ESR)$ に等しい量だけシフトします。ここで、ESRは $C_{OUT}$ の等価直列抵抗です。また、 $\Delta I_{LOAD}$ により、 $C_{OUT}$ が充電または放電し始めるので、レギュレータが $V_{OUT}$ をその定常状態の値に戻すのに使う帰還誤差信号が生じます。この回復時間の間、安定性に問題があることを示すオーバーシュートやリンギングがないか $V_{OUT}$ をモニタすることができます。図6に示されている $I_{TH}$ ピンの外部部品により、大部分のアプリケーションに対して適切な補償が実現されます。スイッチング制御ループ理論の詳細については、「アプリケーションノート76」を参照してください。

## アプリケーション情報

## 設計例

設計例として、次の仕様の電源を取り上げます。VIN = 5V～20V(公称12V)、VOUT = 2.5V±5%、IOUT = 8A、f = 550kHz。最初に、VON = VOUTでタイミング抵抗を計算します。

$$R_{ON} = \frac{2.5V}{(550\text{kHz})(10\text{pF})(2.4V)} \approx 187\text{k}$$

次に、最大 $V_{IN}$ で約40%のリップル電流になるようにインダクタを選択します。

$$L = \frac{2.5V}{(550\text{kHz})(0.4)(8A)} \left(1 - \frac{2.5V}{20V}\right) = 1.24\mu\text{H}$$

1.2 $\mu$ Hの標準値を選択すると、最大リップル電流は次のようになります。

$$\Delta I_L = \frac{2.5V}{(550\text{kHz})(12\mu\text{H})} \left(1 - \frac{2.5V}{12V}\right) = 3A$$

次に、VRNG電圧を設定し、ILIMITをチェックします。VRNGを0.5Vに接続すると標準電流リミットが11Aに設定され、VRNGをGNDに接続すると標準電流が約16Aになります。

85°Cで約5AのRMS電流定格に対してC<sub>IN</sub>が選ばれています。出力コンデンサは、インダクタ・リップル電流および負荷ステップによる出力電圧の変化を最小にするため、0.002Ωの低ESRのものが選択されています。リップル電圧は次のように小さくなります。

$$\Delta V_{\text{OUT(RIPPLE)}} = \Delta I_L(\text{MAX}) \text{ (ESR)} \\ = (3A) (0.002\Omega) = 6mV$$

ただし、0A～8Aの負荷ステップにより、出力は最大次のように変化します。

$$\Delta V_{\text{OUT(STEP)}} = \Delta I_{\text{LOAD}} \text{ (ESR)} = (8\text{A}) (0.002\Omega) = 16\text{mV}$$

出力リップルへのESLの影響を最小にするため、オプションの22 $\mu$ Fセラミック出力コンデンサが含まれています。完全な回路を図6に示します。

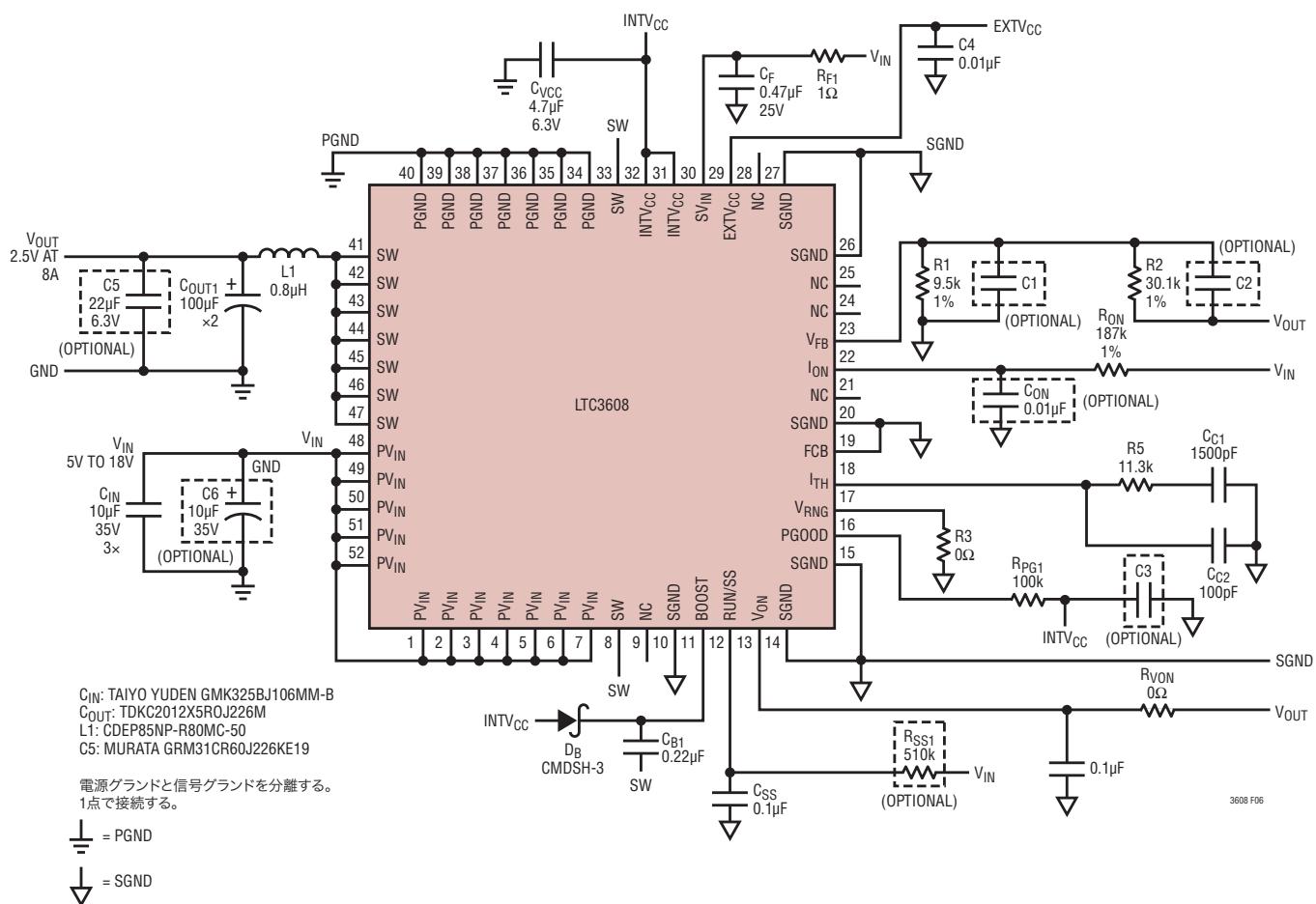


図6. 設計例:5V～18Vの入力から2.5V/8A(550kHz)

## アプリケーション情報

### SWのリングギングを減らす方法

どんなスイッチング・レギュレータでも、SWノードには、特に高い入力電圧では、電圧リングギングが生じます。リングギングの振幅と持続時間は、スイッチング速度(ゲート・ドライブ)、レイアウト(寄生インダクタンス)およびMOSFETの出力容量に依存します。このリングギングは、全体のEMI、ノイズおよび高周波数リップルに寄与します。リングギングを減らす1つの方法はレイアウトを最適化することです。レイアウトが良いと寄生インダクタンスは最小になります。SWからGNDにRCスナバを追加するのも、リングギングを減らす効果的な方法です。最後に、BOOSTピンに直列に抵抗を追加するとMOSFETのターンオン・スルーレートが遅くなり、リングギングが減衰しますが、効率低下の代価を払います。ICはPCBやボンディングワイヤのインダクタンスによって高周波過渡からバッファされていますので、リングギング自体はコントローラの信頼性に対しては通常問題ではないことに注意してください。

### PCボードのレイアウトのチェックリスト

PCボードのレイアウトを行うときは、下に示されている2つの手法のどちらかに従ってください。簡単なPCボードのレイアウトには専用のグランド・プレーン層が必要です。さらに、高電流の場合、電力部品の熱を逃がすのを助けるために多層基板を推奨します。

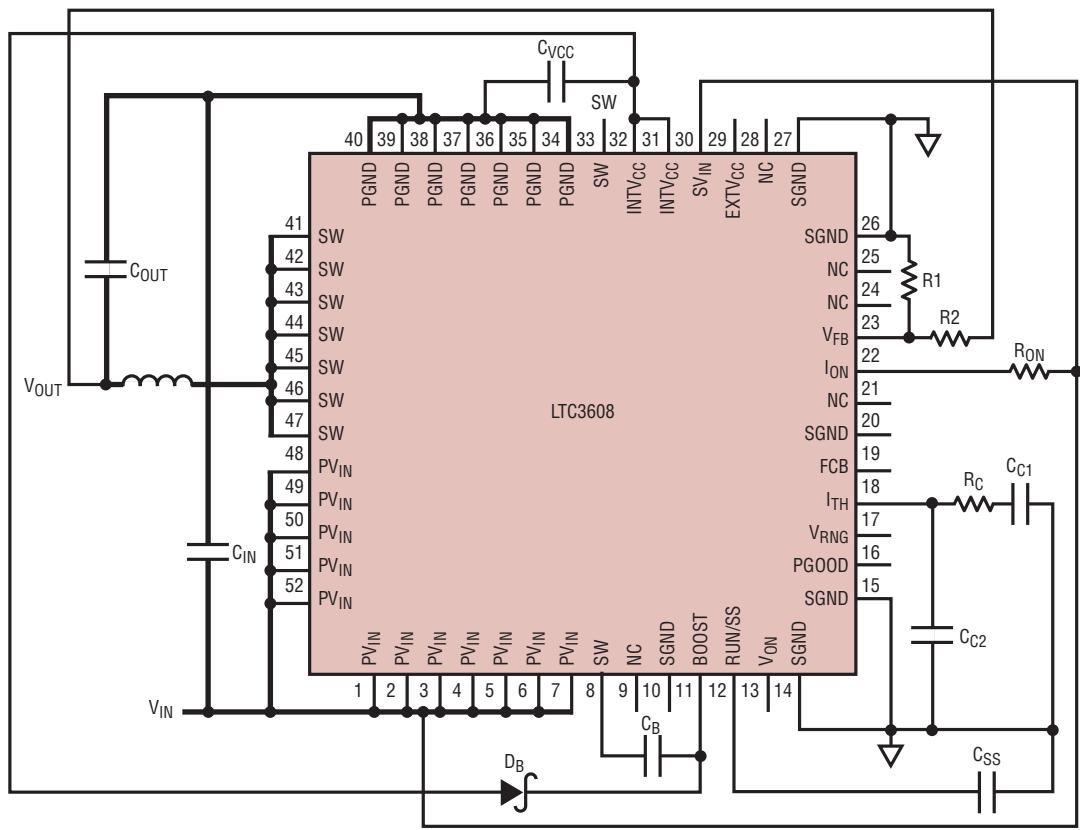
- グランド・プレーン層にはトレースがあつてはならず、LTC3608の置かれている層にできるだけ近くします。
- $C_{IN}$ と $C_{OUT}$ を全て一箇所に密集させ、LTC3608の近くに配置します。いくつかの部品は基板のボトム側に配置するとうまく配置できことがあります。
- 小信号部品はLTC3608の近くに配置します。
- LTC3608のSGNDとPGNDを含むグランド接続は、グランド・プレーンに直結するビアを使って行います。電力部品には大きなビアを複数使います。

- MOSFETの冷却力を改善し、EMIを低く抑えるためにスイッチ・ノード(SW)には小さなプレーンを使います。
- 十分な電圧フィルタリングを維持し、電力損失を低く抑えるため、 $V_{IN}$ と $V_{OUT}$ にはプレーンを使います。
- 全ての層の全ての未使用領域を銅で覆います。銅で覆うと電力部品の温度上昇が小さくなります。これらの銅領域はDCネット( $V_{IN}$ 、 $V_{OUT}$ 、GNDまたはシステム内の他のDCレベル)に接続します。

グランド・プレーンなしでプリント基板をレイアウトするときは、コントローラの適切な動作を保証するため、次のチェックリストを使ってください。これらの項目は図7にも示されています。

- 信号グランドと電源グランドを分離します。全ての小信号部品は一点でSGNDピンに戻します。この一点をPGNDピンに接続します。
- 入力コンデンサ $C_{IN}$ はデバイスに近づけて接続します。このコンデンサはMOSFETのAC電流を担います。
- 高い $dV/dT$ のSW、BOOSTおよびTGの各ノードは敏感な小信号ノードから離します。
- INTV<sub>CC</sub>デカップリング・コンデンサ $C_{VCC}$ は、INTV<sub>CC</sub>ピンおよびPGNDピンに近づけて接続します。
- トップ・ドライバ昇圧コンデンサ $C_B$ は、BOOSTピンおよびSWピンに近づけて接続します。
- $V_{IN}$ ピンのデカップリング・コンデンサ $C_F$ は、 $V_{IN}$ ピンおよびPGNDピンに近づけて接続します。

## アプリケーション情報

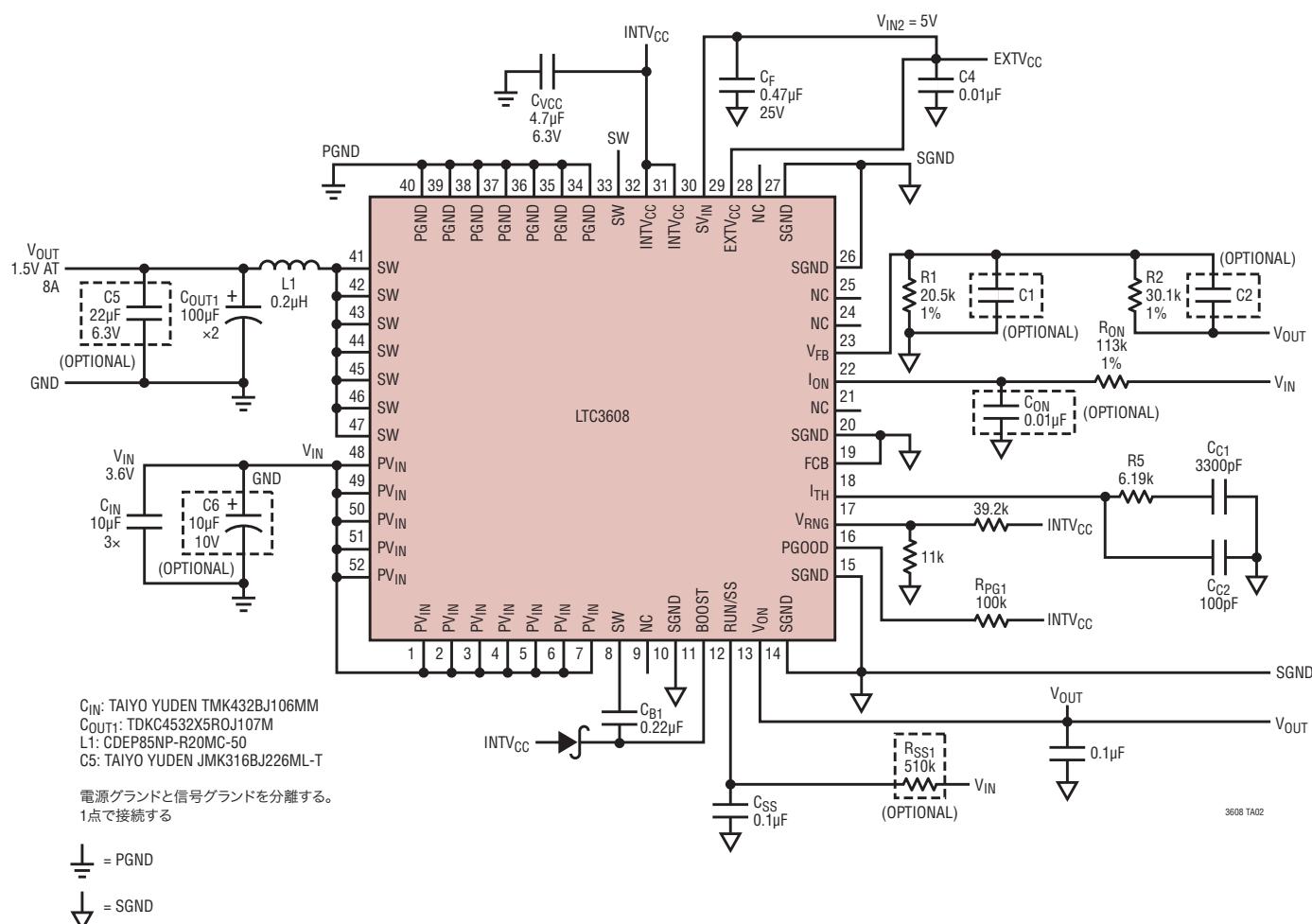


3608 F07

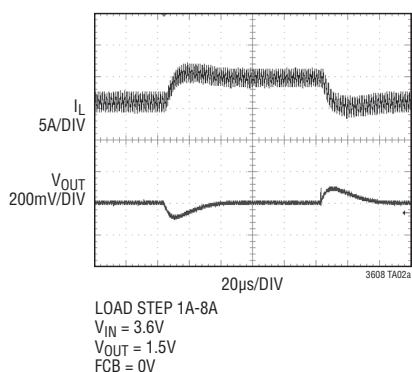
図7. LTC3608のレイアウト図

## 標準的応用例

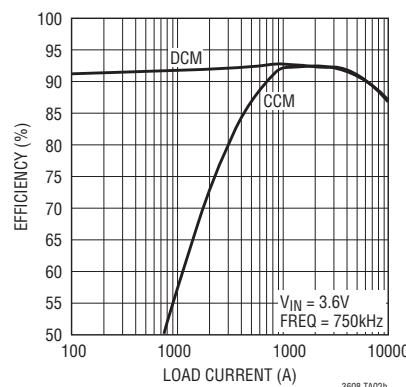
3.6V入力から1.5V/8A (750kHz)



## 過渡応答

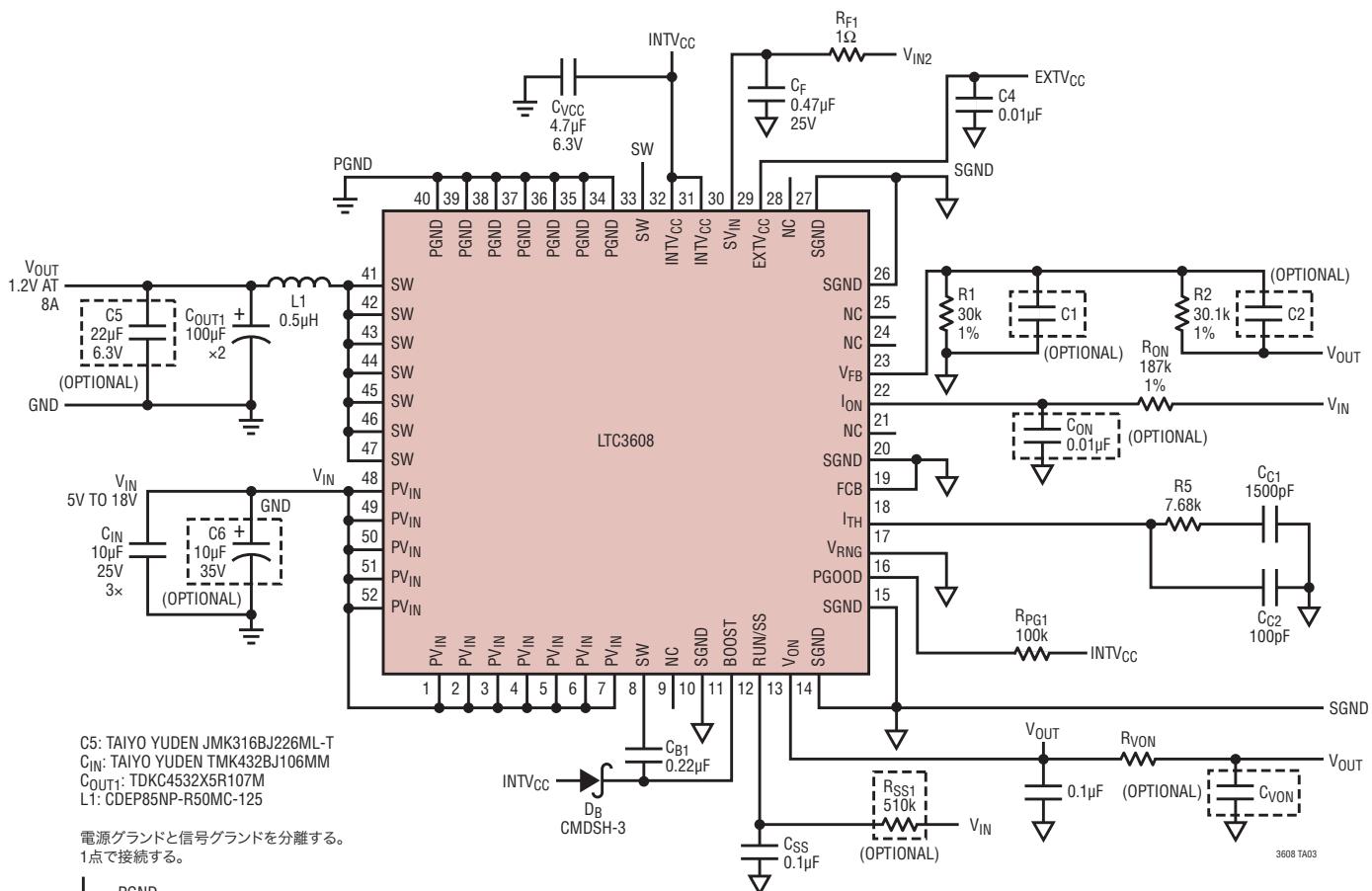


## 効率曲線

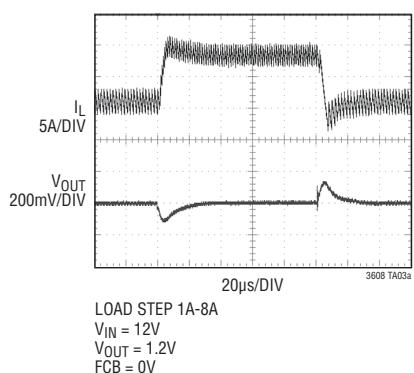


## 標準的応用例

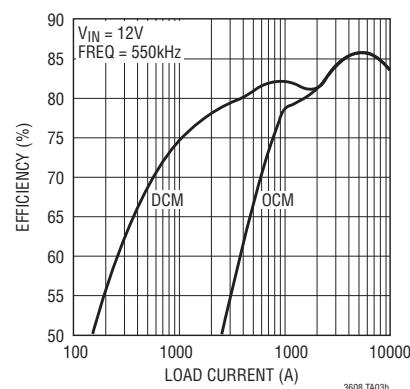
5V～18Vの入力から1.2V/8A (550kHz)



### 過渡応答

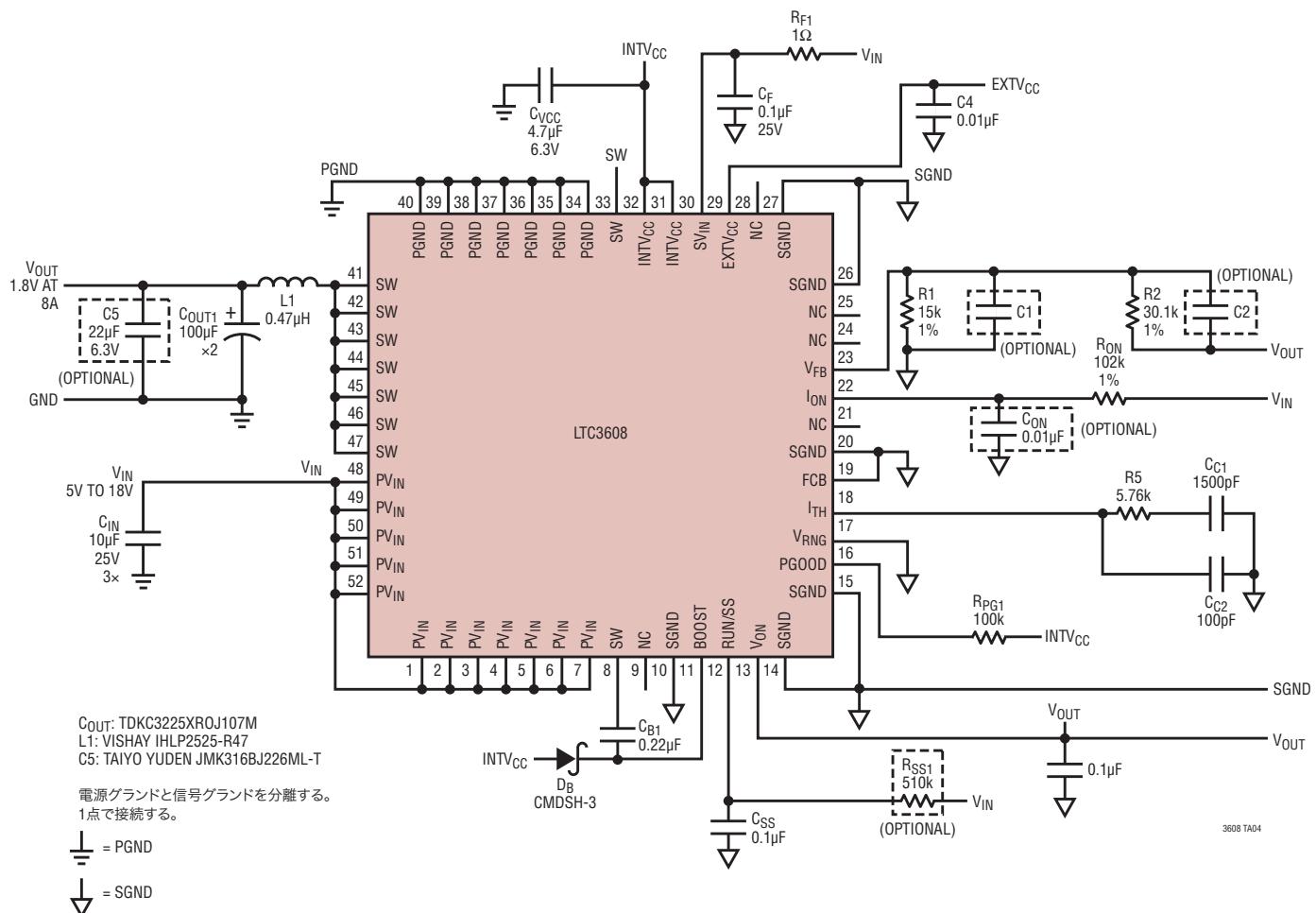


### 効率と負荷電流

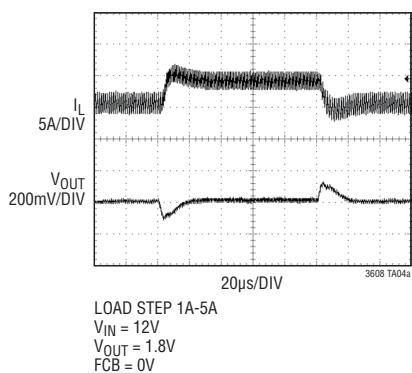


## 標準的應用例

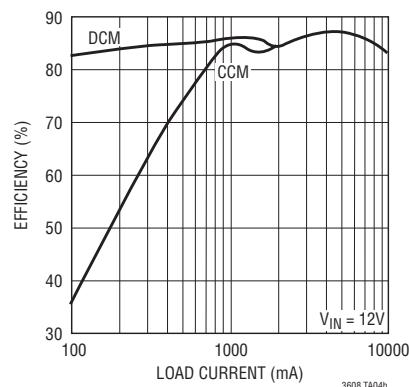
5V~18Vの入力から1.8V/8A 全てセラミック(1MHz)



## 過渡応答

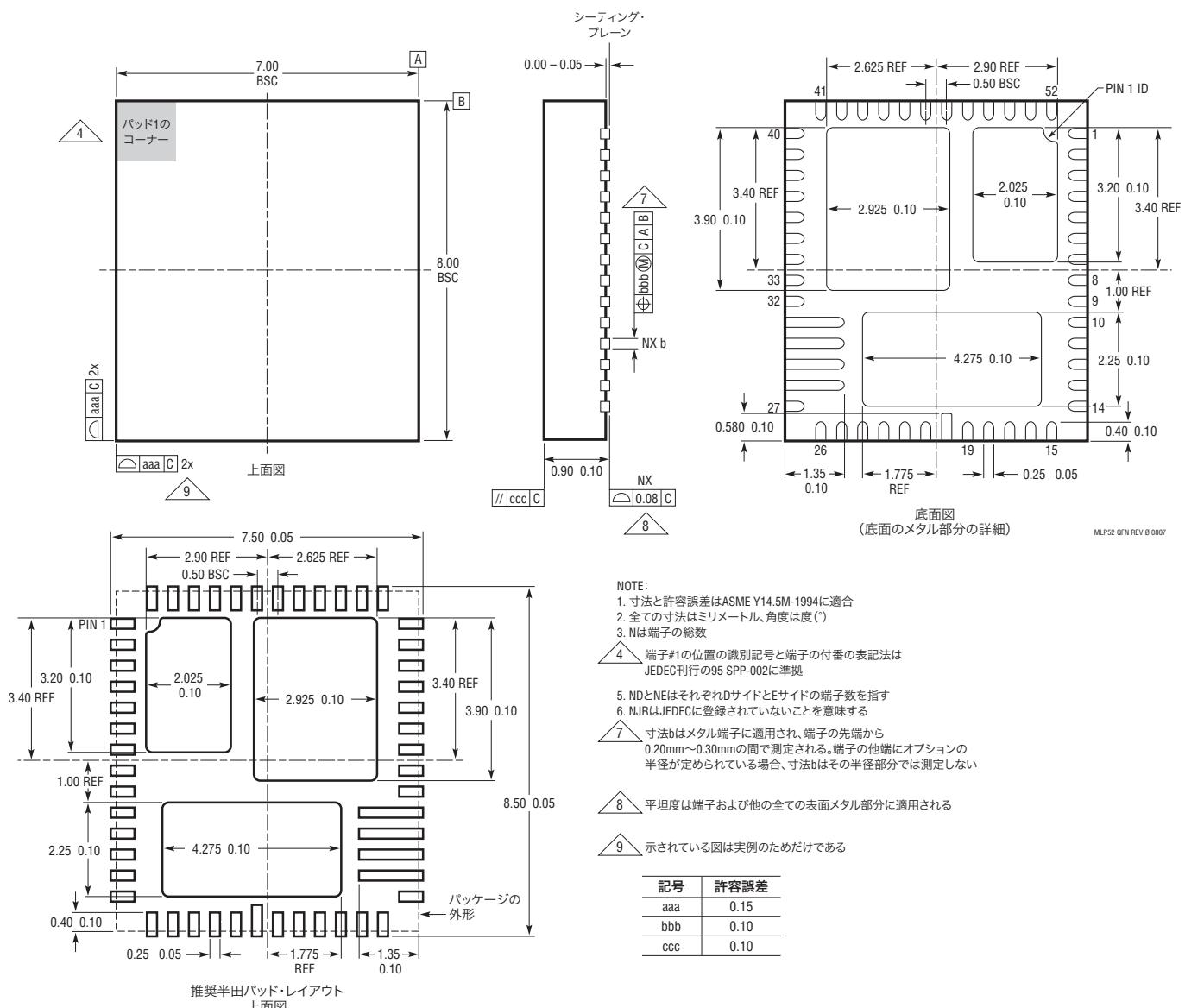


## 効率と負荷電流



## パッケージ

## WKGパッケージ 52ピンQFNマルチパッド(7mm×8mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1768 Rev Ø)

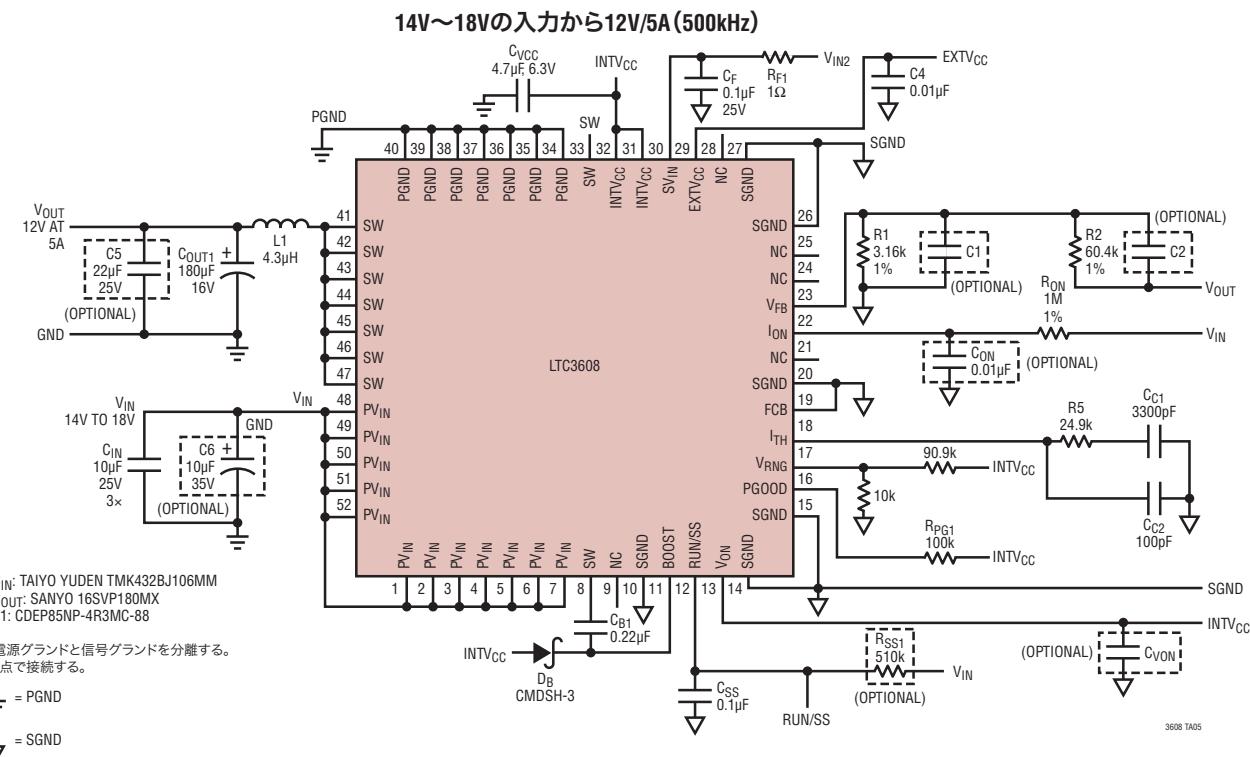


## 改訂履歴 (Rev Cよりスタート)

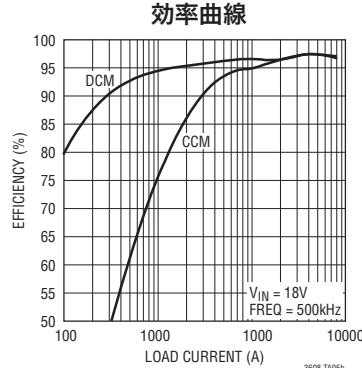
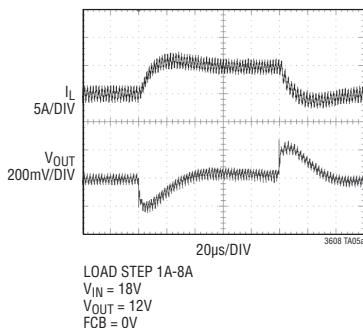
Rev	日付	概要	ページ番号
C	06/10	「絶対最大定格」のSW電圧を改訂 Note 4を改訂	2 4

# LTC3608

## 標準的応用例



### 過渡応答



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC1778	No RSENSE電流モード同期整流式降圧コントローラ	効率:最大97%、VIN:4V～36V、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq (0.9)(V_{IN})$ 、 $I_{OUT}$ :最大20A
LTC3414	4A ( $I_{OUT}$ )、4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、VIN:2.25V～5.5V、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 60\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、TSSOP20Eパッケージ
LTC3418	8A ( $I_{OUT}$ )、4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、VIN:2.25V～5.5V、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、熱的に改善された38ビンQFNパッケージ
LTC3610	12Aモリシック電流モード同期整流式降圧コンバータ	24Vまでの入力(最大28V)。電流モードの非常に速い過渡応答
LTM4600HV	10Aの完全なスイッチ・モード電源	効率:92%、VIN:4.5V～28V、 $V_{OUT}:0.6V$ 、真の電流モード制御、超高速過渡応答
LTM4601HV	12Aの完全なスイッチ・モード電源	効率:92%、VIN:4.5V～28V、 $V_{OUT}:0.6V$ 、真の電流モード制御、超高速過渡応答
LTM4603HV	6Aの完全なスイッチ・モード電源	効率:93%、VIN:4.5V～28V、PLL、出力トラッキングおよびマージニング付き、超高速過渡応答

3608fc