

42V モノリシック同期整流式 クワッド降圧レギュレータ

特長

- 入力電圧範囲が広く、4出力を供給する柔軟な電源システム
- 高電圧同期整流式降圧レギュレータ: 2チャンネル
 入力電圧範囲: 3V ~ 42V
 出力電流: 最大 2.5A および 1.5A
 高効率: 最大 93%
- 低電圧同期整流式降圧レギュレータ: 2チャンネル
 入力電圧範囲: 2.6V ~ 5.5V
 出力電流: 最大 1.8A 効率: 94%
- 抵抗でプログラム可能および同期可能な
 スイッチング周波数: 250kHz ~ 2.2MHz
- 低リップルの Burst Mode® 動作:
 12V 入力時の I_q : 30 μ A 出力リップル < 15mV
- プログラム可能なパワーオン・リセット
- パワーグッド・インジケータ
- 2相クロックにより入力電流リップルを低減
- 熱特性が改善された 40ピン (6mm \times 6mm)
 QFN パッケージで供給

アプリケーション

- 自動車用システム
- 分散電源のレギュレーション
- 産業用制御機器および電源

概要

LT®8602 は、4チャンネルの電流モード、モノリシック降圧スイッチング・レギュレータで、プログラム可能なパワーオン・リセット回路を内蔵しています。全てのレギュレータは、250kHz ~ 2.2MHz の範囲で周波数を調整できる1つの発振器に同期します。LT8602 は、軽負荷時にマイクロパワー Burst Mode 動作またはパルス・スキップ動作になるよう構成することができます。マイクロパワー動作では、下図のアプリケーションで4つのレギュレータが全て動作している状態で静止電流が30 μ A になります。

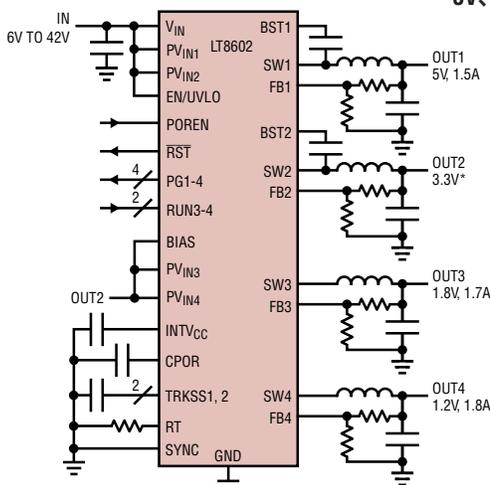
高電圧チャンネルは、3V ~ 42V の入力電圧で動作する同期整流式降圧レギュレータです。出力電流は、最大で1.5A (OUT1) および 2.5A (OUT2) です。低電圧チャンネルは 2.6V ~ 5.5V の入力電圧で動作します。内蔵の同期パワー・スイッチにより、最大 1.8A の出力電流で高い効率が得られます。LT8602 は、チャンネル1および3とチャンネル2および4との位相差が動作時に 180° になる2相クロックを使用して、高電圧入力と低電圧入力の両方で入力リップル電流を低減します。全てのチャンネルはサイクル単位での電流制限回路を内蔵しているため、短絡状態の出力に対して保護されます。サーマル・シャットダウンにより、保護機能が強化されます。

LT8602 は、40ピン (6mm \times 6mm) QFN パッケージで供給されます。

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。その他全ての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

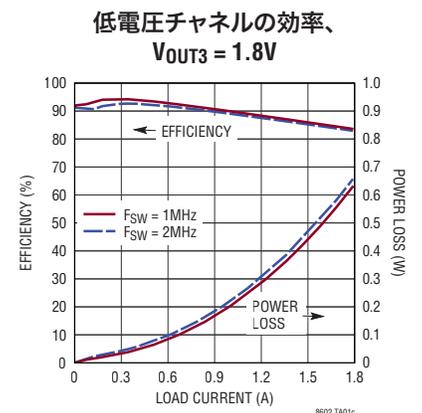
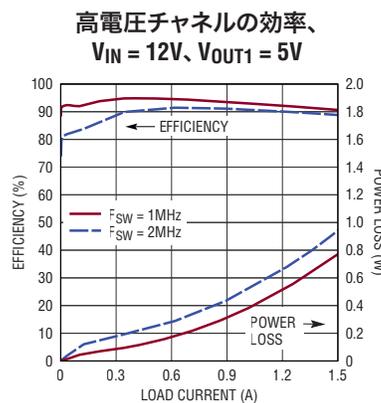
標準的応用例

5V、3.3V、1.8V、および1.2V 降圧レギュレータ



* $I_{OUT2} = 2.5A - I_{PVIN3} - I_{PVIN4}$

8602 TA01a



LT8602

絶対最大定格

(Note 1)

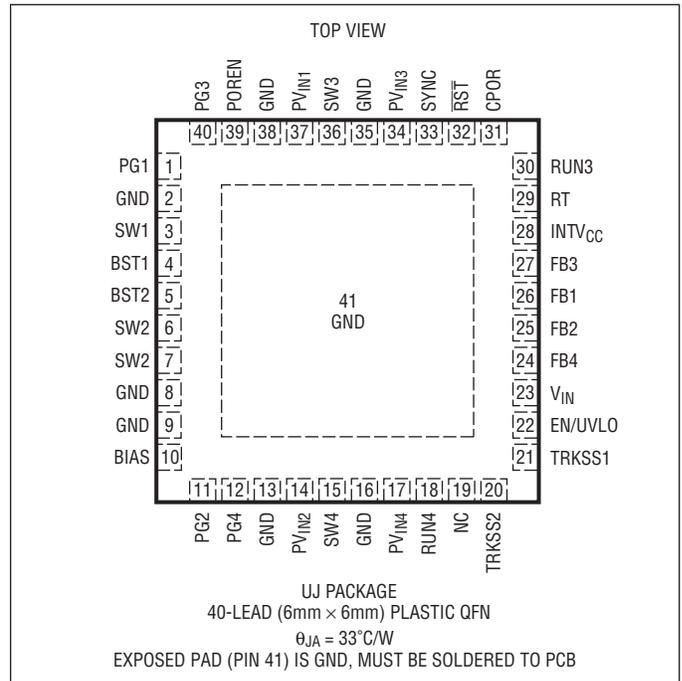
電源電圧

V_{IN} , $PV_{IN1,2}$	-0.3V ~ 42V
$PV_{IN3,4}$	-0.3V ~ 6V
PG1-4、SYNC、TRKSS1-2、RUN3-4、 \overline{RST} の電圧.....	6V
RT、FB1-4、CPOR、POREN の電圧.....	3.6V
EN/UVLO の電圧.....	42V
BIAS の電圧.....	-0.3V ~ 15V

動作接合部温度 (Note 2、3)

LT8602E.....	-40°C ~ 125°C
LT8602I.....	-40°C ~ 125°C
保存温度範囲.....	-65°C ~ 150°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
LT8602EUJ#PBF	LT8602EUJ#TRPBF	LT8602UJ	40-Lead (6mm×6mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LT8602IUJ#PBF	LT8602IUJ#TRPBF	LT8602UJ	40-Lead (6mm×6mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C

更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。* 温度等級は出荷時のコンテナのラベルで識別されます。非標準の鉛ベース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/tapeandree/> 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、 $V_{IN} = PV_{IN1} = PV_{IN2} = 12\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 3\text{V}$ 、 $PV_{IN3} = PV_{IN4} = 3.3\text{V}$ 。(Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Minimum Operating Voltage		●		2.7	3	V
Minimum Operating Voltage, to Start		●		3.1	3.5	V
V_{IN} Quiescent Current, Shutdown	$EN/UVLO = 0.4\text{V}$			0.1	1	μA
V_{IN} Quiescent Current, Operating	No Load (Note 4) $100\mu\text{A}$ on V_{OUT2} (Note 4)			30 70		μA μA
EN/UVLO Threshold	EN/UVLO Rising		1.15	1.2	1.25	V
EN/UVLO Hysteresis				50		mV
EN/UVLO Input Current	EN/UVLO = 2V		-40		40	nA

発振器

Switching Frequency	$R_T = 28.9\text{k}$ $R_T = 254\text{k}$	●	1.8 0.225	2 0.25	2.2 0.275	MHz MHz
SYNC Input Frequency Range		●	0.25		2.2	MHz
SYNC Input Voltage Low		●			0.3	V
SYNC Input Voltage High		●	1.2			V
SYNC Input Current			-100		100	nA

チャンネル1

Feedback Voltage		●	0.988	1	1.012	V
FB Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 3\text{V}$ to 42V			0.002	0.01	%/V
Input Current FB1		●	-100		100	nA
SW1 Peak Current Limit	$V_{IN} = PV_{IN1} = 6\text{V}$		2.3	2.7	3.0	A
SW1 Leakage Current				0.1	1	μA
SW1 Top On Resistance	$I_{SW1} = 1\text{A}$			240		$\text{m}\Omega$
SW1 Bottom On Resistance	$I_{SW1} = 1\text{A}$			170		$\text{m}\Omega$
Lower FB1 Power Good Threshold	Percentage of V_{FB1}	●	89	92	95	%
Upper FB1 Power Good Threshold	Percentage of V_{FB1}	●	105	108	111	%
PG1 Output Voltage Low	$I_{PG1} = -100\mu\text{A}$	●		0.1	0.2	V
PG1 Leakage Current	PG1 = 5V, FB1 = 1V	●			30	μA
TRKSS1 Pull-Up Current	SS1 = 0.2V		1.5	2.4	3.1	μA
Minimum Switch-On Time	$I_{SW1} = 1\text{A}$			60		ns
Minimum Switch-Off Time	$I_{SW1} = 1\text{A}$			70		ns

LT8602

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、 $V_{IN} = PV_{IN1} = PV_{IN2} = 12\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 3\text{V}$ 、 $PV_{IN3} = PV_{IN4} = 3.3\text{V}$ 。(Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
チャンネル2						
Feedback Voltage		●	0.988	1	1.012	V
FB Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 3\text{V to } 42\text{V}$			0.002	0.01	%/V
Input Current FB2		●	-100		100	nA
SW2 Peak Current Limit	$V_{IN} = PV_{IN2} = 6\text{V}$		3.5	4.0	4.5	A
SW2 Leakage Current				0.1	1	μA
SW2 Top On Resistance	$I_{SW2} = 1\text{A}$			150		$\text{m}\Omega$
SW2 Bottom On Resistance	$I_{SW2} = 1\text{A}$			100		$\text{m}\Omega$
Lower FB2 Power Good Threshold	Percentage of V_{FB2}	●	89	92	95	%
Upper FB2 Power Good Threshold	Percentage of V_{FB2}	●	105	108	111	%
PG2 Output Voltage Low	$I_{PG2} = -100\mu\text{A}$	●		0.1	0.2	V
PG2 Leakage Current	$PG2 = 5\text{V}$, $FB2 = 1\text{V}$	●			30	μA
TRKSS2 Pull-Up Current	$SS2 = 0.2\text{V}$		1.5	2.4	3.1	μA
Minimum Switch-On Time	$I_{SW2} = 2\text{A}$			60		ns
Minimum Switch-Off Time	$I_{SW2} = 2\text{A}$			70		ns
チャンネル3						
Operating Voltage		●	2.6		5.5	V
Feedback Voltage		●	790	800	810	mV
FB Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 3\text{V to } 42\text{V}$			0.002	0.01	%/V
Input Current FB3		●	-100		100	nA
SW3 Current Limit			1.8	3.1	3.5	A
SW3 Leakage	$PV_{IN3} = 5.5\text{V}$			0.1	1	μA
SW3 PMOS On Resistance	$I_{SW3} = 1\text{A}$			150		$\text{m}\Omega$
SW3 NMOS On Resistance	$I_{SW3} = 1\text{A}$			120		$\text{m}\Omega$
Lower FB3 Power Good Threshold	Percentage of V_{FB3}	●	89	92	95	%
Upper FB3 Power Good Threshold	Percentage of V_{FB3}	●	105	108	111	%
PG3 Output Voltage Low	$I_{PG3} = -100\mu\text{A}$	●		0.1	0.2	V
PG3 Leakage Current	$PG3 = 5\text{V}$, $FB3 = 0.8\text{V}$	●			30	μA
RUN3 Threshold Voltage		●	0.695	0.72	0.75	V
RUN3 Input Current	$RUN3 = 3.3\text{V}$	●	-100		100	nA
Soft-Start Time				1		ms
Minimum Switch-On Time	$I_{SW3} = 1\text{A}$			70		ns
Minimum Switch-Off Time	$I_{SW3} = 1\text{A}$			70		ns
PV_{IN3} UVLO				2.35	2.6	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、 $V_{IN} = PV_{IN1} = PV_{IN2} = 12\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 3\text{V}$ 、 $PV_{IN3} = PV_{IN4} = 3.3\text{V}$ 。(Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
チャンネル4						
Operating Voltage		●	2.6		5.5	V
Feedback Voltage		●	790	800	810	mV
FB Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 3\text{V to } 42\text{V}$			0.002	0.01	%/V
Input Current FB4		●	-100		100	nA
SW4 Current Limit			1.8	3.1	3.5	A
SW4 Leakage	$PV_{IN4} = 5.5\text{V}$			0.1	1	μA
SW4 PMOS On Resistance	$I_{SW4} = 1\text{A}$			150		$\text{m}\Omega$
SW4 NMOS On Resistance	$I_{SW4} = 1\text{A}$			120		$\text{m}\Omega$
Lower FB4 Power Good Threshold	Percentage of V_{FB4}	●	89	92	95	%
Upper FB4 Power Good Threshold	Percentage of V_{FB4}	●	105	108	111	%
PG4 Output Voltage Low	$I_{PG4} = -100\mu\text{A}$	●		0.1	0.2	V
PG4 Leakage Current	$PG4 = 5\text{V}$, $FB4 = 0.8\text{V}$	●			30	μA
RUN4 Threshold Voltage		●	0.695	0.72	0.75	V
RUN4 Input Current	$RUN4 = 3.3\text{V}$	●	-100		100	nA
Soft-Start Time				1		ms
Minimum Switch-On Time	$I_{SW4} = 1\text{A}$			70		ns
Minimum Switch-Off Time	$I_{SW1} = 1\text{A}$			70		ns
PV_{IN4} UVLO				2.35	2.6	V
パワーオン・リセット						
CPOR Pull-Up Current	$CPOR = 0\text{V}$			2		μA
POR Delay Time	$CPOR = 1000\text{pF}$		31	35.2	39.4	ms
$\overline{\text{RST}}$ Output Voltage Low	$I_{\overline{\text{RST}}} = -100\mu\text{A}$	●		0.1	0.2	V
$\overline{\text{RST}}$ Pull-Up Current	POR Timed Out, $\overline{\text{RST}} = 0\text{V}$			30		μA
$\overline{\text{RST}}$ Leakage Current	$\overline{\text{RST}} = 5\text{V}$, $\text{POREN} = 0\text{V}$		-40		40	nA
POREN Threshold		●	1.15	1.2	1.25	V
POREN Pull-Up Current	$\text{POREN} = 0\text{V}$		0.8	1.2	1.6	μA

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回復不可能な損傷を与える可能性がある。また、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おそれがある。

Note 2: LT8602E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。LT8602Iは、 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ 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。接合部温度が高いと、動作寿命は短くなる。 125°C を超える接合部温度では動作寿命が短くなる。

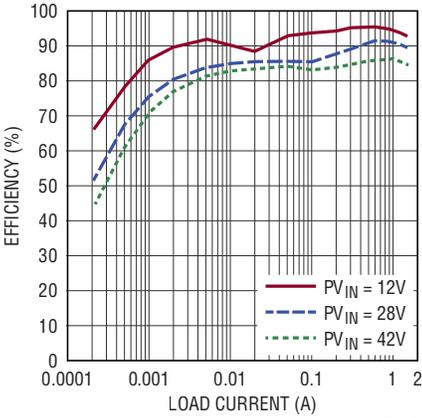
Note 3: このデバイスには過負荷状態の間デバイスを保護するための過熱保護機能が備わっている。過熱保護機能がアクティブなとき接合部温度は 150°C を超える。規定された最大動作接合部温度を超えた状態で動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なう恐れがある。

Note 4: 「標準的応用例」セクションの(1MHzの部品値を使用する)「表紙のアプリケーションの詳細」のアプリケーション回路に示されているように、4つのチャンネルは全てイネーブルされている。

標準的性能特性

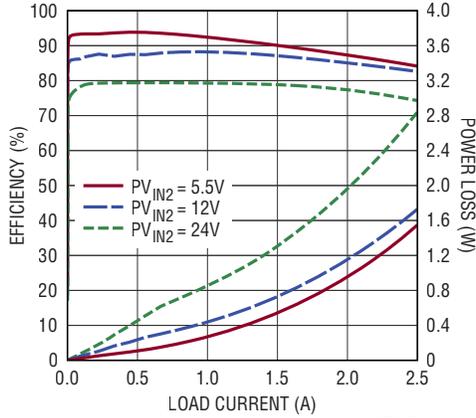
注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = PV_{IN1} = PV_{IN2} = 12\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 3\text{V}$ 、および $PV_{IN3} = PV_{IN4} = 3.3\text{V}$ 。

チャンネル1の効率と負荷、
 $V_{OUT1} = 8\text{V}$ 、 $F_{SW} = 2\text{MHz}$



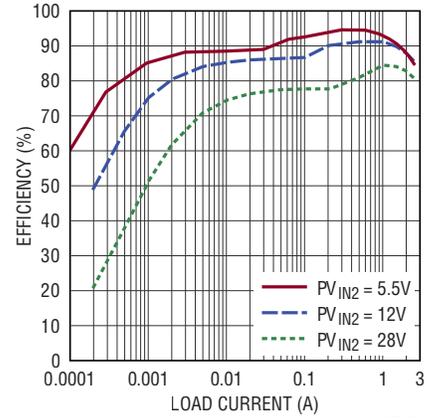
8602 G01

チャンネル2の効率と負荷、
 $V_{OUT2} = 3.3\text{V}$ 、 $F_{SW} = 2\text{MHz}$



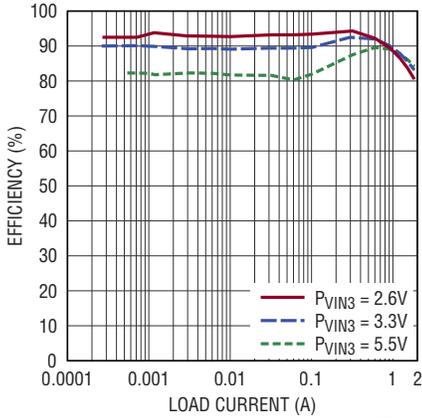
8602 G02

チャンネル2の効率と負荷、
 $V_{OUT2} = 3.3\text{V}$ 、 $F_{SW} = 1\text{MHz}$



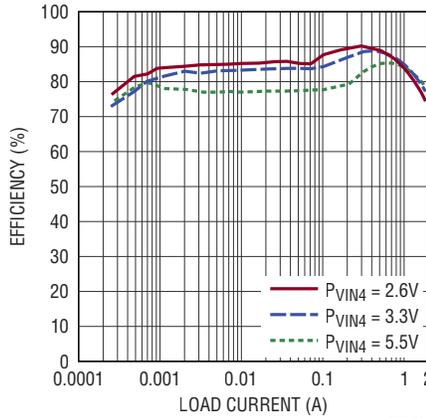
8602 G03

低電圧チャンネルの効率と負荷
 $V_{OUT3} = 1.8\text{V}$ 、 $F_{SW} = 1\text{MHz}$



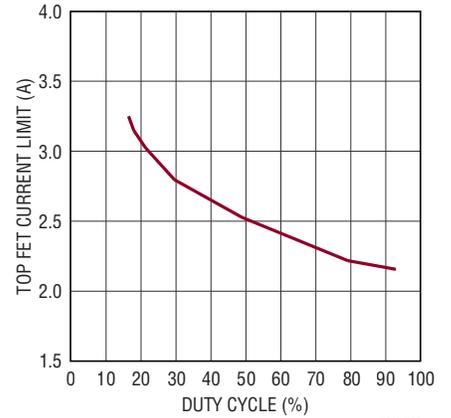
8602 G04

低電圧チャンネルの効率と負荷
 $V_{OUT4} = 1.2\text{V}$ 、 $F_{SW} = 2\text{MHz}$



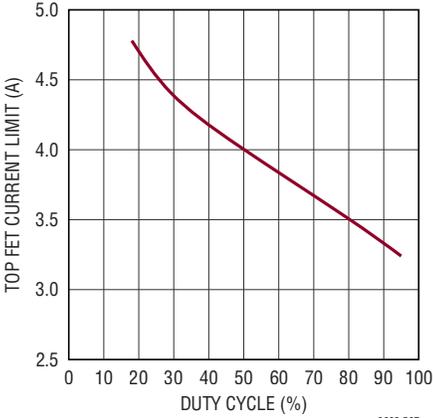
8602 G05

チャンネル1のピーク電流制限と
デューティ・サイクル



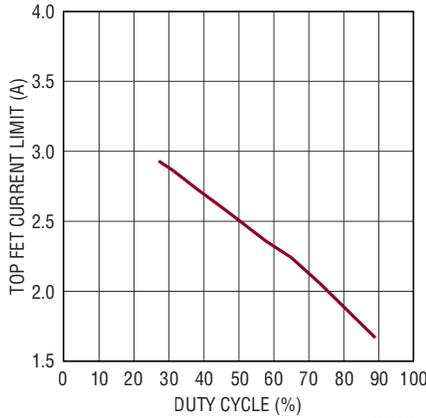
8602 G06

チャンネル2のピーク電流制限と
デューティ・サイクル



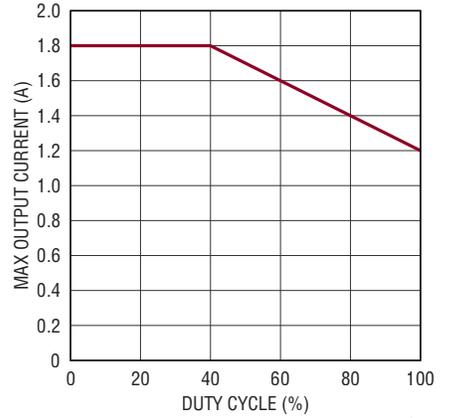
8602 G07

チャンネル3/4のピーク電流制限と
デューティ・サイクル



8602 G08

チャンネル3/チャンネル4の最大出力
電流とデューティ・サイクル

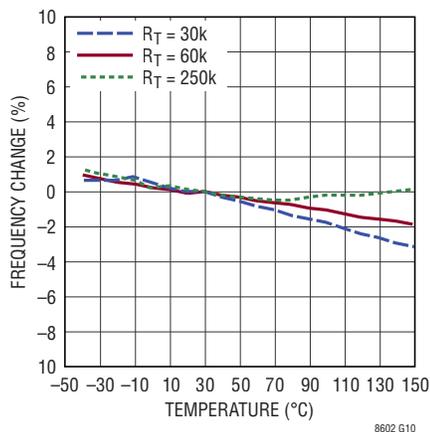


8602 G09

標準的性能特性

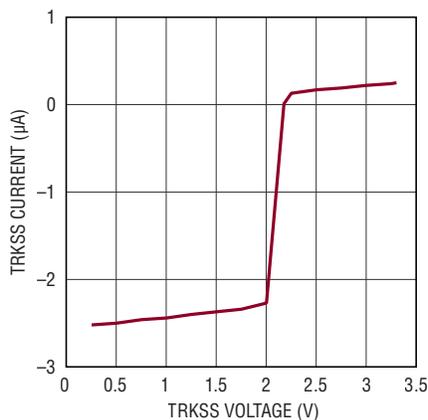
注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = PV_{IN1} = PV_{IN2} = 12\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 3\text{V}$ 、および $PV_{IN3} = PV_{IN4} = 3.3\text{V}$ 。

スイッチング周波数と温度



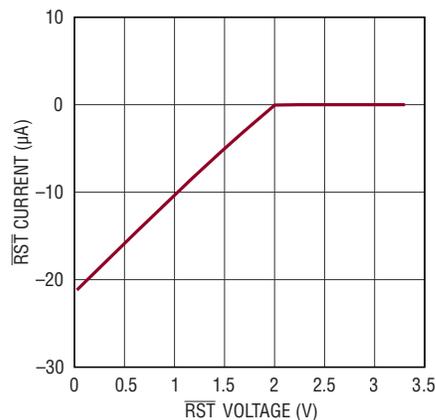
8602 G10

TRKSSのプルアップ電流と電圧



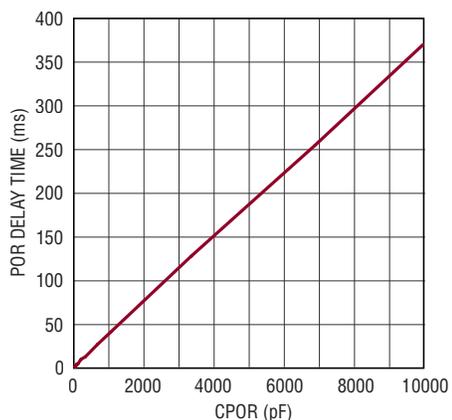
8602 G11

RSTのプルアップ電流と電圧



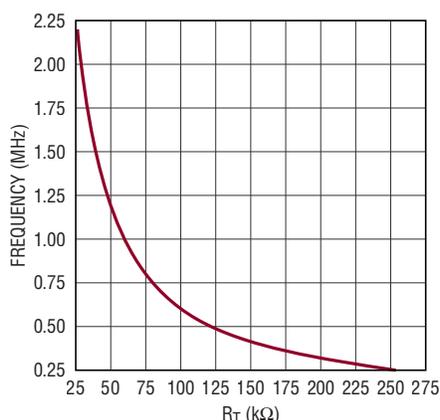
8602 G12

パワーオン・リセット時間とCPOR



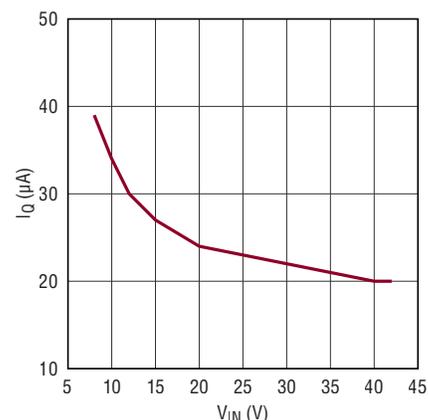
8602 G13

スイッチング周波数とRT



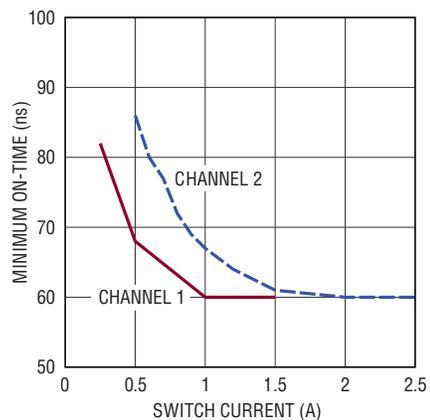
8602 G14

静止電流とVIN



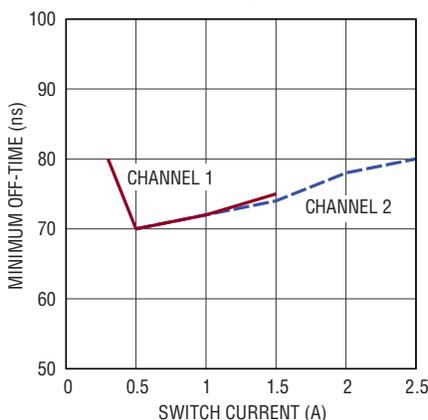
8602 G15

最小オン時間とISW



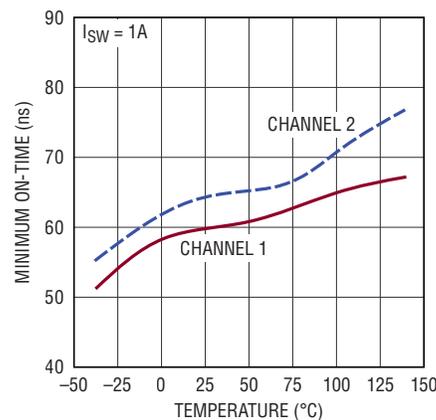
8602 G16

最小オフ時間とISW



8602 G17

最小オン時間と温度



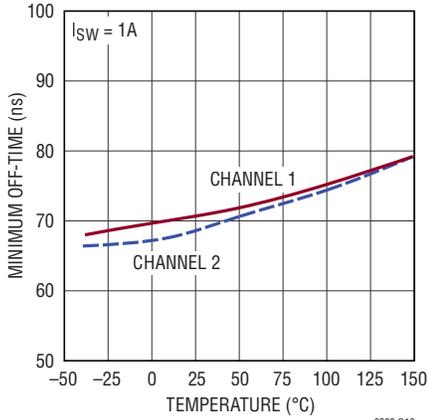
8602 G18

LT8602

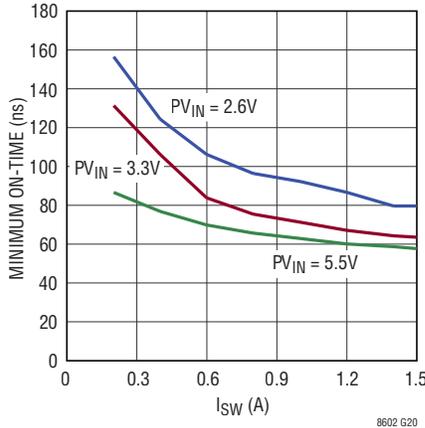
標準的性能特性

注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = PV_{IN1} = PV_{IN2} = 12\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 3\text{V}$ 、および $PV_{IN3} = PV_{IN4} = 3.3\text{V}$ 。

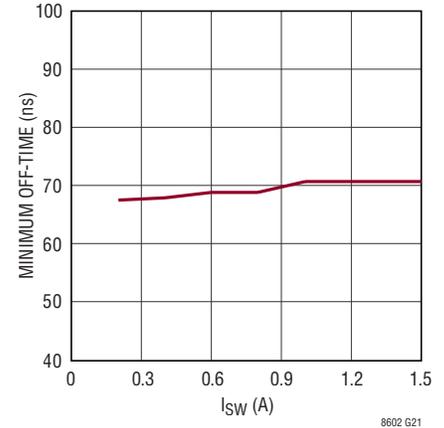
最小オフ時間と温度



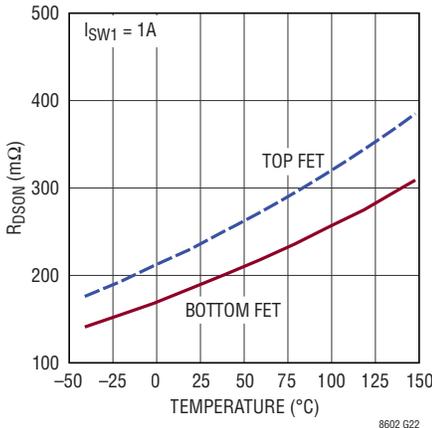
チャンネル3/チャンネル4の
最小オン時間と I_{SW}



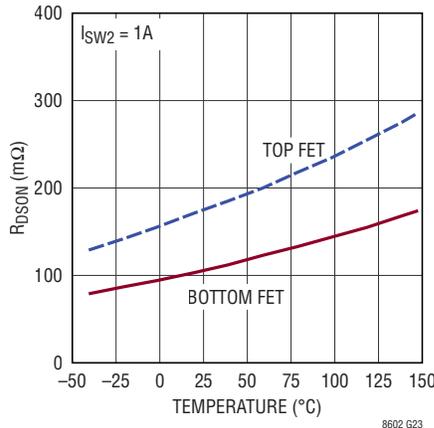
チャンネル3/チャンネル4の
最小オフ時間と I_{SW}



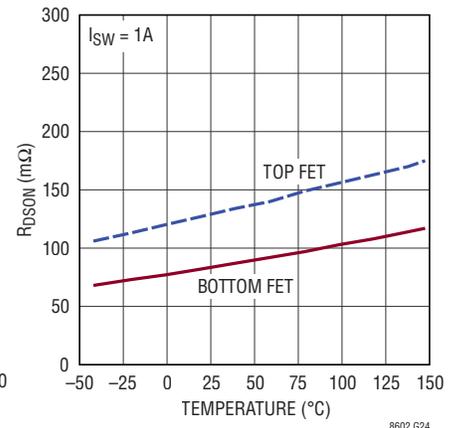
チャンネル1の $R_{DS(ON)}$ と温度



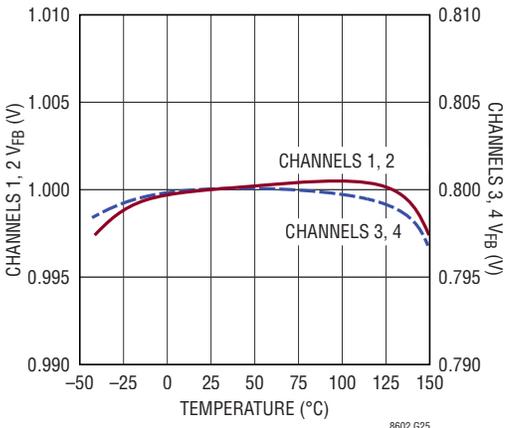
チャンネル2の $R_{DS(ON)}$ と温度



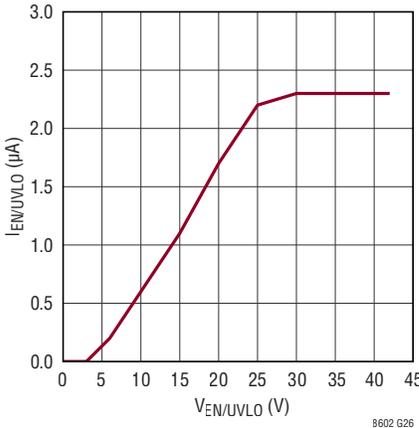
チャンネル3/チャンネル4の $R_{DS(ON)}$ と
温度



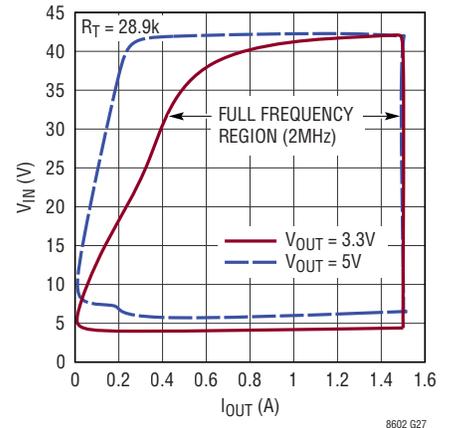
帰還電圧と温度



EN/UVLOの電流と電圧



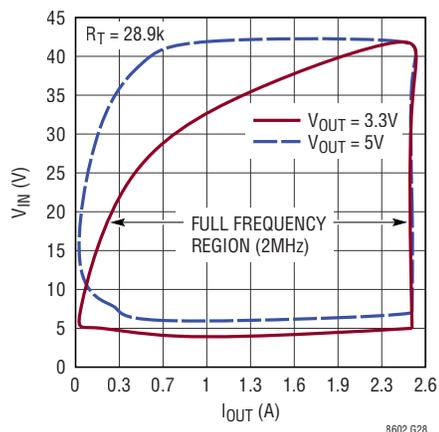
チャンネル1の最大周波数
 V_{IN} と負荷電流



標準的性能特性

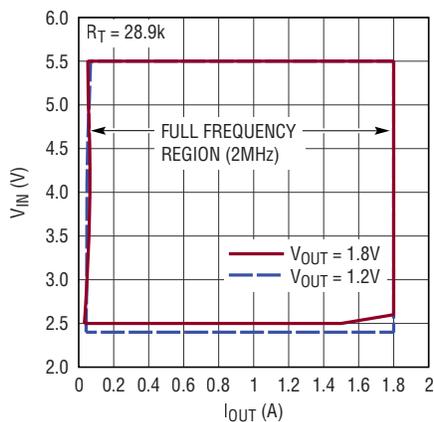
注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = PV_{IN1} = PV_{IN2} = 12\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 3\text{V}$ 、および $PV_{IN3} = PV_{IN4} = 3.3\text{V}$ 。

チャンネル2の最大周波数
 V_{IN} と負荷電流



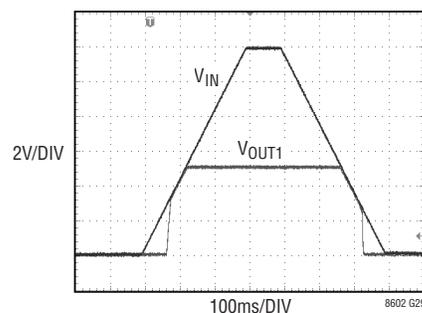
8602 G28

チャンネル3、4の最大周波数
 V_{IN} と負荷電流



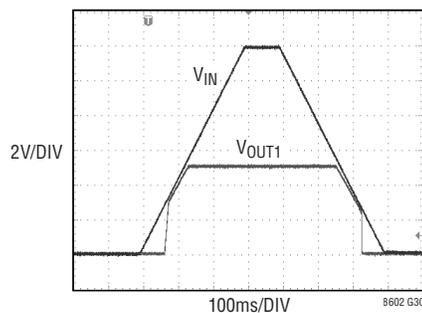
8602 G29

チャンネル1の起動と
ドロップアウト、 $R_L = 20\Omega$



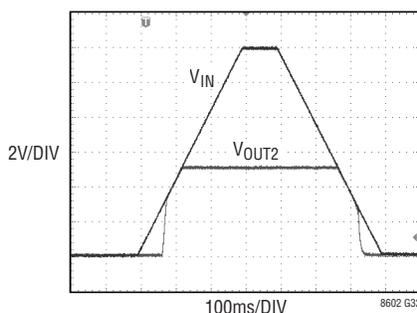
8602 G29

チャンネル1の起動と
ドロップアウト、 $R_L = 3.3\Omega$



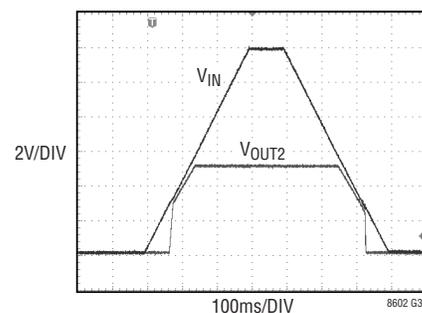
8602 G30

チャンネル2の起動と
ドロップアウト、 $R_L = 20\Omega$



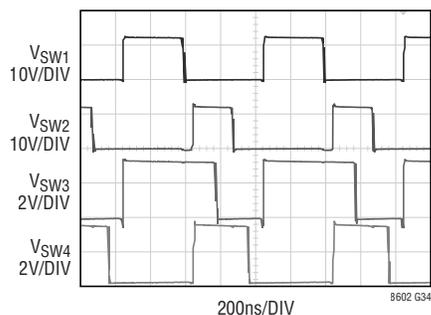
8602 G32

チャンネル2の起動と
ドロップアウト、 $R_L = 2\Omega$



8602 G33

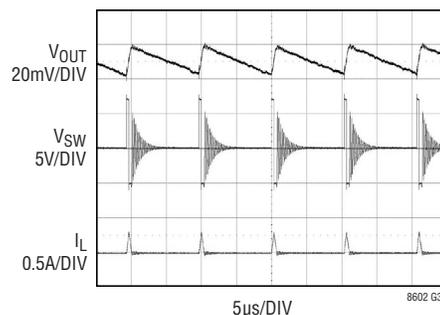
最大周波数での波形



8602 G34

$V_{OUT1} = 5\text{V}$
 $V_{OUT2} = 3.3\text{V}$
 $V_{OUT3} = 1.8\text{V}$
 $V_{OUT4} = 1.2\text{V}$

軽負荷時の波形



8602 G35

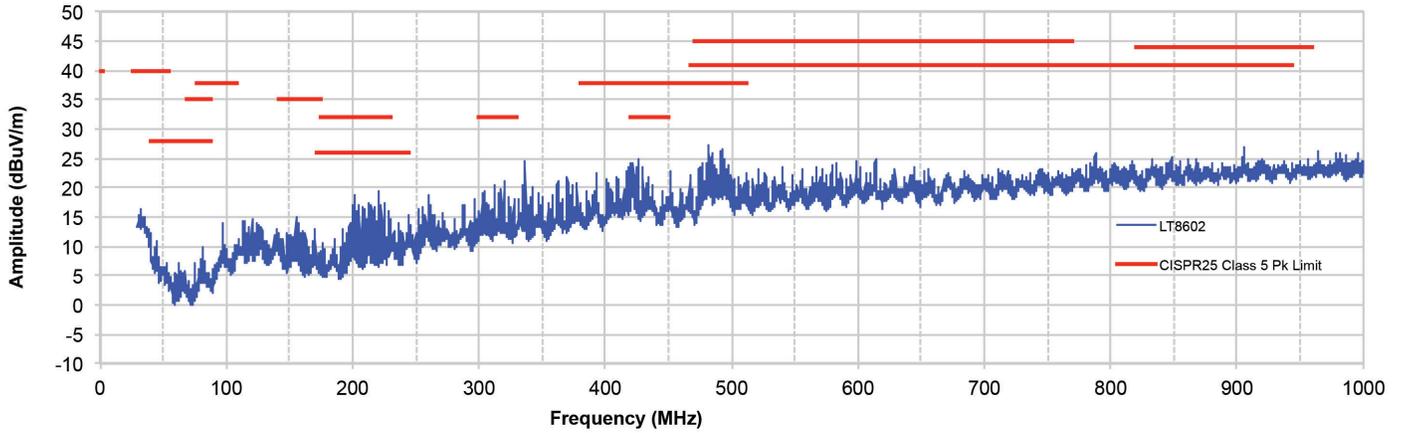
CHANNEL 1
12VIN TO 5VOUT AT 10mA
 $V_{SYNC} = 0\text{V}$

LT8602

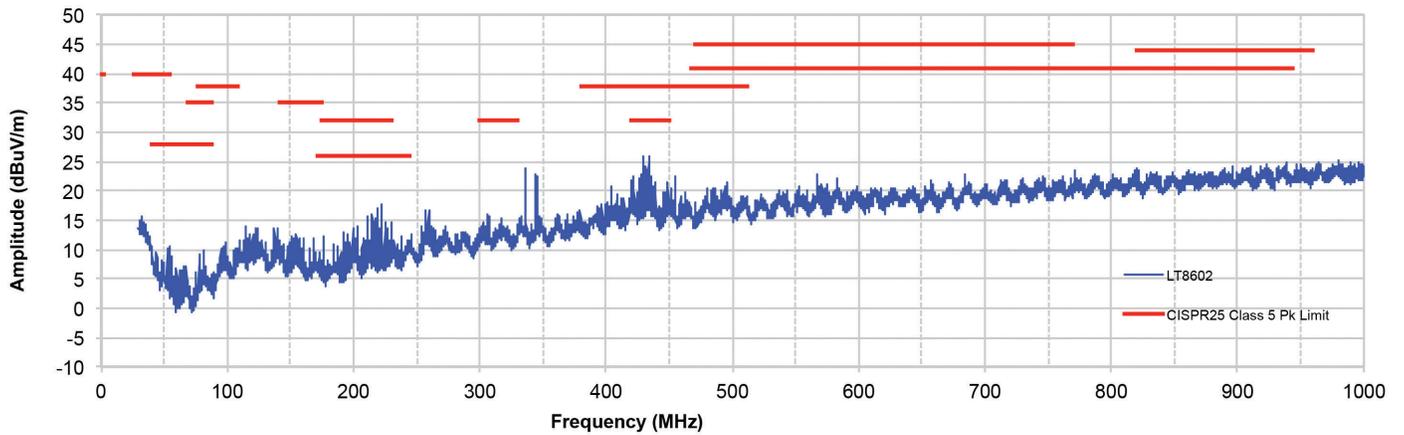
標準的性能特性 $T_A = 25^\circ\text{C}$

EMI 放射性能(クラス5ピーク限度値での CISPR25 放射エミッション・テスト)

垂直偏波



水平偏波



EMI フィルタが設置された DC1949A デモ用ボード (14V_{IN}、全ての出力で 1A、F_{SW} = 2MHz)

ピン機能

BIAS (ピン10) : 内部3.3Vレギュレータに電力を供給します。3.1V以上の出力に接続します。低ESRのコンデンサでグラウンドにデカップリングします。

BST1、BST2 (ピン4、5) : 高電圧チャンネルの昇圧電圧。昇圧電圧は、 PV_{IN} よりも高い駆動電圧をNMOS上側スイッチのゲートに供給します。

CPOR (ピン31) : パワーオン・リセット・タイマ。パワーオン・リセット・タイマを設定するには、このピンとグラウンドの間にコンデンサを接続します。CPORには $2\mu A$ のプルアップ電流が流れます。

EN/UVLO (ピン22) : イネーブル/低電圧ロックアウト入力。このピンが0.5Vを下回るとLT8602が低消費電力のシャットダウン状態になります。このピンの電圧が1.2Vの高精度しきい値に達すると、スイッチング・レギュレータがイネーブルされます。このためEN/UVLOピンは、 V_{IN} およびGND間の抵抗分割器に接続することで、入力低電圧ロックアウトとして使用できます。UVLO機能が不要な場合は、 V_{IN} に接続します。

FB1、FB2 (ピン26/25) : 高電圧コンバータの帰還入力ピン。コンバータは、対応する帰還ピンの電圧を、1Vまたは関連するTRKSSピンの電圧のいずれか低い方に安定化します。

FB3、FB4 (ピン27、24) : 低電圧コンバータの帰還入力ピン。コンバータは、対応する帰還ピンを800mVに安定化します。

GND (ピン2、8、9、13、16、35、38、41) : グラウンド。これらのピンはPCBグラウンドに半田付けする必要があります。露出パッド(ピン41)も、PCBのグラウンドに半田付けする必要があります。

INTV_{CC} (ピン28) : 内蔵の3.3Vレギュレータのバイパス・ピン。INTV_{CC}ピンには外部回路による負荷をかけないでください。低ESRの $4.7\mu F$ コンデンサでグラウンドにデカップリングします。

PG1、PG2 (ピン1/11) : チャンネル1および2のパワーグッド・インジケータ。対応するFBピンが0.92Vを超えて上昇し、1.08V未満に留まるまで、オープンドレイン・ロジック出力が引き下げられます。

PG3、PG4 (ピン40、12) : チャンネル3および4のパワーグッド・インジケータ。対応するFBピンが0.736Vを超えて上昇し、0.864V未満に留まるまで、オープンドレイン・ロジック出力が引き下げられます。

POREN (ピン39) : パワーオン・リセットのイネーブル・ピン。これは、PORタイミング・コンデンサのランプを開始するロジック入力です。この入力は、弱いプルアップを備えています。

PV_{IN1} 、 PV_{IN2} (ピン37、14) : それぞれ、高電圧チャンネル1および2への入力電源電圧です。これらのピンは独立しており、必要に応じて異なる電源から電力を供給することができます。隣接するGNDピンに接続した低ESRコンデンサを使用して各入力をバイパスします。

PV_{IN3} 、 PV_{IN4} (ピン34、17) : 低電圧チャンネル3および4への入力電源電圧。これらのピンは、通常、高電圧コンバータの出力のいずれかに接続され、低ESRコンデンサでローカルにバイパスする必要があります。 PV_{IN3} および PV_{IN4} は独立しており、同じ電源電圧に接続する必要はありません。

\overline{RST} (ピン32) : パワーオン・リセット出力。弱いプルアップを備えるCMOS出力。このピンは、PORがタイムアウトするまでL^{*}に保持されます。

RT (ピン29) : 周波数設定抵抗。このピンとグラウンドの間に抵抗を接続して、内部発振器周波数を設定します。

RUN3、RUN4 (ピン30、18) : 低電圧コンバータのRUN入力。

SW1 (ピン3) : チャンネル1のスイッチ・ノード。これは、チャンネル1の内部パワー・スイッチの出力です。

SW2 (ピン6、7) : チャンネル2のスイッチ・ノード。これは、チャンネル2の内部パワー・スイッチの出力です。これらのピンは相互に接続する必要があります。

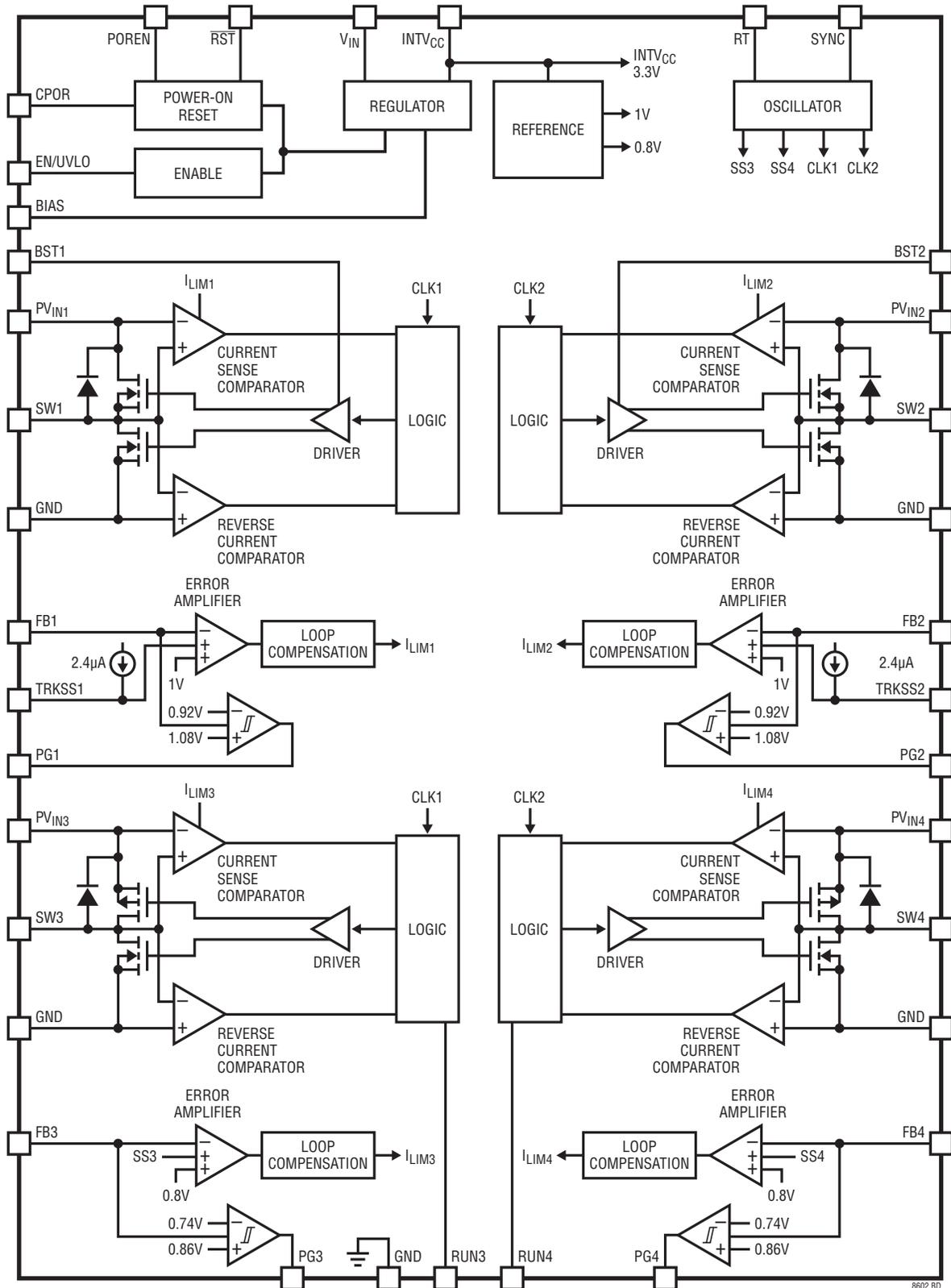
SW3、SW4 (ピン36、15) : 低電圧コンバータのスイッチノード。これらは、チャンネル3および4の内部パワー・スイッチの出力です。

SYNC (ピン33) : クロック同期入力。LT8602のスイッチング周波数を外部クロックに同期できるようにするデジタル入力です。クロック同期を使用しない場合は、このピンをグラウンドに接続して同期整流式コンバータの低リップルBurst Modeをイネーブルするか、“H”に接続してパルス・スキップ動作をイネーブルします。SYNCをフロート状態にしないでください。

TRKSS1、TRKSS2 (ピン21、20) : 高電圧コンバータのトラッキング/ソフトスタート入力。このピンの電圧が1V未満になると、コンバータはFBピンの電圧を、内部リファレンスの代わりにTRKSSの電圧に安定化します。TRKSSピンは $2.4\mu A$ のプルアップ電流を備えています。TRKSSはフロート状態のままにすることができます。

V_{IN} (ピン23) : 内部機能への入力電源電圧。このピンは PV_{IN} ピンから独立しており、必要に応じて異なる電源から電力を供給することができます。デバイスが動作するには、 V_{IN} が3Vを上回る必要があります。

ブロック図



動作

LT8602は、パワーオン・リセットを搭載したクワッド・チャンネル、固定周波数、電流モードのモノリシック降圧スイッチング・レギュレータです。全てのチャンネルは1つの発振器に同期されます。チャンネルのうちの2つは高電圧(最大42V入力)であり、その他の2つは低電圧(最大5.5V入力)であり、通常は高電圧降圧出力から電力が給電されます。

起動

LT8602は、しきい値を超えるEN/UVLO電圧の設定によってイネーブルされると、 V_{IN} からのINTV_{CC}コンデンサの充電を開始します。BIASの電圧が3.1Vを超えると、BIASはINTV_{CC}レギュレータに電流を供給して V_{IN} の静止電流を削減します。

高電圧降圧レギュレータ

各高電圧チャンネルは、独立したPV_{IN}ピンによって動作する同期整流式降圧レギュレータです。内蔵の上側パワーMOSFETは発振器サイクルの開始ごとにオンして、上側MOSFETを通過する電流がエラーアンプによって決定されるレベルに達するとオフします。エラーアンプはFBピンに接続された外付け抵抗分割器を介して出力電圧を測定し、上側スイッチのピーク電流を制御します。エラーアンプのリファレンスは、内部リファレンス(1V)とTRKSSピン電圧の低い方によって決まります。

上側MOSFETがオフしている間は、残りの発振器サイクルの間、またはインダクタ電流が逆流し始めるまで、下側MOSFETがオンします。過負荷状態によって2A(チャンネル1)または3.3A(チャンネル2)を超える電流が下側スイッチに流れると、スイッチ電流が安全なレベルに戻るまで次のクロック・サイクルは遅延します。

低電圧降圧レギュレータ

各低電圧チャンネルは、独立したPV_{IN}ピンによって動作する同期整流式降圧レギュレータです。PV_{IN}ピンは、2.35Vに設定された低電圧ロックアウトを備えています。内蔵の各上側パワーMOSFETは発振器サイクルの開始ごとにオンして、上側MOSFETを通過する電流がエラーアンプによって決定されるレベルに達するとオフします。エラーアンプはFBピンに接続された外付け抵抗分割器を介して出力電圧を測定し、上側スイッチのピーク電流を制御します。エラーアンプのリファレンスは、800mVの内部リファレンスです。各低電圧チャンネルは、電源をシーケンス制御できるRUNピンを備えており、内部ソフトスタート回路が出力電圧を1ms単位で上昇させます。

上側MOSFETがオフしている間は、残りの発振器サイクルの間、またはインダクタ電流が逆流し始めるまで、下側MOSFETがオンします。過負荷状態によって2.4Aを超える電流が下側スイッチに流れると、スイッチ電流が安全なレベルに戻るまで次のクロック・サイクルは遅延します。

マルチフェーズ・スイッチング動作

発振器は、180°位相がずれた2つのクロック信号を生成します。チャンネル1および3はCLK1で動作し、チャンネル2および4はCLK2で動作します。降圧レギュレータの入力電流は、上側スイッチのオン・サイクルの間しか流れないため、マルチフェーズ動作によってピーク入力電流が減少し、入力電流の周波数が2倍になります。これらの効果によって入力電流リップルが減少し、必要な入力容量が削減されます。

軽負荷時の動作

軽負荷時に、レギュレータは低リップルのBurst Modeで動作します。低リップルのBurst Modeでは、電力を節約するためにスイッチ・オン・サイクルとスイッチ・オン・サイクルの間、ほとんどの内部回路がシャットダウンしますが、出力の低リップルは維持されます。

低電圧ロックアウト

EN/UVLOピンはLT8602をシャットダウンするために使われ、入力電流を1 μ A未満にします。EN/UVLOピンのしきい値は正確に1.2Vで、EN/UVLOピンに外付け抵抗分割器を接続することによって V_{IN} の低電圧ロックアウトをプログラムすることができます。EN/UVLOピンの50mV(標準)のヒステリシス電圧は、スイッチング・ノイズによってLT8602が誤ってシャットダウンするのを防止します。

パワーグッド・コンパレータ

各チャンネルは、帰還ピンの電圧がリファレンス電圧より8%を超えて上回るか下回った場合に作動するパワーグッド・コンパレータを備えています。PG出力ピンはオープンドレインです。各チャンネルのPGピンは、対応する出力がレギュレーション状態から外れると、“L”に引き下げられます。PGの出力は、INTV_{CC}が2.7Vに上昇するまで有効になりません。

動作

パワーオン・リセット・タイマ

LT8602は、パワーオン・リセット・タイマを内蔵しています。パワーオン・リセット・タイマは、CPORピンで外付けコンデンサを使用して調整できます。このタイマは、PORENピンでイネーブルします。

$\overline{\text{RST}}$ ピンはPORタイマの出力であり、弱い内部プルアップを備えるオープンドレイン出力です。LT8602がイネーブルされてINTV_{CC}が2.7Vを超えると、 $\overline{\text{RST}}$ ピンが有効になります。

アプリケーション情報

出力電圧の設定

出力電圧は、図1に示すように、出力の抵抗分割器によって設定されます。使用する式は次のとおりです。

$$R1 = R2 \cdot \left(\frac{V_{\text{OUTx}}}{\text{FB}_{\text{REF}}} - 1 \right)$$

ここで、 V_{OUTx} はレギュレータxの出力電圧、 FB_{REF} は帰還リファレンス電圧です。 FB_{REF} は、高電圧レギュレータ(1および2)では1V、低電圧チャンネル(3および4)では800mVです。抵抗分割器には1%抵抗を使用します。ノイズの問題が発生しないように、 $R2$ は200k以下にしてください。

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 C_{ff} を使うことができます。標準的な値は10pf~100pfです。 V_{FB} ノードは、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。

スイッチング周波数

LT8602では、RTピンとグランドの間に1本の抵抗を接続して250kHz~2.2MHzの範囲で設定できる固定周波数のアーキテクチャが採用されています。よく使われるスイッチング周波数に対応する R_T の値を表1に示します。

表1. スwitchング周波数と R_T の値

スイッチング周波数(MHz)	R_T (k Ω)
0.25	254
0.35	179
0.5	124
0.75	81.2
1.0	60.4
1.25	47.6
1.5	39.4
1.75	33.3
2.0	28.9
2.2	26.3

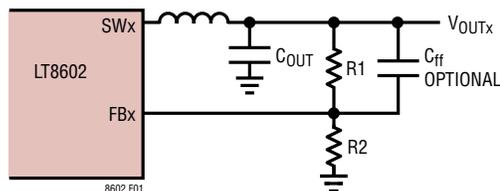


図1. 帰還抵抗分割器

次の式は、表1に示した値を近似します。

$$R_T = \frac{61.9}{f_s - 0.009} - 1.9$$

ここで、 R_T の単位はk Ω 、 f_s の単位はMHzです。

動作周波数の選択は、主に効率と部品サイズのトレードオフになります。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用できることです。低周波数動作の利点は、効率が高いことです。

最小オン時間と最小オフ時間が、スイッチング周波数に関わらず有限であるため、高周波数ではデューティ・サイクル範囲も減少します。高電圧チャンネルの上側スイッチの最小オン時間は60ns、最小オフ時間は70nsです。低電圧チャンネルの上側スイッチの最小オン時間は70ns、最小オフ時間は70nsです。最小および最大デューティ・サイクルは次の通りです。

$$DC_{\text{MIN}} = f_s \cdot t_{\text{ON}}(\text{MIN})$$

$$DC_{\text{MAX}} = 1 - f_s \cdot t_{\text{OFF}}(\text{MIN})$$

ここで、 f_s はスイッチング周波数、 $t_{\text{ON}}(\text{MIN})$ は最小スイッチオン時間、 $t_{\text{OFF}}(\text{MIN})$ は最小スイッチオフ時間です。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・サイクルの範囲がどのように広がっていくかを示しています。

LT8602の内部発振器は、SYNCピンの250kHz~2.2MHzの外部クロック信号に同期することができます。

アプリケーション情報

V_{IN} 電圧範囲

LT8602の最小動作電圧は3Vです。さらに高い最小動作電圧を設定するには、V_{IN}ピンとEN/UVLOピンの間で抵抗分割器を使用します。EN/UVLOのしきい値は1.2Vです。EN/UVLOピンは、グリッチによってLT8602が誤ってディスエーブルされるのを防ぐために、50mVのヒステリシスを備えています。

UVLO回路を、図3「逆電流保護ダイオード」に示します。ロクアウト電圧の計算は次のとおりです。

$$V_{IN(UVLO)} = \frac{R_{UV1} + R_{UV2}}{R_{UV2}} \cdot 1.2V$$

PV_{IN} 電圧範囲

各スイッチング・レギュレータのチャンネルは、それぞれのPV_{IN}ピン(PV_{IN1} ~ PV_{IN4})によって動作します。PV_{IN}ピンは、独立した電圧源または高電圧チャンネル出力に接続することができます。PV_{IN1}およびPV_{IN2}の電圧範囲は3.0V ~ 42Vです。PV_{IN3}およびPV_{IN4}の電圧範囲は2.6V ~ 5.5Vです。

最大周波数において出力電圧を安定化するための最小PV_{IN}電圧は次式で得られます。

$$PV_{INx(MIN)} = \frac{V_{OUTx}}{DC_{MAX}}$$

ここで、DC_{MAX}は、そのチャンネルの最大デューティ・サイクルです(「スイッチング周波数」のセクションを参照)。PV_{IN}が計算された最小電圧を下回ると、チャンネルはスイッチ・オフ・サイクルをスキップし始めます。低入力電圧では、デバイスは、実効デューティ・サイクルを拡張するために、最大スイッチ・サイクルよりも長い間、上側スイッチをオンにします。デバイスが実効デューティ・サイクルを拡張すると、スイッチング周波数が設定された周波数の1/2(以下)に低下します。

最大周波数において出力電圧を安定化するための最大PV_{IN}電圧は次式で得られます。

$$PV_{INx(MAX)} = \frac{V_{OUTx}}{DC_{MIN}}$$

ここで、DC_{MIN}はそのチャンネルの最小デューティ・サイクルです(「スイッチング周波数」のセクションを参照)。PV_{IN}が計算された最大電圧を超えると、チャンネルはスイッチ・オン・サイクルのスキップ(パルススキップ)を開始します。この場合、チャンネルのスイッチング周波数は、もはやプログラムされた周波数ではありません。出力は引き続き安定化されますが、ピーク・インダクタ電流と出力リップルが大幅に増大します。

インダクタの選択

インダクタの選択には、インダクタンス、飽和電流、直列抵抗(DCR)、および磁気損失が含まれます。

インダクタンス値としては、次の値から始めるのが適切です。

$$L_x = K_x \cdot \frac{V_{OUTx}}{PV_{INx}} \cdot \frac{PV_{INx} - V_{OUTx}}{f_s}$$

ここで、f_sはMHz単位のスイッチング周波数、L_xはμH単位、V_{OUTx}はチャンネルの出力電圧、K₁ = 1.6、K₂ = 1.0、K₃およびK₄ = 1.3です。

インダクタンスが選択されると、インダクタ電流リップルおよびピーク電流を計算できます。

$$\Delta I_{Lx} = \frac{V_{OUTx}}{L_x \cdot f_s} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUTx}}{PV_{INx(MAX)}} \right)$$

$$I_{Lx(PEAK)} = I_{OUTx(MAX)} + \frac{\Delta I_{Lx}}{2}$$

十分な出力電流を保証するには、ピークインダクタ電流をスイッチの電流制限値(I_{LIM})よりも小さくする必要があります。

高い効率を保つには、インダクタの直列抵抗(DCR)をできるだけ小さくし(チャンネル1、3、および4は0.1Ω未満、チャンネル2は0.06Ω未満)、コア材を選択されたチャンネル周波数向けのものにする必要があります。いくつかのメーカーと使用に適したインダクタ・シリーズを表2に示します。

表2. インダクタ・メーカー

メーカー	シリーズ	Webサイト
TDK	SLF, VLC, VLF	www.tdk.com
Sumida	CDRH, CDR, CDMC	www.sumida.com
Coilcraft	XAL, XFL, MSS	www.coilcraft.com
NIC	NPIM, NPIS	www.niccomp.com
Würth	TPC, SPC, PD, PDF, PD3	www.we-online.com

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なインダクタが得られるとは限りません。インダクタの値を大きくする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。インダクタの値を大きくすると、DCRおよび磁気損失が同じ場合、効率が向上する可能性があります。ただし、インダクタの寸法が同じ場合、インダクタの値が大きいほどDCRが増加します。インダクタンスとDCRの間のトレードオフは、常に明白であるとは限りません。最適なインダクタの選択は実験に基づいて行います。

アプリケーション情報

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。これは許容できますが最大負荷電流が減少します。最大出力電流と不連続モード動作の詳細については、リニアテクノロジーの「アプリケーション・ノート44」を参照してください。50%を超えるデューティ・サイクルでは、低調波発振を避けるために必要な最小インダクタンスが存在します。

$$L_{\text{MINx}} = \frac{1.05 \cdot (V_{\text{OUTx}} + V_{\text{BOTx}})}{f_s}, \text{ chs 1, 3 and 4}$$

$$L_{\text{MINx}} = \frac{0.70 \cdot (V_{\text{OUTx}} + V_{\text{BOTx}})}{f_s}, \text{ ch 2}$$

ここで、 V_{OUTx} は出力電圧、 V_{BOTx} は下側スイッチの両端の電圧、 f_s はMHz単位のスイッチング周波数、 L_{MINx} は μH 単位です。周波数がある範囲で同期される場合、最低の周波数を使用して L_{MINx} を決定します。

短絡出力保護

LT8602は、出力の短絡に耐えることができます。クロック・サイクルの開始時に下側MOSFET電流が谷電流制限値を超える場合、過電流状態が解消されるまで上側MOSFETがオフに保たれます。これにより、出力の短絡時にインダクタ電流が増加するのを防ぎます。

入力コンデンサの選択

LT8602の各 PV_{IN} ピンは、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。

降圧コンバータには、立ち上がり時間と立ち下がり時間が非常に短いパルス電流が入力電源から流れます。入力コンデンサが必要なのは、パルス電流によってLT8602の入力に生じる電圧リップルを減らし、このスイッチング電流を狭いローカル・ループに押し込めてEMIを最小に抑えるためです。これを効果的に実現するには、スイッチング周波数でのインピーダンスが低く、リップル電流定格が十分な入力コンデンサにする必要があります。

ワーストケースのリップル電流は、 V_{OUT} が PV_{IN} の1/2である場合に発生します。その場合、リップル電流は次式で得られます。

$$I_{\text{CIN(RMS)}} = \frac{I_{\text{OUT}}}{2}$$

入力コンデンサの妥当な値は次式で得られます。

$$C_{\text{IN}} = \frac{4.7\mu\text{F (for Chs 1,3,4) or } 10\mu\text{F (for Ch 2)}}{f_s}$$

ここで、 f_s はスイッチング周波数(MHz)です。

最低のリップルとEMIを実現するには、 C_{IN} を注意深く配置することが極めて重要です。プリント回路基板の同じ側で、 C_{IN} を PV_{IN} ピンにできるだけ近づけて配置する必要があります。部品のトレースの直下の層は、切れ目のないグランド・プレーンである必要があります。 C_{IN} のグランド側には、グランド・プレーンに接続された2個以上のビアを C_{IN} にできるだけ近づけて設ける必要があります。そうすることで、 PV_{IN} および C_{IN} 間のトレースの直下に、高周波数のリターン経路が形成されます。これにより、 PV_{IN} から C_{IN} に向かい、GND露出パッドに戻る、高周波数の高電流経路のループ面積を最小限に抑えられます。図8「推奨されるPCBレイアウト」を参照してください。

入力でのセラミック・コンデンサの使用に関する注意について説明します。入力セラミック・コンデンサは、浮遊インダクタンスと結合して、電源に戻る共振タンク回路を形成することがあります。電源を瞬時に投入する(例えば通電状態の電源に回路を差し込む)と、このタンク回路にリングングが発生して入力電圧が倍になる可能性があります。解決策としては、入力電圧をクランプするか、損失の大きいコンデンサをセラミック・コンデンサと並列に接続してタンク回路を減衰させます。詳細は、弊社の「アプリケーションノート88」を参照してください。

アプリケーション情報

出力コンデンサの選択

出力コンデンサは、2つの基本機能を実行します。1番目の機能は、インダクタ電流をフィルタにかけ、電圧リップルの小さい出力を生成します。2番目の機能は、エネルギーを蓄積し、トランジェント負荷の間のオーバーシュートを最小限に抑えます。LT8602は高い周波数で動作するので、必要な出力容量は最小限で済みます。制御ループは、出力コンデンサの直列抵抗 (ESR) の有無に関わらず、問題なく動作します。したがって、極めて低い出力リップルと小型の回路を実現するセラミック・コンデンサの使用は任意です。

以下の式を使って出力リップルを推定することができます。

$$V_{\text{RIPPLE}} = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f_S \cdot C_{\text{OUT}}}, \text{ for ceramic}$$

$$V_{\text{RIPPLE}} = \Delta I_L \cdot \text{ESR (アルミ・コンデンサまたはタンタル・コンデンサの場合)}$$

ここで、 V_{RIPPLE} はピーク・トゥ・ピーク出力リップル、 f_S スイッチング周波数 (MHz)、 ΔI_L はインダクタのピーク・トゥ・ピーク・リップル電流、 C_{OUT} は出力コンデンサ値 (μF)、ESR は出力コンデンサの直列抵抗です。

出力コンデンサに対するもう1つの制約は、コンデンサのエネルギー蓄積がインダクタよりも大きくなる必要があるということです。負荷電流が“H”から“L”に変化する場合、インダクタに蓄積されたエネルギーが出力に伝達し、それによって発生する電圧ステップがレギュレーション電圧と比較して小さくなる必要があります。5%のオーバーシュートの場合、この要件は次のようになります。

$$C_{\text{OUT}} \geq 10 \cdot L \cdot \left(\frac{I_{\text{LIM}}}{V_{\text{OUT}}} \right)^2$$

ここで、 I_{LIM} は任意の最大スイッチ電流制限値です。

セラミック・コンデンサはサイズが小さくESRが低いので、LT8602のアプリケーションに適しています。ただし、全てのセラミック・コンデンサが同じわけではありません。値の大きいコンデンサの多くは、温度係数と電圧係数が大きい低品質の誘電体を使用しています。特に、Y5VとZ5Uのタイプは、電圧が印加されたり、極端な高温や低温になると容量の大半が失われます。ループの安定性とトランジェント応答は C_{OUT} の値に依存するので、このような容量の低下を許容できないことがあります。X7RまたはX5Rのタイプを使用してください。

電解コンデンサを使用することもできます。ほとんどのアルミ電解コンデンサはESRが大きすぎるので、出力リップルを小さくすることができません。タンタル・コンデンサや電源用途向けの新しい低ESR有機電解コンデンサが適しています。要求される出力リップルに合わせて、ESRが十分小さいコンデンサを選択します。ESRはコンデンサの大きさによって決まるので、同様のリップル性能を示すセラミック・コンデンサよりも、サイズと容量値の両方が大きくなります。利点の1つは、容量が大きいと、負荷電流が大きく変化した場合に、より良好なトランジェント応答を示す場合があることです。いくつかのコンデンサ・メーカーを表3に示します。

表3. 低ESRコンデンサ・メーカー

メーカー	シリーズ	タイプ
Taiyo-Yuden www.t-yuden.com		Ceramic
TDK www.tdk.com		Ceramic
Kemet www.kemet.com	T494, T495 T510, T520, T525, T530 A700	Ceramic Tantalum Tantalum Organic Polymer Alum.Organic Polymer
Panasonic www.panasonic.com	SP-CAP	Ceramic Alum.Organic Polymer
AVX www.avx.com	TPS, TES, TCH	Ceramic Tantalum

BSTピンとSWピンに関する検討事項

高電圧チャネルは、上側NFETスイッチのゲートを駆動するために、 PV_{IN} を超える電圧を必要とします。BSTピンとSWピンの間に外付けコンデンサを接続します。内部MOSスイッチは、スイッチ・オフ・サイクルの間、BSTを内部3.3V電源に接続します。BSTは、スイッチ・オン・サイクルの間、SWの電圧より3.3V高い電圧に昇圧されます。ほとんどの場合、0.1 μF のコンデンサで問題なく動作します。

ソフトスタート

LT8602の各高電圧チャネルにはソフトスタート・ピンがあり、各低電圧チャネルには内部ソフトスタート回路があります。低電圧チャネルのソフトスタートは1msに設定されています。

高電圧チャネルでは、帰還ピンの電圧が、対応するTRKSSピンの電圧と1Vの内部リファレンスのどちらか低い方に安定化されます。TRKSS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2.4 μA 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。

アプリケーション情報

ランプ時間は次式で表されます。

$$t_{SS} = C_{TRKSS} \cdot \frac{1V}{2.4\mu A}$$

ここで、 t_{SS} はランプ時間(秒)、 C_{TRKSS} はTRKSSピンの容量(F)です。

TRKSSピンの電圧は、起動時に、INTV_{CC}が動作電圧に達するまで引き下げられます。このピンの電圧は、低電圧状態、PV_{IN}または設定可能なEN/UVLOピンのいずれかの内部ロックアウトの発生時にも引き下げられます。TRKSSの電圧が引き下げられるときの抵抗値は400Ωです。TRKSSをグランドに引き下げても、チャンネルのスイッチング動作が停止することは保証されません。

TRKSSピンを使用して、出力を別のレギュレータ(他の高電圧チャンネルまたは外部レギュレータ)に追従させることもできます。制御出力からTRKSSピンに接続された抵抗分割器を使用します。図2に、V_{OUT1}をトラッキングするチャンネル2の回路、および同時トラッキングと比例トラッキングの出力波形を示します。

R2は10k以下にして、2.4μAのプルアップ電流からのオフセットを最小限に抑える必要があります。

チャンネル1および2を比例トラッキングするもう1つの簡単な方法は、TRKSS1とTRKSS2の両方を1つのコンデンサを使用して一緒にグランドに接続することです。これにより、ソフトスタート電流が2倍になります。

PGピンをTRKSS入力に接続する必要があり、起動シーケンス使用するアプリケーションの場合、10k以下の抵抗を外付けプルアップとして使用する必要があります。この構成でのソフトスタート時間は、次式で近似することができます。

$$t_{SS} = 0.5 \cdot R_{PULLUP} \cdot C_{TRKSS}$$

プルアップ電圧(V_{PULLUP})への依存を含むさらに正確な式は、次で与えられます。

$$t_{SS} = -R_{PULLUP} \cdot C_{TRKSS} \cdot \log_e \left(1 - \frac{1V}{V_{PULLUP}} \right)$$

逆電流保護

バッテリー充電アプリケーションやバッテリー・バックアップ・システムでは、LT8602への入力がないときに出力がバッテリーによって“H”に維持されます。V_{IN}ピンおよびPV_{IN}ピンをフロート状態にしてLT8602をイネーブルすると、内部回路には、“H”に維持された出力のSWピンを通じて静止電流が流れます。このことは、システムがこの状態で小電流(100μA未満)に耐えられ

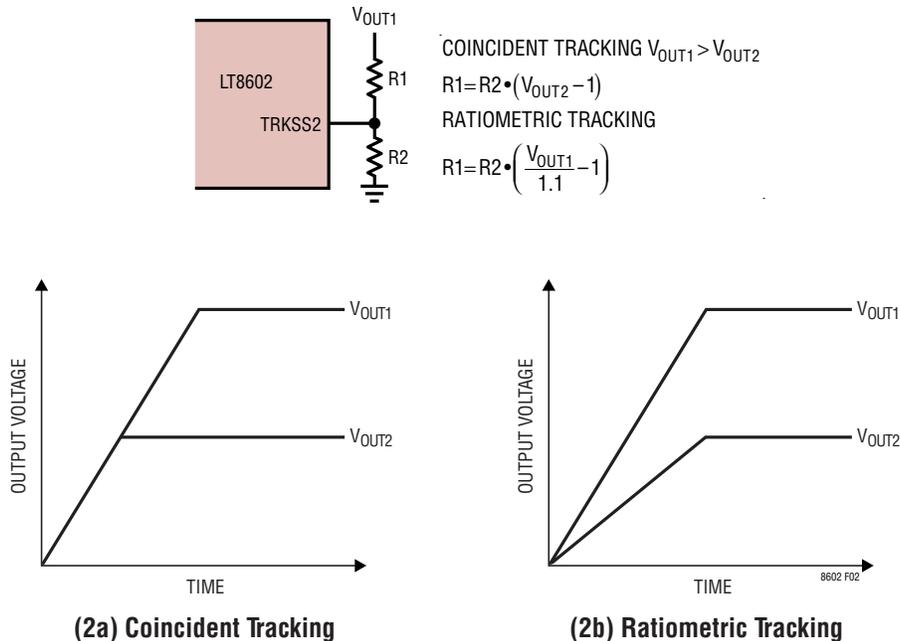


図2. トラッキング回路

アプリケーション情報

る場合は許容できます。LT8602をディスエーブルすれば、SWピンの電流は実質的にゼロに低下します。しかし、出力が“H”に維持された状態でV_{IN}ピンまたはPV_{IN}ピンが接地される場合は、V_{IN}/PV_{IN}ピンから電流が流れ出すのを防ぐためにV_{IN}/PV_{IN}ピンに外付けダイオードが必要になります。例を図3に示します。この場合、バッテリーがOUT1とOUT3の両方を“H”に維持します。PV_{IN1}はダイオードで保護する必要があり、PV_{IN3}も、外部電源に接続する場合は保護する必要があります。

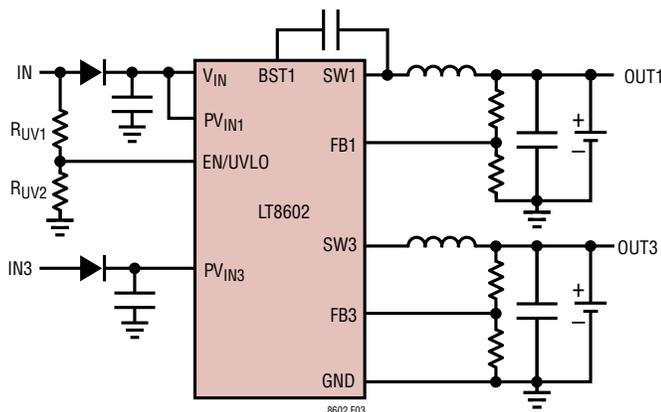


図3. 逆電流保護ダイオード

Burst Mode 動作

LT8602は、軽負荷時には効率を向上させるために自動的にBurst Mode動作に切り替わります。Burst Modeはスイッチング損失を最小限に抑えて出力電圧リップルを小さくします。Burst Mode動作では、スイッチ・オン・バーストとスイッチ・オン・バーストの間、ほとんどの回路がシャットダウンし、電力損失を最小限に抑えます。1つ以上のチャンネルが最大周波数を維持している場合、発振器がオンのままになり、全てのバーストが発振器の適切な位相に同期されます(図4)。4つのチャ

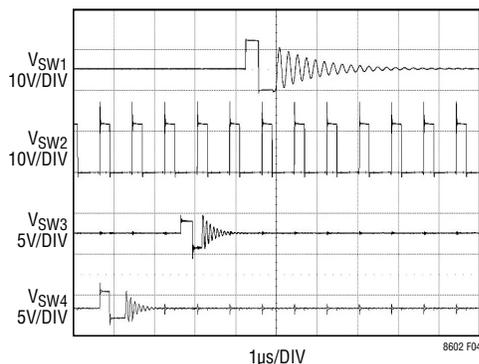


図4. Burst ModeでのSWの波形(発振器が動作中)

ネルが全てBurst Mode動作になった場合、バーストとバーストの間、発振器も遮断され、さらに電力を削減します(図5)。LT8602のチャンネルには異なる負荷が掛けられる場合があるため、Burst Mode動作中は、各チャンネルのスイッチング周波数が異なることがあります。

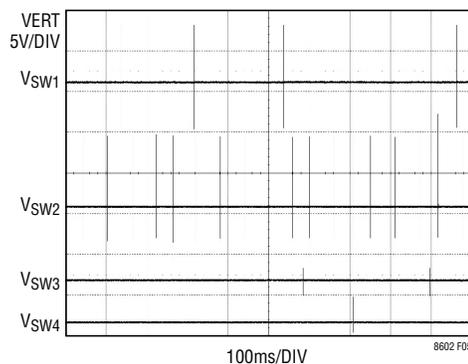


図5. Burst ModeでのSWの波形(全てのチャンネルがBurst Mode)

モード選択と同期

低リップルのBurst Mode動作を選択するには、SYNCピンを0.3Vより低い電圧に接続します(これはグランドまたはロジック“L”の出力のいずれでもかまいません)。パルススキップ動作を選択するには、SYNCピンを1.2Vを超える電圧に接続します。LT8602の発振器を外部周波数に同期させるには、(デューティ・サイクルが20%~80%の)方形波をSYNCピンに接続します。方形波の振幅には、SYNC V_{IL}より低い谷とSYNC V_{IH}より高い山(最大6V)が必要です。

LT8602は外部クロックに同期しているときは低出力負荷でBurst Mode動作に入らず、代わりにパルスをスキップしてレギュレーションを維持します。LT8602は250kHz~2.2MHz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、LT8602のスイッチング周波数を同期入力に設定するように選択します。周波数の範囲を使用する場合、R_Tをその範囲の中央に設定します。例えば、同期信号が400kHz~600kHzになる場合は、(スイッチング周波数が)500kHzになるようにR_Tを選択します。

アプリケーションによっては、LT8602がパルス・スキップ・モードで動作することが望ましいことがあります。Burst Mode動作とは大きく異なる点が2つあるからです。1つ目は、クロックが常時動作していて、全てのスイッチング・サイクルがクロックに同期していることです。2つ目は、Burst Mode動作よりも軽い出力負荷で最大スイッチング周波数に達することです。

アプリケーション情報

これら2つの違いが生じる代償として、静止電流が増加します。パルス・スキップ・モードをイネーブルするには、SYNCピンをロジック出力またはINTV_{CC}ピンに接続して“H”レベルにします。

SYNCピンはフロート状態のままにしないでください。

パワーグッド・コンパレータ

LT8602の各チャンネルは、LT8602がイネーブルされた場合に対応する帰還電圧をモニタするパワーグッド・コンパレータを備えています。パワーグッド・コンパレータのしきい値は高電圧チャンネルで0.92V～1.08V、低電圧チャンネルで736mV～864mVです。PG出力はオープンドレインであり、20k以下の値の外付けプルアップ抵抗を必要とします。

パワーオン・リセット・タイマ

パワーオン・リセット・タイマ回路は、設定可能なリセット・タイマを提供します。PORENピンは、リセット・タイマ用のイネーブル・ピンです。 \overline{RST} 出力は、弱い内部プルアップ(約2.8Vへの100k)を備えるオープンドレイン出力です。この弱いプルアップにより、これらのピンの立ち上がり時間が重要でない場合は外部プルアップが必要なくなります。このオープンドレイン構成では、 \overline{RST} ピンのワイヤードOR接続が可能です。

パワーオン・リセット・タイムアウト期間(t_{RST})を設定するには、CPORピンとグラウンドの間にコンデンサC_{POR}を接続します。 t_{RST} の値は次式で計算されます。

$$t_{RST} = 35.2 \cdot C_{POR}$$

ここで、C_{POR}の単位はpFであり、 t_{RST} の単位はミリ秒です。PORENがイネーブルされると、CPORピンの電圧は、1.2Vに達するまで2 μ Aで上昇します。電流が反転し、電圧が20 μ Aで低下します。この電圧は、0.2Vに達すると、2 μ Aで再び上昇します。このサイクルが合計64回繰り返され、その後 \overline{RST} ピンが“H”に設定されます。例えばコンデンサの値を8.2nFにすると、リセット・タイムアウト時間は289msになります。 t_{RST} の精度は、コンデンサC_{POR}の精度と温度係数によって制限されます。プローブ容量などのCPORピンの付加的寄生容量は、 t_{RST} に悪影響を与える可能性があります。図6にパワーオン・リセットのタイミングを示します。10nFを超えるCPORの値は推奨されません。

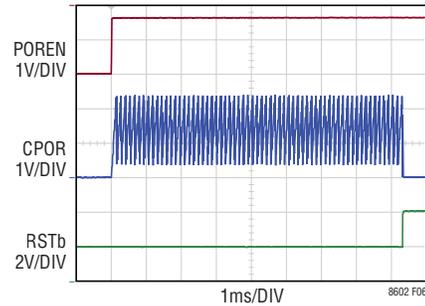


図6. パワーオン・リセットのタイミング (C_{POR} = 230pF)

シーケンシング

LT8602は、4つのチャンネルとパワーオン・リセット・タイマをシーケンス制御する高い柔軟性を備えています。各チャンネルには、パワーグッド出力(PG1～PG4)および制御入力(TRKSS1および2、RUN3および4)があります。PORには、制御入力(POREN)およびリセット出力(\overline{RST})があります。5つの出力は全てオープンドレインです。5つの入力は全てアクティブ“H”であり、そのうちの3つ(TRKSS1および2、POREN)は、外付け部品数を削減するために内部プルアップ電流を備えています。TRKSSピンのソフトスタート機能は、シーケンス制御を使用する場合に役立ちます。単に、コンデンサをTRKSSピンに接続し、10k以下の値の外付けプルアップ抵抗を接続し、目的のPG出力を使用してコンデンサを短絡させます。シーケンス制御の例を図7に示します。

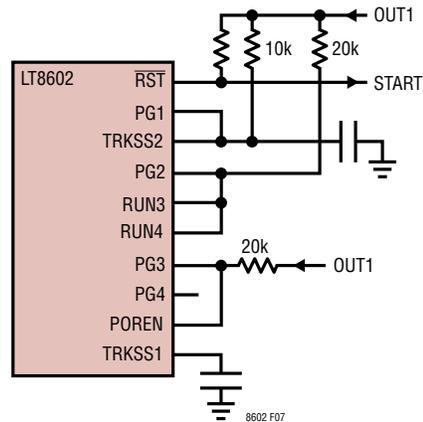


図7. 出力およびPORのシーケンス制御

アプリケーション情報

この例では、チャンネル1が最初に起動し、TRKSS1のコンデンサに従ってソフトスタートします。OUT1がレギュレーション状態に達すると、チャンネル2がソフトスタートします。OUT2が良好な場合、チャンネル3および4が起動します。OUT3がレギュレーション状態になると、PORが起動します。RUNピンをTRKSSピンに接続する場合、次の点に注意してください。TRKSSチャンネルは直ちにランピングを開始しますが、RUNチャンネルは電圧がRUNのしきい値に達するまで起動しません。

プリント回路基板のレイアウト

適切に動作させ、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。推奨部品配置と、トレース、グラウンド・プレーン、およびビアの位置を図8に示します。LT8602のPV_{IN}ピン、GNDピン、および入力コンデンサに大量のスイッチング電流が流れることに注意してください。入力コンデンサによって形成されるループは、入力コンデンサをPV_{IN}ピンおよび隣接するGNDピンの近くに配置することにより、できるだけ小さくしてください。物理的に大きな入力コンデンサを使用すると、形成されるループが大きくなりすぎる可能

性があります。この場合には、筐体/値の小さいコンデンサをPV_{IN}ピンおよびGNDピンの近くに配置して、大型のコンデンサを遠くに配置することを推奨します。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、その層で接続するようにします。表面層に最も近い層のアプリケーション回路の下には、デバイス付近にある切れ目のないグラウンド・プレーンを配置します。SWノードとBOOSTノードはできるだけ小さくします。最後に、グラウンド・トレースがSWノードとBOOSTノードからFBノードとRTノードをシールドするように、FBノードとRTノードは小さく保ちます。パッケージ底面の露出パッドはグラウンドに半田付けし、良好な電気的接続と、プリント回路基板がヒートシンクとして機能するための良好な熱接続が存在するようにします。熱抵抗を小さく保つには、グラウンド・プレーンをできるだけ広げ、LT8602の下や近くから回路基板内および裏側の追加グラウンド・プレーンまでサーマル・ビアを追加します。

熱に関する検討事項

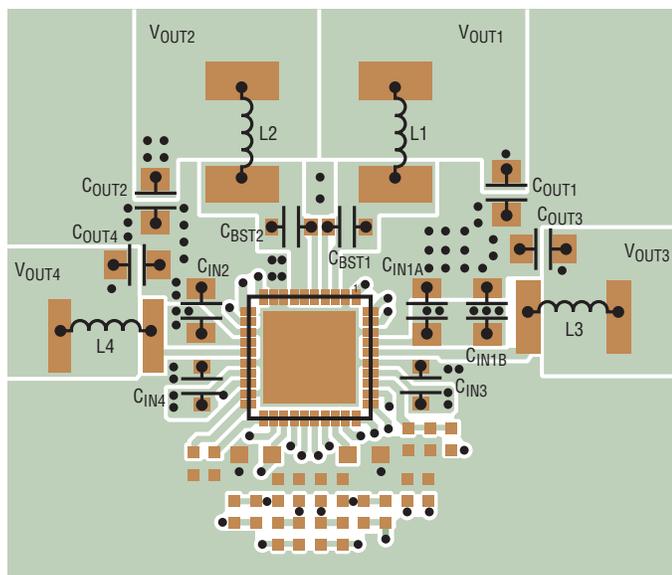
プリント回路基板のレイアウトに注意して、LT8602が十分放熱できるようにします。パッケージ底面の露出パッドをグラウンド・プレーンに半田付けする必要があります。このグラウンドは、サーマル・ビアを使用して、下にある広い銅層に接続してください。これらの層は、LT8602が発生する熱を放散します。4層基板で推奨される層の用途は次のとおりです。

第1層(部品)：2オンスの銅を使用します。切れ目のない高周波数/高電流配線(C_{IN}ループ、SWノード、BSTノード、インダクタ、C_{OUT})、高電流のDC配線、残りの部分のグラウンド・プレーン

第2層(内部)：切れ目のないグラウンド・プレーン

第3層(内部)：信号配線、残りの部分のグラウンド・プレーン

第4層(最下層) 2オンスの銅層を使用します。高電流のDC配線(V_{IN}、V_{OUT})、残りの部分のグラウンド・プレーン



8602 F08

図8. 推奨されるPCBレイアウト

アプリケーション情報

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。数個の大きいサーマル・ビアを使用するよりも、多くの小さいサーマル・ビアを使用するほうが適切です。これらのPCB設計のガイドラインに従えば、 θ_{JA} を $22^{\circ}\text{C}/\text{W}$ に低減できます。

LT8602内の電力損失は、各チャネルの電力損失を加算することによって推定できます。効率の測定から各チャネルの電力損失を計算し、その値からインダクタ損失を差し引きます。ダイ温度は、LT8602の合計電力損失に接合部から周囲までの熱抵抗を掛け、その値に周囲温度を足して計算します。周囲温度が最大接合部温度の定格に近づくにつれ、最大負荷電流をディレーティングします。LT8602は、内部温度が高くなりすぎると、スイッチング動作を停止します。過熱保護は、最大動作温度よりも高く、単にフェイルセーフとして機能するように意図されています。

最高の熱性能が実現されている場合でも、LT8602は高い周囲温度ではディレーティングされます。図9の熱ディレーティング曲線は、最初のページのアプリケーション(チャンネル1: 5V_{OUT} 、チャンネル2: 3.3V_{OUT} 、チャンネル3: 1.8V_{OUT} 、チャンネル4: 1.2V_{OUT})を示しています。PCBレイアウトは前述したとおり行われており、 θ_{JA} は $22^{\circ}\text{C}/\text{W}$ です。出力電流は、最大値に対するパーセント値として、一様に減少します。ディレーティングはアプリケーションに依存しますが、これらの一連の曲線は、周波数と入力電圧に範囲がある標準的なアプリケーションを代表しています。

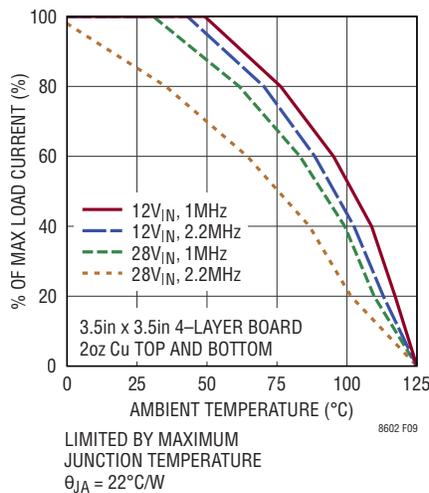
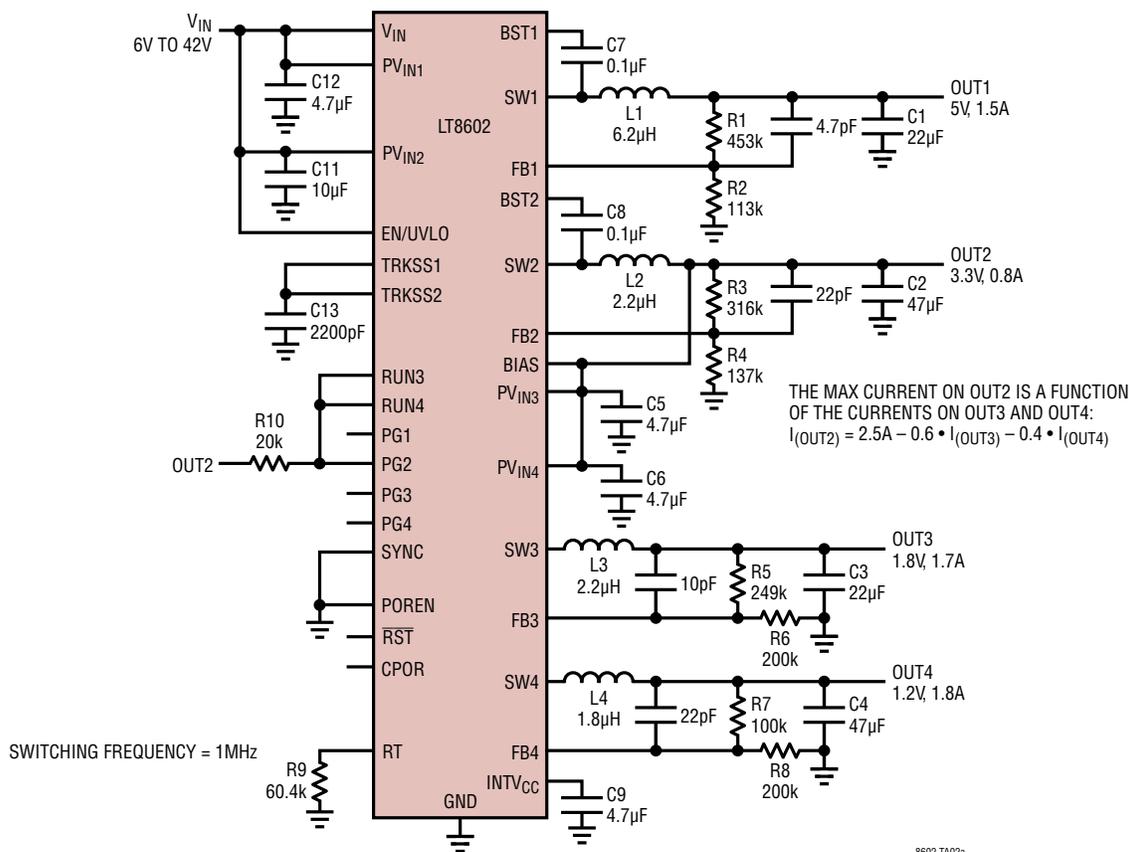


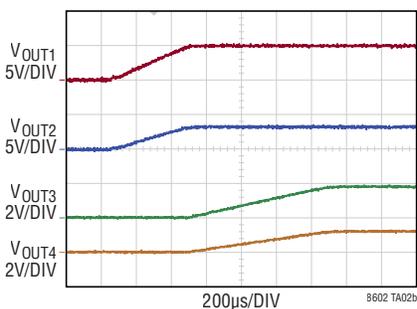
図9. 熱ディレーティング、1グレード

標準的応用例

表紙のアプリケーションの詳細



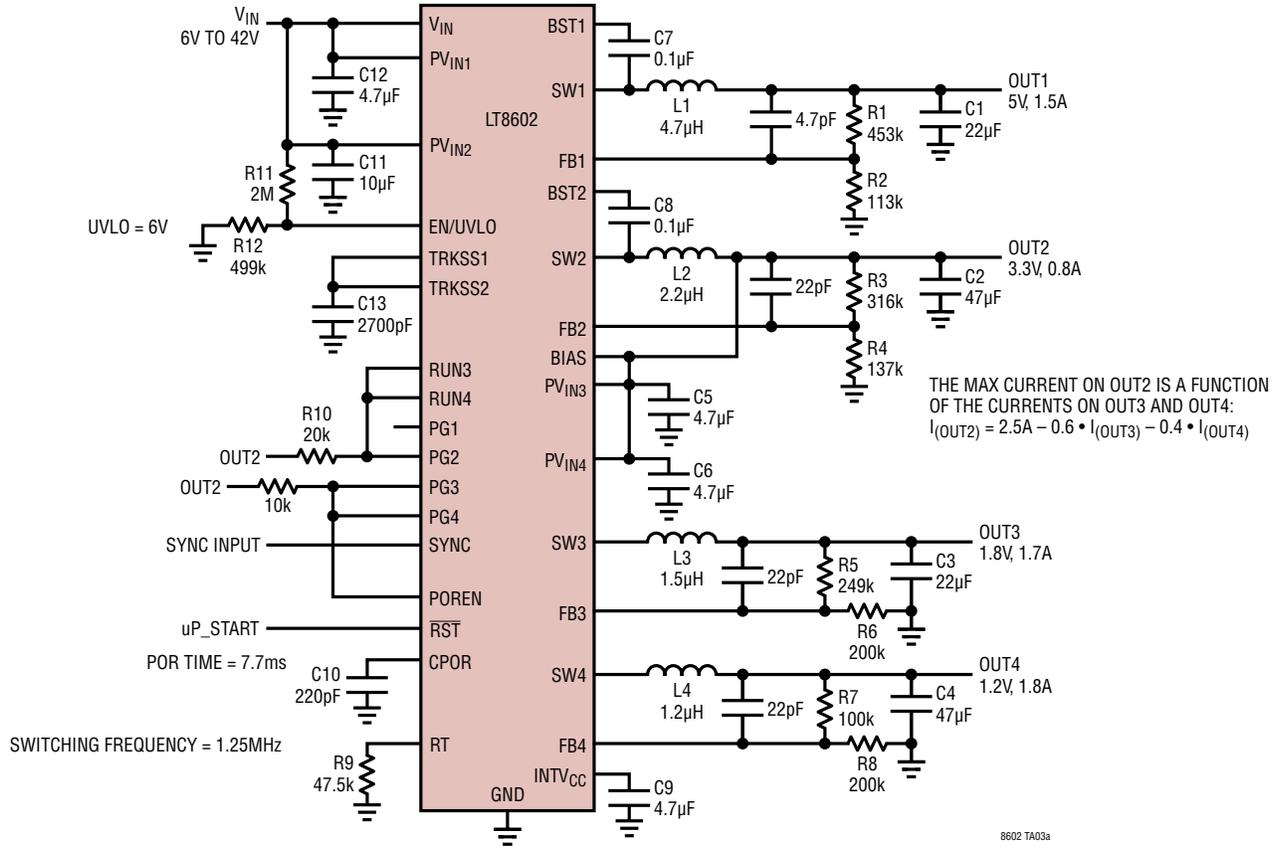
起動シーケンス



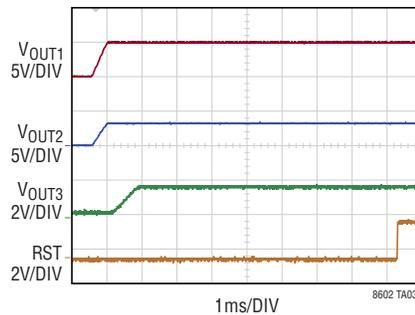
THE VALUES SHOWN ARE FOR 1MHz OPERATION.
 FOR 2MHz OPERATION, MAKE THE FOLLOWING CHANGES:
 L1 = 3.3µH
 L2 = 1.2µH
 L3 = 1.2µH
 L4 = 1µH
 R9 = 28.9k
 THE INPUT VOLTAGE RANGE AT 2MHz IS 6V TO 24V.
 ABOVE 24V, THE HV CHANNELS WILL REGULATE
 BUT WITH HIGH RIPPLE DUE TO MISSED PULSES.

標準的応用例

入力電圧から5V、3.3V、1.8V、および1.2Vへの降圧(自動車用)



起動シーケンス

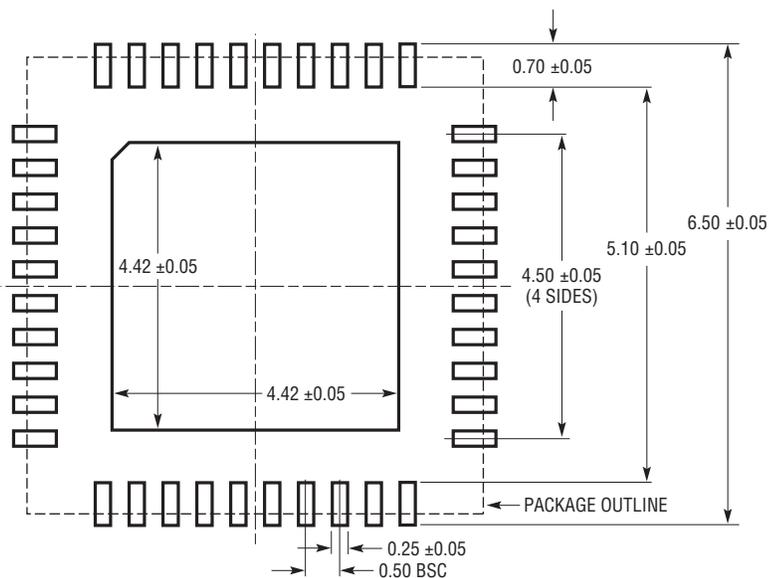


START-UP SEQUENCE:
 CH1 AND CH2 SOFT-START
 RATIOMETRICALLY;
 THEN CH3 AND CH4 TURN ON;
 THEN POR TIMER STARTS.

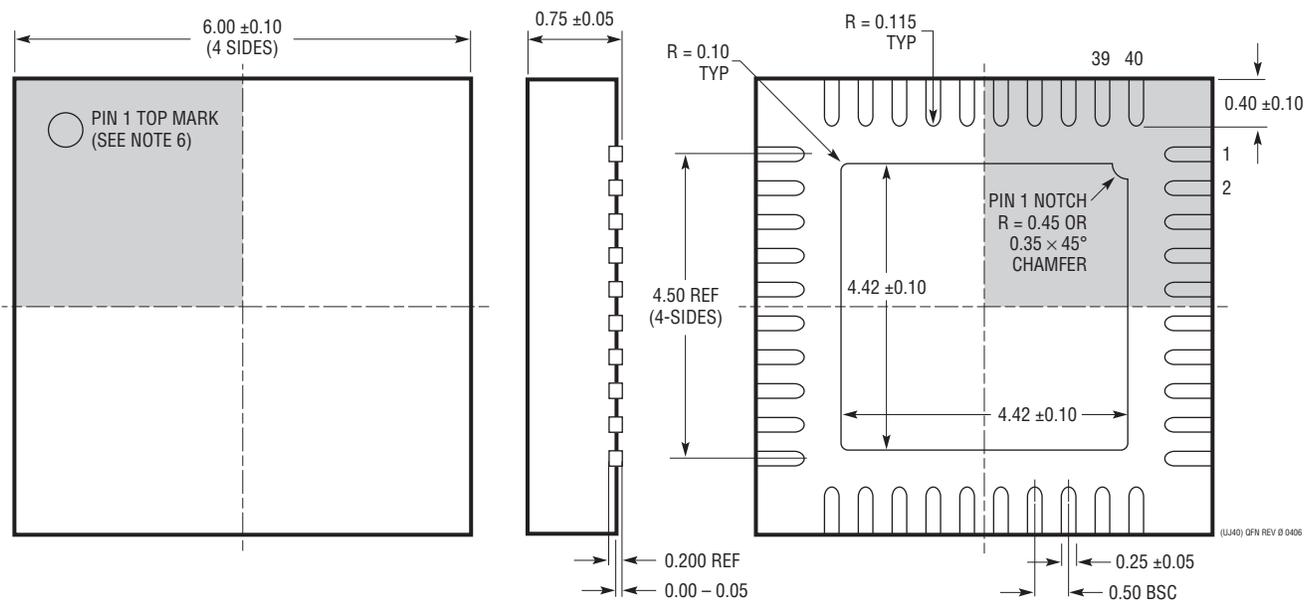
パッケージ寸法

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/>を参照してください。

UJ Package
40-Lead Plastic QFN (6mm × 6mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1728 Rev 0)



RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS
 APPLY SOLDER MASK TO AREAS THAT ARE NOT SOLDERED



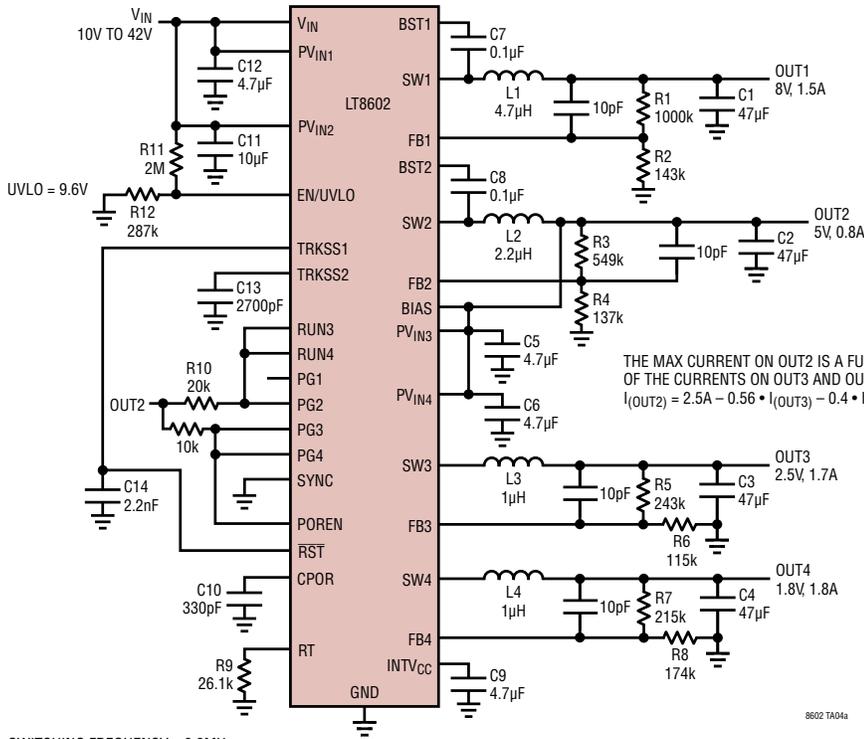
BOTTOM VIEW—EXPOSED PAD

注記：

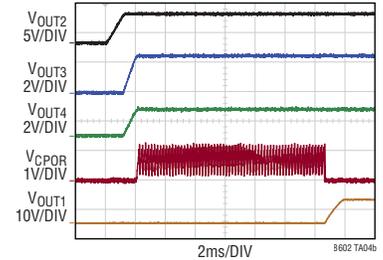
1. 図は JEDEC パッケージ外形のバリエーション (WJJD-2)
2. 図は実寸とは異なる
3. 全ての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで 0.20mm を超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 灰色の部分はパッケージの上面と底面のピン 1 の位置の参考に過ぎない

標準的応用例

10V～42Vの入力電圧から5V、2.5V、1.8V、および8Vへの降圧(遅延付き)



起動シーケンス



IN THIS APPLICATION, THE POR IS USED AS A DELAY FOR THE 8V SUPPLY. THE 8V SUPPLY WILL START RAMPING UP 12ms AFTER ALL OTHER SUPPLIES HAVE REACHED REGULATION.

START-UP SEQUENCE:
 CH2 SOFT-STARTS;
 THEN CH3 AND CH4 TURN ON;
 THEN POR TIMER STARTS;
 AFTER POR TIMES OUT, THEN CH1 SOFT-STARTS.

関連製品

製品番号	説明	注釈
LT3507/ LT3507A	36V、2.7A + 1.8A + 1.8A + LDO コントローラ、2.5MHz、高効率、トリプル出力降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN} = 4V \sim 36V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 7mA$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、5mm×7mm QFN パッケージ
LT8640	効率が96%の42V、6A、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ ($I_Q = 2.5\mu A$)	$V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.985V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×4mm QFN パッケージ
LT8616	効率が95%の42Vデュアル(2.5A + 1.5A)3MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ ($I_Q = 6.5\mu A$)	$V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 6.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、TSSOP-28E パッケージ
LT8614	効率が96%の42V、4A、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ ($I_Q = 2.5\mu A$)	$V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.985V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×4mm QFN パッケージ
LT8612	効率が96%の42V、6A、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ ($I_Q = 2.5\mu A$)	$V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.985V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×6mm QFN パッケージ
LT8610	効率が96%の42V、2.5A、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ ($I_Q = 2.5\mu A$)	$V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.985V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MSOP-16E パッケージ
LT8611	効率が96%の42V、2.5A、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ ($I_Q = 2.5\mu A$ および入力/出力電流制限/モニタ回路内蔵)	$V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.985V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×5mm QFN-24 パッケージ
LT8610A/ LT8610AB	効率が96%の42V、3.5A、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ ($I_Q = 2.5\mu A$)	$V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.985V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MSOP-16E パッケージ