

42V、低 I_Q 、クワッド出力のモノリシック・トリプル 降圧コンバータおよび昇圧コントローラ

特長

- $V_{BATT} \ll V_{OUT}$ の条件で4つの安定化出力を供給できる柔軟な電源システム
- 2個の高電圧同期整流式降圧レギュレータ
 - 入力電圧範囲: 3V~42V
 - 出力電流: 最大2.5Aおよび1.5A
- 1個の低電圧同期整流式降圧レギュレータ
 - 入力電圧範囲: 2.6V~5.5V
 - 出力電流: 最大1.8A
- 1個の昇圧コントローラにより、 $V_{BATT} \ll V_{OUT}$ の条件で降圧コンバータを安定化できる
- 選択可能なBurst Mode®動作により、28 μ Aの低 I_Q で高電圧チャンネルをアクティブ化可能
- プログラム可能なパワーオン・リセット
- 個別のチャンネル・パワーグッド・インジケータ
- 降圧スイッチング周波数: 250kHz~2.2MHz
- 40ピン (6mm×6mm) QFNパッケージで供給可能

アプリケーション

- 自動車の停止と始動およびコールドクランクのライドスルー
- CPU電源の最終的な電圧保持
- 産業用制御および電源

概要

LT®8603は柔軟性の高いクワッド出力レギュレータで、2つの高入力電圧対応モノリシック降圧スイッチング・レギュレータ、1つの低入力電圧対応モノリシック降圧レギュレータ、および昇圧レギュレータを組み合わせる幅広いアプリケーションに適合する一方で、占有する基板スペースは最小限で済みます。

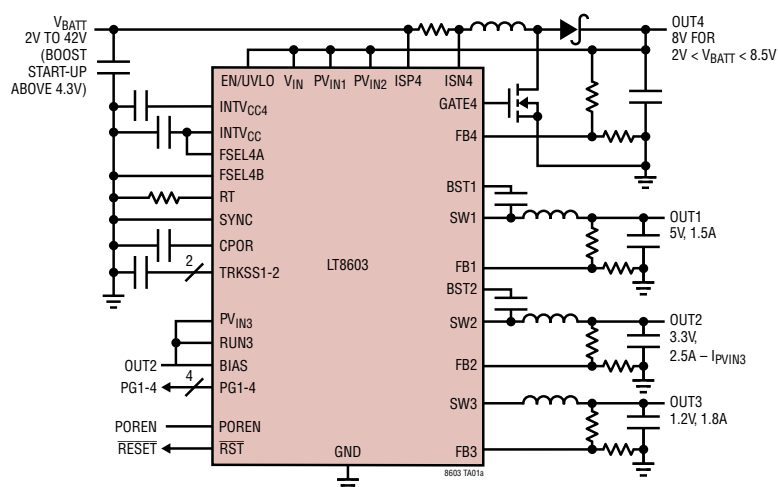
昇圧コントローラがデバイスの V_{IN} 電源に電力を供給するよう構成することにより、自動車のコールドクランク状況時のように、昇圧入力電圧が安定化出力電圧より大きく低下した場合でも、LT8603は3つの高精度安定化出力を発生します。あるいは、降圧レギュレータ出力のいずれかによって昇圧コントローラを駆動するか、昇圧コントローラをSEPICとして構成することにより、LT8603は広い入力電圧範囲にわたって4つの高精度安定化出力を供給します。

LT8603が堅牢なレギュレーションを実現できるのは、全ての降圧レギュレータを対象とするサイクル単位の電流制限回路、サーマル・シャットダウン回路、昇圧コントローラを備えているからであり、昇圧コントローラはバッテリーの逆接続と-42Vまでの負のトランジェント入力電圧に耐えることができます。

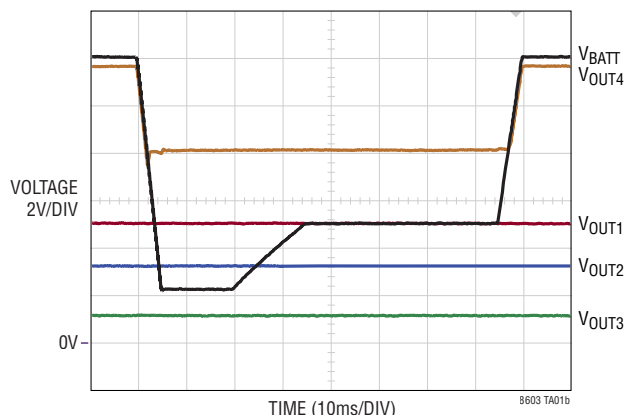
全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例

コールドクランクに耐えられる自動車用3出力電源



コールドクランク時の自動車用電源
入力に対するLT8603の応答波形



LT8603

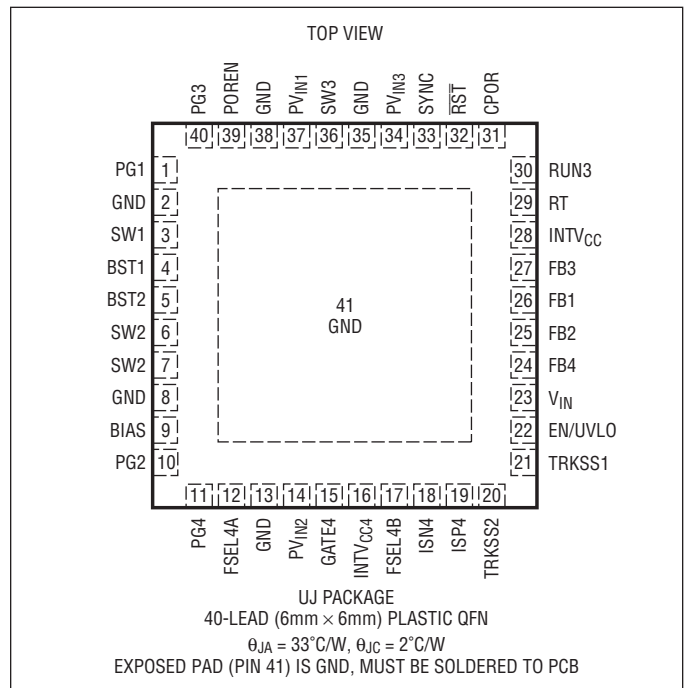
絶対最大定格

(Note 1)

電源電圧

V_{IN} , $PV_{IN1,2}$	-0.3V~42V
PV_{IN3}	-0.3V~6V
EN/UVLO.....	42V
ISP4, ISN4.....	-42V~42V
TRKSS1~2, RUN3, FB4, PG1~4, SYNC	6V
FSEL4A, FSEL4B, RST	6V
FB1~3, CPOR, POREN.....	3.6V
BIAS.....	-0.3V~15V
動作接合部温度範囲 (Note 2, 5)	
LT8603E.....	-40°C~125°C
LT8603I.....	-40°C~125°C
保存温度範囲.....	-65°C~150°C

ピン配置



発注情報

<http://www.linear-tech.co.jp/product/LT8603#orderinfo>

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
LT8603EUJ#PBF	LT8603EUJ#TRPBF	LT8603UJ	40ピン(6mm × 6mm)プラスチックQFN	-40°C to 125°C
LT8603IUJ#PBF	LT8603IUJ#TRPBF	LT8603UJ	40ピン(6mm × 6mm)プラスチックQFN	-40°C~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。* 温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。

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。一部のパッケージは、接尾辞#TRMPBFが付いた指定販売チャネルから500リール単位でご購入いただけます。

電氣的特性

● 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、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $\text{EN/UVLO} = 3\text{V}$ 。(Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
バイアス・レギュレータと内部レギュレータ						
Minimum Operating V_{IN} for Channels 1, 2 and 3		●		2.7	3.0	V
Minimum V_{IN} to Start for Channels 1, 2 and 3		●		3.1	3.3	V
Minimum Operating V_{IN} for Channel 4		●		3.0	3.2	V
Minimum V_{IN} to Start for Channel 4		●		4.0	4.15	V
V_{IN} Quiescent Current, Shutdown	$V_{BIAS} = 0\text{V}$, $\text{EN/UVLO} = 0.4\text{V}$			0.1	1	μA
Total Operating Current V_{BATT}	$V_{BATT} = 12\text{V}$, Channels 1 and 2 Active, No-Load (Note 4) $V_{BATT} = 12\text{V}$, All Channels Active, No-Load (Note 4)			28 50		μA μA
EN/UVLO Threshold	EN/UVLO Rising	●	1.15	1.2	1.25	V
	EN/UVLO Falling	●	1.1	1.15	1.2	V
EN/UVLO Input Current	$\text{EN/UVLO} = 1.2\text{V}$		-50		50	nA
INTV _{CC4} Regulated Voltage	$V_{BIAS} = 0\text{V}$	●	4.4	4.6	4.8	V
	$V_{BIAS} = 6\text{V}$	●	4.7	5	5.2	V
INTV _{CC4} Regulator Load Regulation	INTV _{CC4} at 1mA – INTV _{CC4} at 40mA			70		mV
発振器						
Switching Frequency	$R_T = 28.7\text{k}\Omega$	●	1.8	2	2.2	MHz
	$R_T = 243\text{k}\Omega$	●	0.224	0.25	0.284	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
FSEL4A, FSEL4B Input Voltage Low		●			0.4	V
FSEL4A, FSEL4B Input Voltage High		●	2			V
FSEL4A, FSEL4B Input Current		●	-100		100	nA
チャネル1						
Feedback Voltage FB1		●	0.985	1	1.015	V
Input Current FB1		●	-100		100	nA
FB1 Line Regulation	$V_{IN} = 3\text{V}$ to 42V			0.002	0.01	%/V
SW1 Peak Current Limit (Note 3)			2.0	2.7	3.7	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} , V_{FB1} Falling	●	89	92	95	%
Upper FB1 Power Good Threshold	Percentage of V_{FB1} , V_{FB1} Rising	●	104	107	110	%
Power Good Threshold Hysteresis				0.8		%
PG1 Output Voltage Low	$I_{PG1} = 350\mu\text{A}$	●		0.13	0.3	V
PG1 Leakage Current	$PG1 = 5\text{V}$, $FB1 = 1\text{V}$	●			6	μA
TRKSS1 Pull-Up Current	$\text{TRKSS1} = 0.2\text{V}$		1.5	2.4	3.1	μA

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、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 3\text{V}$ 。(Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
チャンネル2						
Feedback Voltage FB2		●	0.985	1	1.015	V
Input Current FB2		●	-100		100	nA
FB2 Line Regulation	$V_{IN} = 3\text{V to } 42\text{V}$			0.002	0.01	%/V
SW2 Peak Current Limit (Note 3)			3.2	4.0	5.3	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} , V_{FB2} Falling	●	89	92	95	%
Upper FB2 Power Good Threshold	Percentage of V_{FB2} , V_{FB2} Rising	●	104	107	110	%
Power Good Threshold Hysteresis				0.8		%
PG2 Output Voltage Low	$I_{PG2} = 350\mu\text{A}$	●		0.13	0.3	V
PG2 Leakage Current	$PG2 = 5\text{V}$, $FB2 = 1\text{V}$	●			6	μA
TRKSS2 Pull-Up Current	$TRKSS2 = 0.2\text{V}$		1.5	2.4	3.1	μA
チャンネル3						
PV_{IN3} Operating Voltage	PV_{IN3} Falling	●	2.6		5.5	V
PV_{IN3} Undervoltage Lockout	PV_{IN3} Falling	●		2.35	2.6	V
Feedback Voltage FB3		●	788	800	812	mV
FB3 Line Regulation	$V_{IN} = 3\text{V to } 42\text{V}$			0.002	0.01	%/V
Input Current FB3		●	-100		100	nA
SW3 Leakage Current				0.1	1	μA
SW3 Peak Current Limit (Note 3)			2.6	3.2	3.8	A
SW3 PMOS On-Resistance	$I_{SW3} = 1\text{A}$			150		$\text{m}\Omega$
SW3 NMOS On-Resistance	$I_{SW3} = 1\text{A}$			100		$\text{m}\Omega$
Lower FB3 Power Good Threshold	Percentage of V_{FB3} , V_{FB3} Falling	●	89	92	95	%
Upper FB3 Power Good Threshold	Percentage of V_{FB3} , V_{FB3} Rising	●	104	107	110	%
Power Good Threshold Hysteresis				0.2		%
PG3 Output Voltage Low	$I_{PG3} = 350\mu\text{A}$	●		0.13	0.3	V
PG3 Leakage Current	$PG3 = 5\text{V}$, $FB3 = 0.8\text{V}$	●			6	μA
RUN3 Threshold Voltage		●	1.15	1.20	1.25	V
RUN3 Input Current			-100		100	nA
Soft-Start Time			0.7	1	1.3	ms

電气的特性

● 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、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 3\text{V}$ 。(Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
チャンネル4						
Feedback Voltage FB4		●	788	800	812	mV
FB4 Line Regulation	$V_{IN} = 3.2\text{V to } 42\text{V}$			0.002	0.01	%/V
Input Current FB4		●	-100		100	nA
Soft-Start Time				1		ms
Current Comparator Limit Threshold	$V_{ISP4} \text{ to } V_{ISN4}$, $V_{CM} = 2\text{V to } 42\text{V}$	●	43	50	57	mV
Current Comparator Input Common Mode Range			2		42	V
ISP4, ISN4 Input Currents, Sleep	$V_{ISP4} = V_{ISN4} = 2\text{V to } 42\text{V}$, $\text{FB4} = 1\text{V}$, $\text{SYNC} = 0\text{V}$				200	nA
ISP4, ISN4 Input Currents, Active	$V_{ISP4} = V_{ISN4} = 2\text{V to } 42\text{V}$, $\text{FB4} = 0\text{V}$, $\text{SYNC} = 0\text{V}$			34	44	μA
ISP4, ISN4 Input Currents	$V_{ISP4} = V_{ISN4} = -42\text{V}$			7	10	mA
GATE4 High Side PMOS On-Resistance				2.5		Ω
GATE4 Low Side NMOS On-Resistance				1.25		Ω
FB4 Power Good Threshold	Percentage of V_{FB4} , V_{FB4} Falling	●	89	92	95	%
Power Good Threshold Hysteresis				0.2		%
PG4 Output Voltage Low	$I_{PG4} = 350\mu\text{A}$	●		0.13	0.3	V
PG4 Leakage Current	$\text{PG4} = 5\text{V}$, $\text{FB4} = 0.8\text{V}$	●			6	μA
パワーオン・リセット						
POR Delay Time	$\text{CPOR} = 1000\text{pF}$	●	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, $\overline{\text{RST}} = 0\text{V}$			20		μA
$\overline{\text{RST}}$ Leakage Current	POR Timed Out, $\overline{\text{RST}} = 6\text{V}$		-100		100	nA
POREN Threshold		●	1.15	1.2	1.25	V
POREN Pull-Up Current	$\text{POREN} = 0\text{V}$		0.6	1.0	1.4	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永続的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: LT8603E 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。LT8603I 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: 電流制限は設計および静的テストとの相関によって保証されている。高いデューティ・サイクルではスロー補償により電流制限値が低下する。

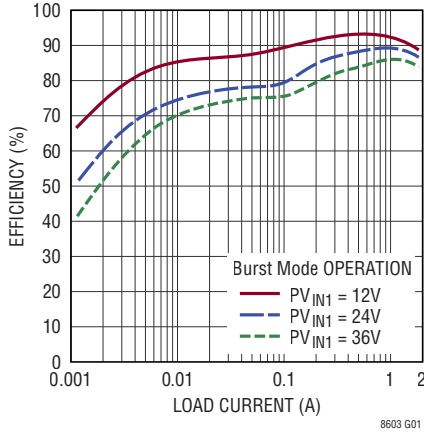
Note 4: 測定は「標準的応用例」セクションの「最初のページのアプリケーションの詳細」という表題の回路を使用して行った。

Note 5: 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。過熱保護機能が動作しているとき接合部温度は 150°C を超える。規定されている最大接合部温度を超えた状態で動作が継続すると、寿命が短くなる。

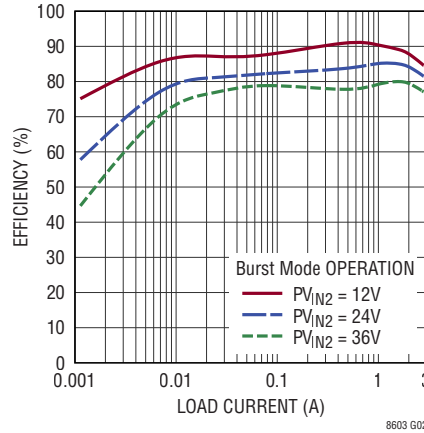
標準的性能特性

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 $PV_{IN3} = 3.3\text{V}$ 。

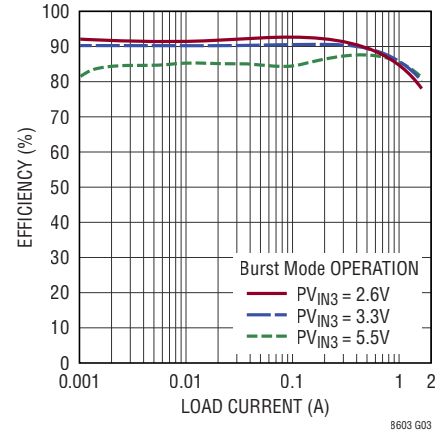
チャンネル1の効率と負荷
($V_{OUT1} = 5\text{V}$, $f_{SW} = 1\text{MHz}$)



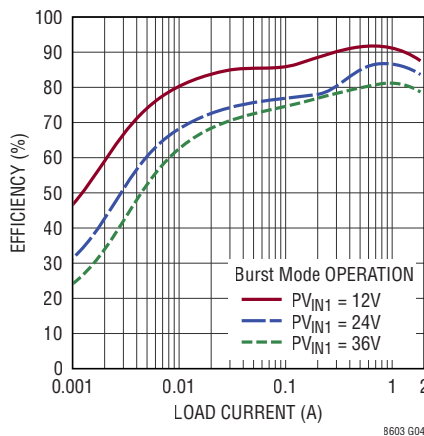
チャンネル2の効率と負荷
($V_{OUT2} = 3.3\text{V}$, $f_{SW} = 1\text{MHz}$)



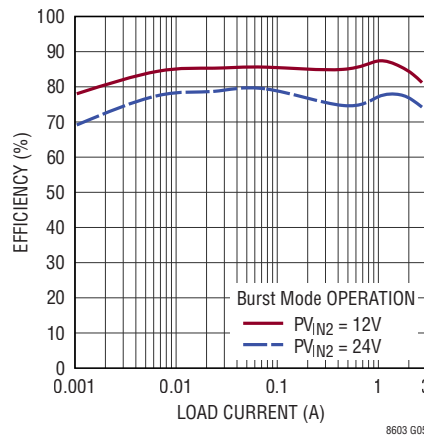
チャンネル3の効率と負荷
($V_{OUT3} = 1.2\text{V}$, $f_{SW} = 1\text{MHz}$)



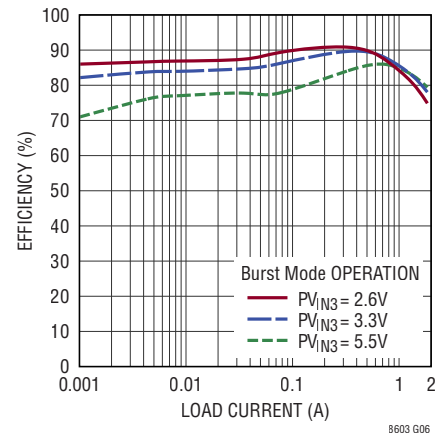
チャンネル1の効率と負荷
($V_{OUT1} = 5\text{V}$, $f_{SW} = 2\text{MHz}$)



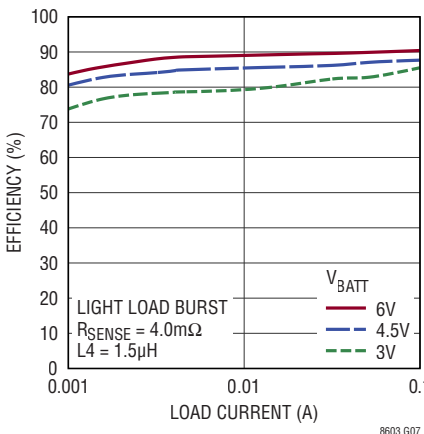
チャンネル2の効率と負荷
($V_{OUT2} = 3.3\text{V}$, $f_{SW} = 2\text{MHz}$)



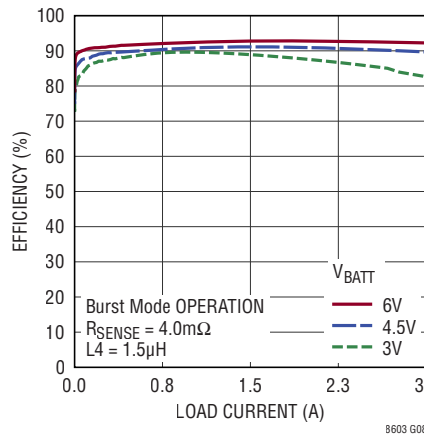
チャンネル3の効率と負荷
($V_{OUT3} = 1.2\text{V}$, $f_{SW} = 2\text{MHz}$)



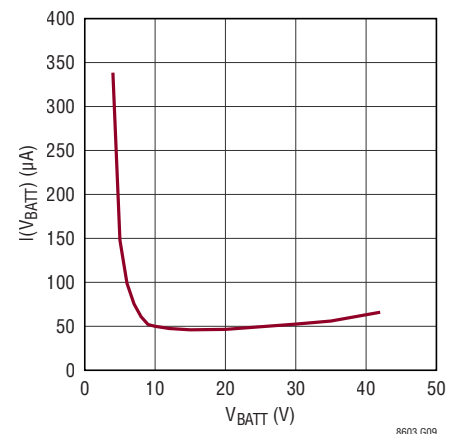
チャンネル4の効率と負荷
($V_{OUT4} = 8\text{V}$, $f_{SW} = 1\text{MHz}$)



チャンネル4の効率と負荷
($V_{OUT4} = 8\text{V}$, $f_{SW} = 1.0\text{MHz}$)



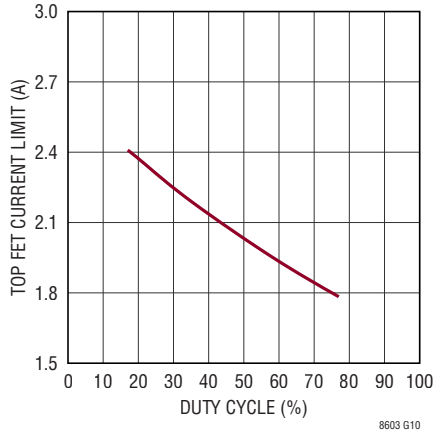
無負荷時の $I(V_{IN})$ と V_{IN}
全チャンネル・イネーブル状態
(Note 4)



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 $PV_{IN3} = 3.3\text{V}$ 。

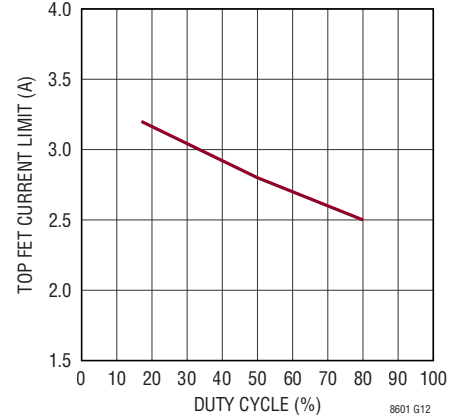
チャンネル1のピーク電流制限と
デューティ・サイクル



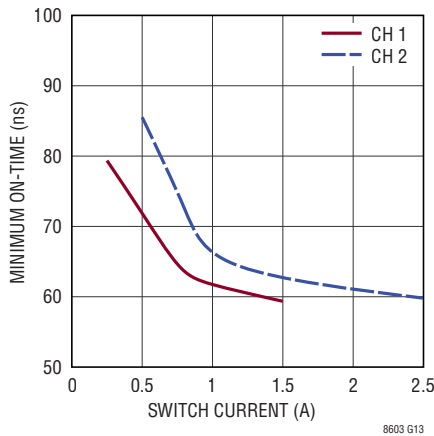
チャンネル2のピーク電流制限と
デューティ・サイクル



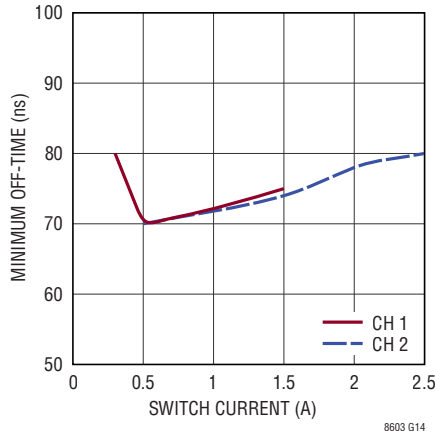
チャンネル3のピーク電流制限と
デューティ・サイクル



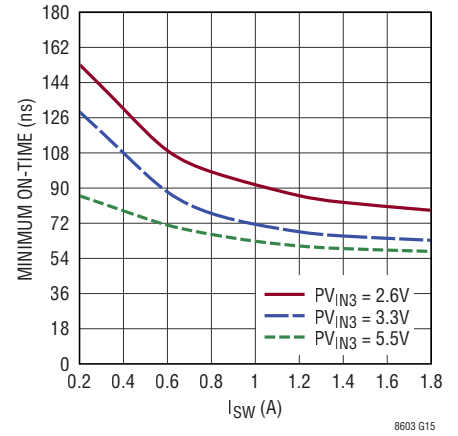
チャンネル1、2の
最小オン時間と I_{SW}



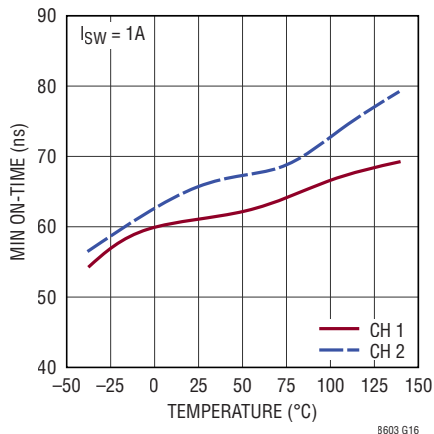
チャンネル1、2の
最小オフ時間と I_{SW}



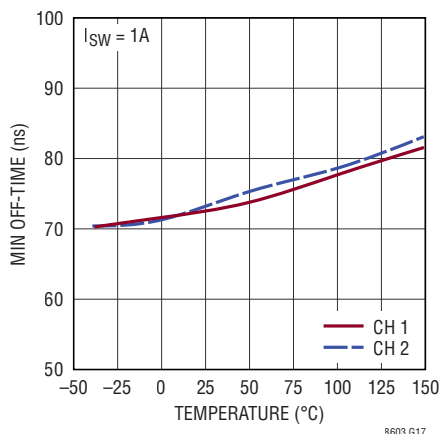
チャンネル3の
最小オン時間と I_{SW}



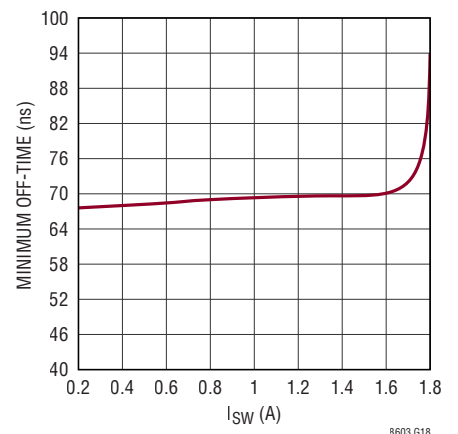
チャンネル1、2の
最小オン時間と温度



チャンネル1、2の
最小オフ時間と温度



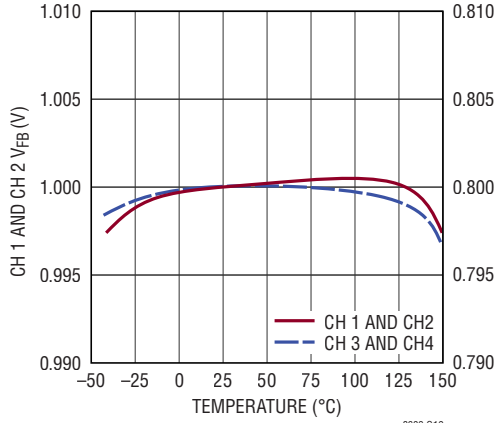
チャンネル3の
最小オフ時間と I_{SW}



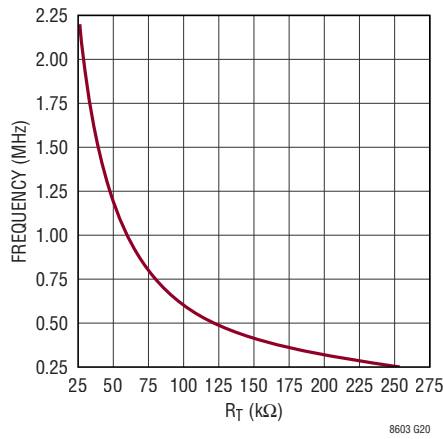
標準的性能特性

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 $PV_{IN3} = 3.3\text{V}$ 。

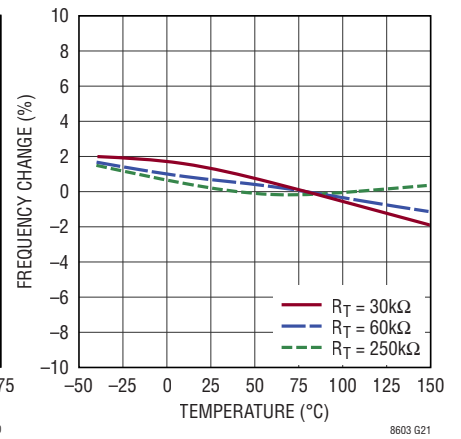
帰還電圧と温度



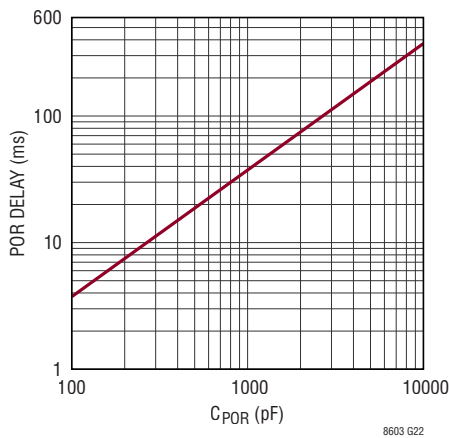
スイッチング周波数と R_T



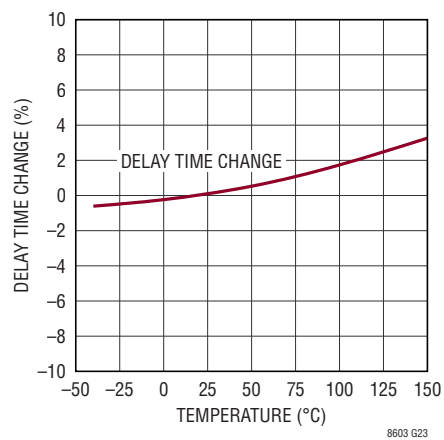
スイッチング周波数と温度



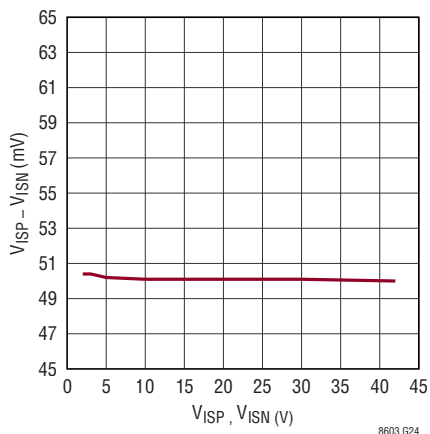
PORの遅延と C_{POR}



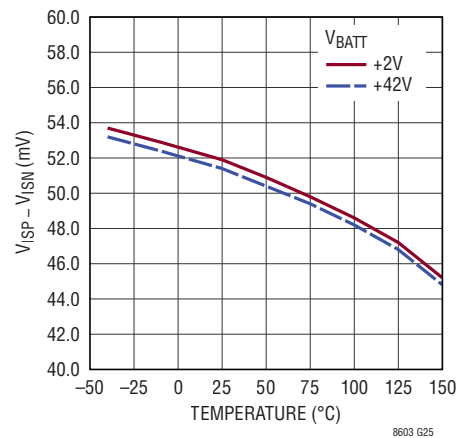
PORの遅延時間と温度



チャンネル4の I_{LIM} しきい値と
同相電圧



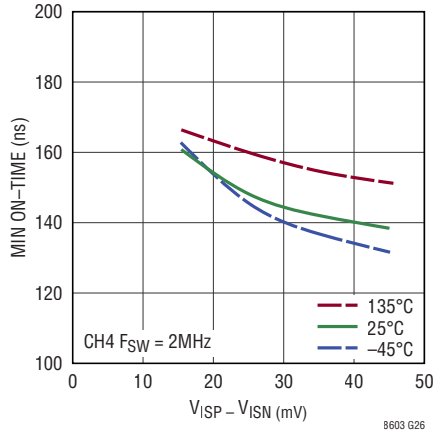
チャンネル4の I_{LIM} しきい値と温度



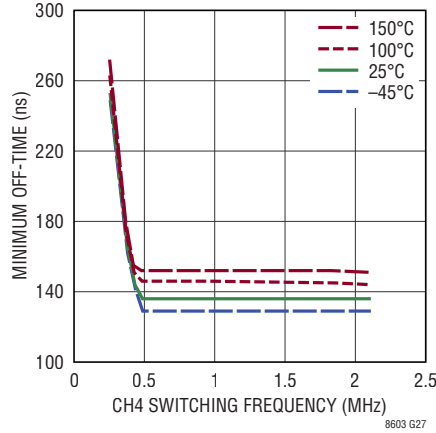
標準的性能特性

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 $PV_{IN3} = 3.3\text{V}$ 。

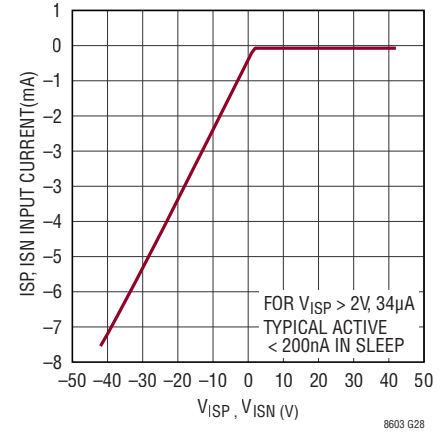
チャンネル4の最小オン時間と
 $V_{ISP} - V_{ISN}$



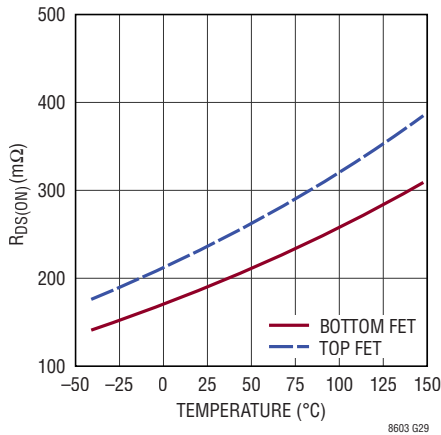
チャンネル4の最小オフ時間と
 $V_{ISP} - V_{ISN}$



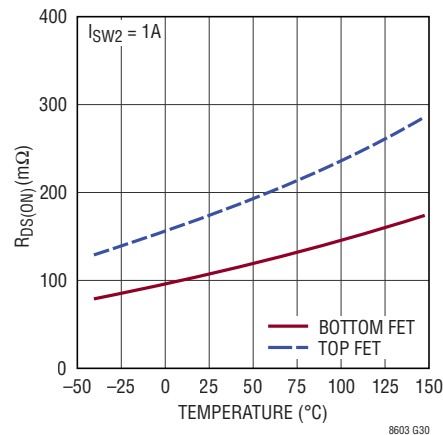
チャンネル4のISP、ISNの
入力電流と V_{ISP} 、 V_{ISN}



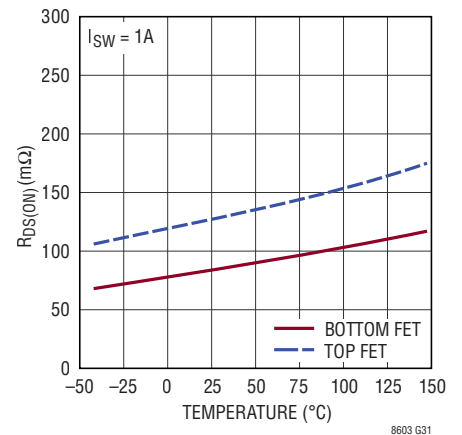
チャンネル1の $R_{DS(ON)}$ と温度



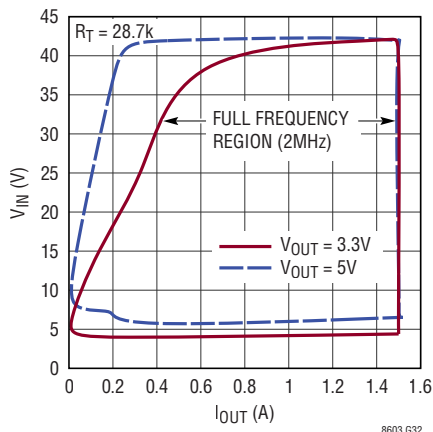
チャンネル2の $R_{DS(ON)}$ と温度



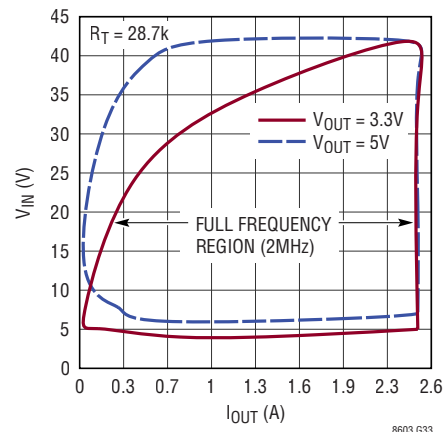
チャンネル3の $R_{DS(ON)}$ と温度



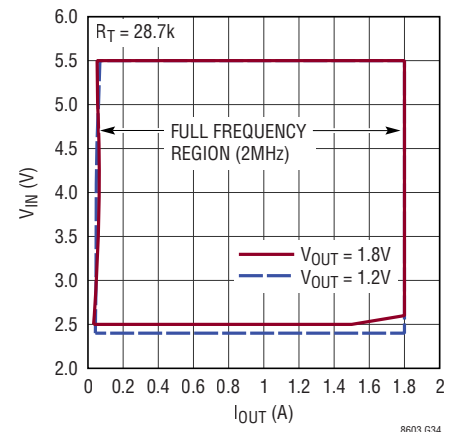
チャンネル1の最大周波数での
 V_{IN} と負荷電流



チャンネル2の最大周波数での
 V_{IN} と負荷電流



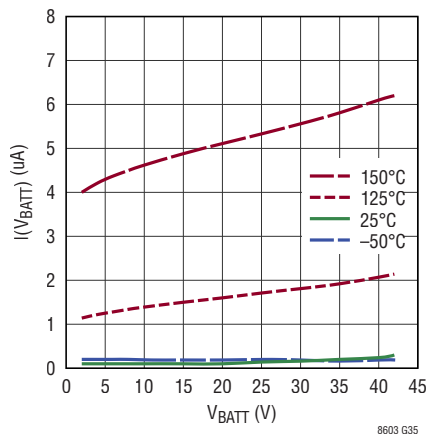
チャンネル3の最大周波数での
 V_{IN} と負荷電流



標準的性能特性

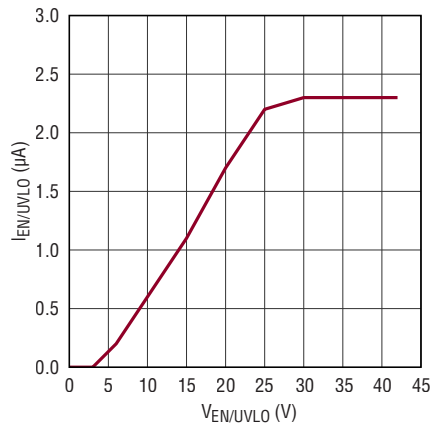
注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = PV_{IN1} = PV_{IN2} = 12\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 3\text{V}$ 、および $PV_{IN3} = 3.3\text{V}$ 。

バッテリーの過電圧/過熱による
シャットダウン時の I_Q



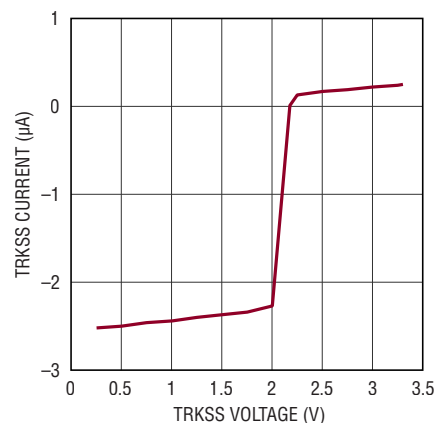
8603 G35

EN/UVLO の電流と電圧



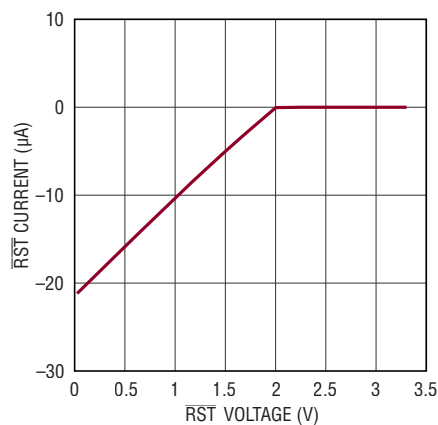
8603 G36

TRKSS のプルアップ電流と電圧



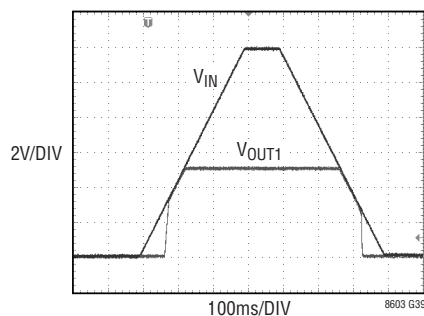
8603 G37

RST のプルアップ電流と電圧



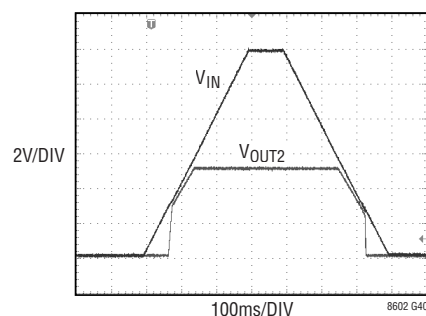
8603 G38

チャンネル1の起動およびドロップ
アウト ($R_L = 20\Omega$)



8603 G39

チャンネル2の起動および
ドロップアウト ($R_L = 2\Omega$)

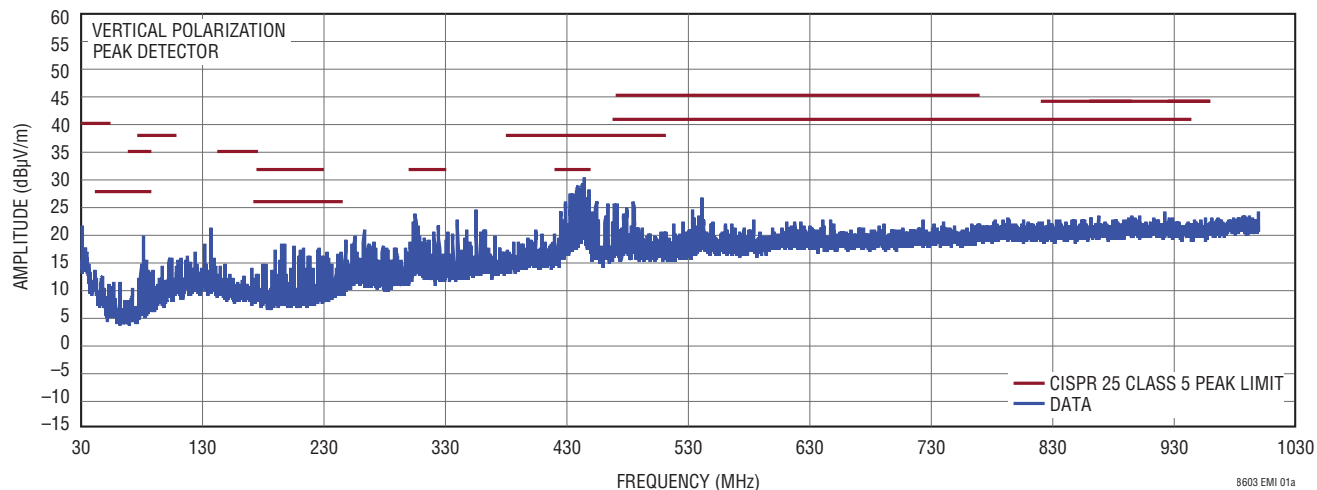


8602 G40

標準的性能特性

 $T_A = 25^\circ\text{C}$

EMI 放射性能、クラス5 ピーク制限値での CISPR 25 放射エミッション・テスト



DC2114A DEMO BOARD
(WITH EMI FILTER INSTALLED)
 $V_{BATT} = 14\text{V}$, $V_{OUT1} = 5\text{V}$, $V_{OUT2} = 3.3\text{V}$, $V_{OUT3} = 1.8\text{V}$, $I_{OUT1,2,3} = 1\text{A}$
 $f_{SW} = 2\text{MHz}$, $FSEL_A = INTV_{CC}$, $FSEL_B = \text{Ground}$

ピン機能

PG1、PG2、PG3 (ピン 1、10、40) : それぞれチャネル 1、2、3 のパワーグッド・インジケータ。これらのピンはオープンドレイン出力で、対応する FB ピンの電圧が目標レギュレーション電圧の $\pm 8\%$ 以内になるまで“L”になります。

GND (ピン 2、8、13、35、38、露出パッド 41) : グランド。全てのグランド・ピンと露出パッドを PCB グランドに半田付けする必要があります。PCB レイアウトの推奨事項については「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

SW1 (ピン 3) : 高電圧コンバータ 1 のスイッチ・ノード。これは、チャネル 1 の内部パワー・スイッチの出力です。

BST1、BST2 (ピン 4、5) : 高電圧コンバータ用の昇圧電圧。これらのピンは内部パワー MOSFET が必要とする駆動電圧を供給します。BST と対応する SW ピンの間にコンデンサを接続します。

SW2 (ピン 6、7) : 高電圧コンバータ 2 のスイッチ・ノード。これは、チャネル 2 の内部パワー・スイッチの出力です。これらのピンは、電流分布が均一になるように同じ PCB トレースまで半田付けします。

BIAS (ピン 9) : INTV_{CC} レギュレータと INTV_{CC4} レギュレータの代替電源。INTV_{CC} では BIAS > 3.1V の場合、INTV_{CC4} では BIAS > 4.6V の場合、内部レギュレータは BIAS から電力を引き出します。これにより、最大周波数での動作中、デバイスの電力損失が減少して、入力での実質的な無負荷時スリープ電流が減少します。

PG4 (ピン 11) : チャネル 4 のパワーグッド・インジケータ。このピンはオープンドレイン出力で、チャネル 4 の帰還電圧がそのリファレンス電圧の 92% より大きくなるまで“L”になっています。

FSEL4A、FSEL4B (ピン 12、17) : 昇圧コンバータの周波数選択および実行制御。これらのピンはロジック入力です。両方のピンが“L”になると、昇圧コントローラがシャットダウンします。昇圧コントローラのスイッチング周波数を制御するには、これらのピンを「アプリケーション情報」セクションの表 2 に従って使用します。

GATE4 (ピン 15) : 外付け MOSFET のゲート駆動出力。このピンは GND から V_{INTVCC4} に切り替わって、昇圧コンバータの低電位側パワー MOSFET をオンにします。MOSFET の選択については、「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

INTV_{CC4} (ピン 16) : 内部昇圧レギュレータの出力。INTV_{CC4} ピンには外部回路による負荷をかけないでください。INTV_{CC4} は BIAS < 4.6V のときは 4.6V、BIAS > 5V のときは 5V であり、BIAS が 4.6V ~ 5V のときは BIAS に等しくなります。低 ESR の 4.7μF コンデンサを使用してグランドにデカップリングします。

ISP4、ISN4 (ピン 19、18) : 昇圧コントローラの電流検出入力。これらのピン間に適切な値の電流検出抵抗を接続し、ISP4 を入力電源に接続し、ISN4 をアプリケーションのインダクタに接続します。検出抵抗の選択の詳細については、「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

TRKSS1、TRKSS2 (ピン 21、ピン 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。このピンが 1V 未満になると、コンバータは FB ピンを、内部リファレンスではなく TRKSS 電圧に安定化します。TRKSS ピンには 2.4μA のプルアップ電流が流れます。これらのピンのいずれかとグランドの間にコンデンサを接続して、対応するチャネルのソフトスタート時間を設定します。

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 0.4V 以下になると、LT8603 は低消費電力のシャットダウン状態になります。0.4V ~ 1.1V の範囲では、内部リファレンスがオンになります。1.2V (上昇時) での高精度しきい値により、スイッチング・レギュレータがイネーブルされます。しきい値が高精度なので、V_{IN} と GND の間に抵抗分割器を接続すれば、EN/UVLO ピンを入力低電圧ロックアウトとして使用できます。EN/UVLO の電圧が 0.4V ~ 1.2V の範囲内である場合、LT8603 の入力電流は、選択されたモード、V_{IN} の電圧、および EN/UVLO の電圧によって決まります。

V_{IN} (ピン 23) : 内部機能に供給される電源電圧。このピンは、LT8603 の内部回路に電力を供給します。このピンは、昇圧コンバータが 1ms の内部ソフトスタート遅延を完了するために 4V に達する必要があります。

FB4 (ピン 24) : 昇圧コンバータの帰還入力ピン。このコンバータは FB4 を 0.8V に固定します。

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、対応する帰還ピンを、1V または関連付けられている TRKSS ピンの電圧のいずれか低い方に安定化します。

ピン機能

FB3 (ピン27) : 低電圧コンバータの帰還入力ピン。このコンバータはFB3を0.8Vに固定します。

INTV_{CC} (ピン28) : 内部レギュレータのバイパス。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。INTV_{CC}はBIAS < 3.1Vのときは3.1V、BIAS > 3.4Vのときは3.4Vであり、BIASが3.1V~3.4VのときはBIASに等しくなります。低ESRの4.7μFコンデンサを使用してグラウンドにデカップリングします。

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。このピンは開放のままにしないでください。

RUN3 (ピン30) : 低電圧チャンネル3のイネーブル入力。チャンネル3は、このピンの電圧が1.2Vを超えるとイネーブルされます。RUN3ピンのしきい値は正確なので、これを使用してUVLO機能を作り出すか、または別のチャンネルからシーケンス制御することができます。約1ms以内に出力電圧を上昇させる内部ソフトスタート・タイマがあります。

CPOR (ピン31) : パワーオン・リセットのタイミング・コンデンサ。このピンとグラウンドの間にコンデンサを接続することにより、パワーオン・リセット発振器タイマの時間を設定します。詳細については「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

RST (ピン32) : アクティブ“L”のリセット出力。このピンは、パワーオン・リセット機能の出力です。このピンは、約2Vへの弱いプルアップが接続されたオープンドレイン出力です。このピンはパワーオン・リセット・タイマがタイムアウトするまで“L”に保持されます。

SYNC (ピン33) : クロック同期およびモード選択入力。このピンにより、LT8603はスイッチング周波数を外部クロックに同期させることができます。外部クロックが供給されると、LT8603はパルススキップ・モードで動作します。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低リップルのBurst Mode動作を有効にするか、“H”に接続してパルス・スキップ動作を有効にします。

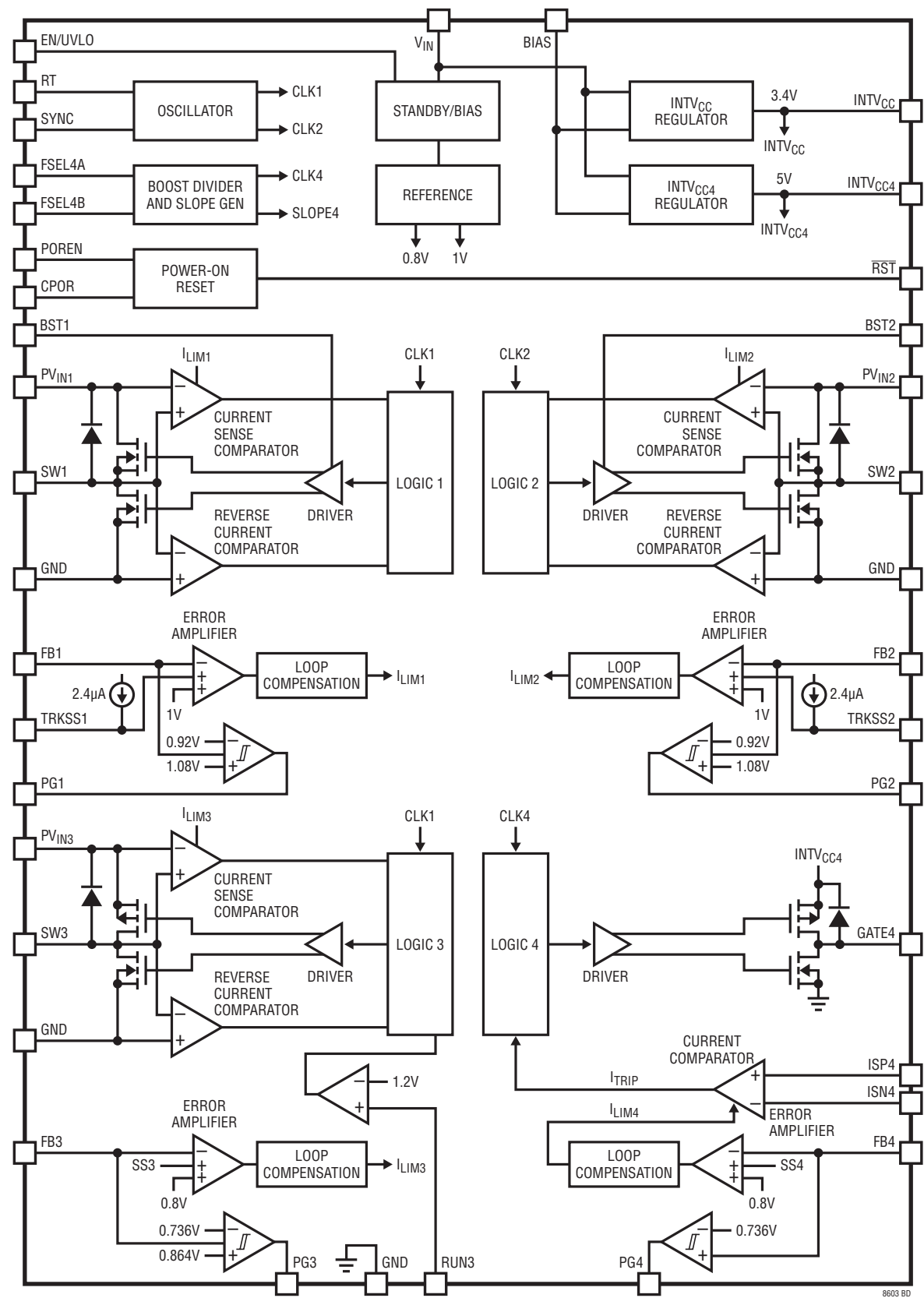
PV_{IN3} (ピン34) : 低電圧チャンネル3への入力電源電圧。このピンは通常、高電圧コンバータのいずれかの出力に接続しますが、規定の範囲内の任意の電圧から電源電圧を供給することができます。低ESRのセラミック・コンデンサをデバイスの近くに使用し、露出パッドまで低インダクタンスで接続して、このピンをグラウンドにバイパスします。

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

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。これらのピンの電力は昇圧コンバータ出力または規定の範囲内の任意の電圧から供給することができます。低ESRのセラミック・コンデンサをデバイスの近くに使用し、露出パッドまで低インダクタンスで接続して、各ピンをグラウンドにバイパスします。

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。この入力には弱いプルアップを備えているので、オープンドレイン出力に直接接続することができます。

ブロック図



8603 BD

動作

LT8603は、2つの42V入力降圧コンバータ(チャンネル1および2)、1つの5.5V入力降圧コンバータ(チャンネル3)、および昇圧コントローラ(チャンネル4)を組み合わせて最大4つの安定化出力を発生するように構成できる柔軟なシステムを提供します。例えば、自動車のコールドクランク・サイクル中であっても、昇圧コントローラを使用して、高電圧コンバータに最小ドロップアウト電圧より高い電圧を供給することを保証できます。

起動

LT8603のINTV_{CC}レギュレータは、EN/UVLOの電圧をしきい値より高く設定することでイネーブル状態になると、出力コンデンサを充電してデバイスの内部回路に電源を供給します。BIASが3.1Vよりも高くなると、BIASがINTV_{CC}レギュレータに電流を供給して、V_{IN}の自己消費電流を低減します。

昇圧コントローラは、FSEL4AピンとFSEL4Bピンのいずれか一方または両方をロジック“H”にすればイネーブル状態になります。いったんイネーブル状態になると、INTV_{CC4}レギュレータが出力コンデンサを充電して、INTV_{CC4}電源をレギュレーション状態にします。INTV_{CC4}の電圧が4.0Vを超えると、昇圧コントローラのゲート・ドライバはゲート駆動パルスを外付けMOSFETに供給し始めます。INTV_{CC}レギュレータと同様に、BIASの電圧が4.6Vを超えると、INTV_{CC4}レギュレータもBIASピンから電力を引き出すことができます。

高電圧の降圧レギュレータ(チャンネル1および2)

各高電圧チャンネルは、独立したPV_{IN}ピンから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、発振器サイクルの残りの期間、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、チャンネル1の場合は2Aを超える電流、チャンネル2の場合は3.3A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。TRKSSピンは、制御された起動や別の電源のトラッキングに使用することができます。

低電圧の降圧レギュレータ(チャンネル3)

低電圧チャンネルは、独立したPV_{IN}ピンから動作する同期整流式降圧レギュレータです。PV_{IN}ピンには低電圧ロックアウトが2.35Vに設定されています。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FB3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。上側MOSFETがオフしている間は、発振器サイクルの残りの期間、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。

低電圧チャンネルは、電源のシーケンス制御を可能にするRUN3ピンと、出力電圧を1ms以内に上昇させる内部ソフトスタート回路を備えています。

昇圧コントローラ(チャンネル4)

昇圧コントローラは、エラーアンプ、ループ補償回路、電流コンパレータ、スイッチ制御ロジック、およびゲート・ドライバを内蔵しています。このコントローラをイネーブルしてそのクロック周波数を選択するには、「アプリケーション情報」のセクションで説明しているように、FSEL4AピンとFSEL4Bピンを制御します。

必須の外付けNチャンネルMOSFETは内部クロックによってオンになり、電流コンパレータによって検出されたインダクタ電流がしきい値を超えるとオフになります。エラーアンプは、FB4の電圧を0.8Vの内部リファレンス電圧と比較することで、電流コンパレータしきい値を調整します。出力電圧は、出力とFB4ピンの間に接続した抵抗分割器によって設定します。内部のINTV_{CC4}レギュレータは、外付けMOSFETのゲート駆動電圧を出力します。

動作

マルチフェーズ・スイッチング

発振器は、位相が互いに180°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をもとに動作し、チャンネル2および4はCLK2をもとに動作します。チャンネル4のクロックは、FSEL4AピンおよびFSEL4Bピンを使用して、CLK2の $\div 1$ 、 $\div 2$ 、 $\div 5$ バージョンのいずれかとして選択することができます。選択した分周比に関係なく、チャンネル4のクロック・エッジはCLK2のエッジに同期し続けます。

降圧レギュレータに入力電流が流れるのは上側スイッチがオンのサイクル中だけなので、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。

低電圧ロックアウト

EN/UVLOピンを使用してLT8603をシャットダウン状態にすることで、入力電流を1 μ A未満に低減します。EN/UVLOピンの正確な1.2Vのしきい値により、EN/UVLOピンに外付け抵抗分割器を接続して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のヒステリシス電圧は、LT8603がスイッチング・ノイズによって誤ってシャットダウンするのを防ぐ役割を果たします。

パワーグッド・コンパレータ

チャンネル1、2、および3のパワーグッド・コンパレータは、帰還ピンの電圧がリファレンス電圧の上下8%の範囲から外れると作動します。チャンネル4のパワーグッド・コンパレータは、出力電圧がリファレンス電圧の8%以上低くなると作動します。PG出力ピンはオープンドレインであり、対応する出力がレギュレーション状態から外れると“L”になります。PG出力は、INTV_{CC}が2.7Vに上昇するまで有効になりません。

パワーオン・リセット・タイマ

LT8603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・リセットのタイムアウト期間は、「アプリケーション情報」のセクションで説明されているように、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ピンの電圧が1.2Vを超えると開始されます。PORタイマの出力(RSTピン)は、内部の100k Ω 抵抗によって約2Vに弱くプルアップされているオープンドレイン出力です。 $\overline{\text{RST}}$ は、PORタイマの期限が切れるまで“L”に保持されます。 $\overline{\text{RST}}$ ピンが有効なのは、LT8603がイネーブルされていてINTV_{CC}が2.7Vを超えている場合だけです。

アプリケーション情報

システムのアーキテクチャ

LT8603は、3つの降圧コンバータと昇圧コントローラを組み合わせて最大4つの安定化出力を発生するように構成できる柔軟なシステム電源を実現します。4チャンネルには電力が個別に供給され、さまざまな方法で接続できます。例えば、昇圧コントローラの出力を使用して降圧コンバータへの入力電圧を供給することにより、自動車のコールドクランク状況時のように、昇圧入力電圧が安定化降圧出力電圧より低くなった場合でも、許容範囲の狭い3つの安定化出力を得ることができます。あるいは、降圧出力を基にして昇圧コントローラを駆動するか、昇圧コントローラをSEPICコンバータとして構成した場合、LT8603は許容範囲の狭い安定化出力を最大4出力供給します。

V_{IN}の電圧範囲

LT8603の内部回路と降圧コンバータが起動するためのV_{IN}の最小電圧は3.1Vですが、昇圧コントローラとINTV_{CC}4レギュレータが起動するためには、少なくとも4Vが必要です。昇圧コントローラを構成して、いったん起動したらV_{IN}ピンとPV_{IN}ピンに電力を供給することができます。起動後は昇圧コントローラへの入力電圧が3Vより低くなってもかまいません。

イネーブルおよび低電圧ロックアウト

EN/UVLOピンを使用して、システムの最小起動電圧つまり低電圧ロックアウト (UVLO) 電圧を設定することができます。このピンの内部しきい値は1.2Vで、50mVのヒステリシスがあります。UVLO分圧器回路を図1に示します。

UVLOしきい値は次式で与えられます。

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

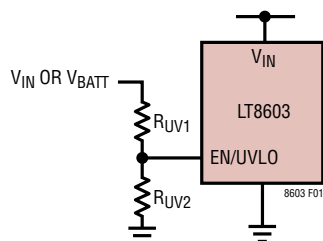


図1. UVLO分圧器

スイッチング周波数

4チャンネルは全て1つの発振器を共用します。降圧チャンネルは発振器周波数でスイッチングします。昇圧チャンネルはf_{osc}、f_{osc}/2、またはf_{osc}/5でスイッチングできます。全4チャンネルのスイッチング周波数範囲は、発振器周波数を選択する前に決定します。周波数を低くすると、スイッチング損失が少なくなり、最小オン時間や最小オフ時間などのタイミング制約に対する感度が低くなるので、通常は効率が向上して、動作範囲が広がります。スイッチング周波数を高くすると、使用する部品が小型化し、スイッチング・ノイズはAMラジオ帯などの高感度な周波数帯から遠ざかりますが、その代償として効率が低下します。また、スイッチング周波数が高いと、スイッチング周波数には依存しない有限の最小オン時間および最小オフ時間のために、デューティ・サイクルの範囲も狭まります。

発振器周波数は、RTピンとグランドとの間に抵抗を接続することにより、250kHz～2.2MHzの範囲に設定できます。いくつかの一般的なスイッチング周波数に対応するのに必要なR_Tの値を表1に示します。

表1. 発振器周波数 (f_{osc}) と R_T の値

発振器周波数 (MHz)	R _T (kΩ)
0.25	244
0.35	173
0.5	120
0.75	79.2
1.0	58.9
1.25	46.8
1.5	38.7
1.75	33.0
2.0	28.7
2.2	26.0

次の式は、表1に示した値を近似します。

$$R_T = \frac{59.8}{(f_{osc} - 0.007)} - 1.3$$

RTピンはノイズに敏感なので、抵抗はLT8603の近くに配置し、ノイズ発生源からは遠ざけます。

LT8603の内部発振器は、250kHz～2.2MHzの外部クロックをSYNCピンに入力することにより、外部クロックと同期することができます。R_Tの値を選択するときは、R_Tによって設定した周波数が外部クロックの想定周波数に近づくようにします。

アプリケーション情報

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 ピンをグラウンドなどの 0.3V よりも低い電圧に接続します。パルス・スキップ動作を選択するには、INTV_{CC} など、1.2V より高い使用可能な電圧に SYNC ピンを接続します。

LT8603 を外部周波数に同期するには、“H” の電圧が 1.2V より高く “L” の電圧が 0.3V より低いパルス列を使用して SYNC ピンを駆動します。最小パルス幅は “H” パルスが 120ns で “L” パルスが 90ns です。LT8603 は、外部クロックに同期している間、パルス・スキップ・モードで動作します。LT8603 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、LT8603 のスイッチング周波数が同期入力に近づくように設定する目的で選択します。

アプリケーションによっては、LT8603 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 動作と大きく異なる点が 2 つあるからです。1 つ目は、パルス・スキップ・モードで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、パルス・スキップ・モードでは Burst Mode 動作よりも低い出力負荷で最大周波数のスイッチングに到達することです。パルス・スキップ・モードでは、これら 2 つの違いが生じる代償として、自己消費電流が増加します。パルス・スキップ・モードをイネーブリングするには、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。

INTV_{CC} レギュレータ

INTV_{CC} は発振器やリファレンスなどの共通回路に電力を供給しますが、電流を主に必要とするのは高電圧の降圧コンバータのゲート・ドライバです。電流の大きさは動作周波数により異なり、スイッチング周波数が高いほど INTV_{CC} から流れ出す電流は多くなります。このレギュレータの電力は起動時には V_{IN} によって供給されますが、BIAS の電圧が 3.1V 以上のとき、電源電流は BIAS から流れ出します。BIAS ピンをスイッチング・レギュレータ・チャンネルに接続すると、効率が向上し、チップ上での電力損失が減少して、スリープ電流が減少します。INTV_{CC} を使用して、LT8603 に関連した他の入力および電源プルアップを構成することができます。予想外の干渉を避けるため、電流を 1mA より多く流すことも、INTV_{CC} を LT8603 と関係のない部品に接続することも推奨しません。

昇圧コントローラ

機能の説明

チャンネル 4 は、外付け部品に接続して昇圧コンバータを形成する 1 組の機能素子です。これらの素子とその内部接続を図 2 のブロック図に示します。

エラーアンプは、出力電圧の端数部分を 800mV のリファレンスと比較します。出力 (I_{LIM4}) は電流コンパレータに送られてピーク電流が設定されます。

電流コンパレータは、ISP4 ピンと ISN4 ピンの間の小さな検出抵抗を使用してインダクタ電流を検出します。作動レベルはエラーアンプ出力 (I_{LIM4}) とスロープ補償信号 (SLOPE4) によって設定されます。最大作動レベルは 50mV です。ISP4 と ISN4 の同相動作範囲は 2V ~ 42V であり、絶対最大定格は ±42V です。このため、1 個のダイオードを外付け MOSFET のドレインと直列に接続したバッテリー逆接続保護が可能です。

ロジック・ブロックは CLK4 信号が届くと外付け MOSFET をオンにして、その後、電流コンパレータから I_{TRIP} が流れるか、デューティ・サイクルが最大になると外付け MOSFET をオフにします。

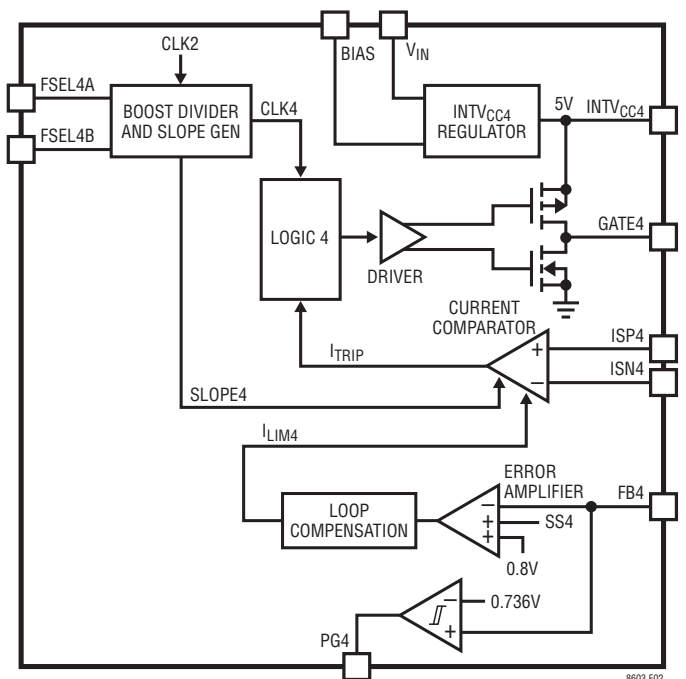


図 2. 昇圧コントローラのブロック図

アプリケーション情報

LT8603は、コントローラのスイッチング周波数を発振器周波数より低くすることができる分周器を内蔵しています。昇圧コントローラの f_{SW} の範囲は250kHz～2.2MHzと規定されているので、昇圧コントローラが250kHzより低い周波数で動作するように分周器を設定することはしないでください。FSEL4AピンおよびFSEL4Bピンは、表2に示すように発振器周波数を制御します。

表2. 昇圧部の周波数の選択

昇圧部の周波数 f_{SW4}	FSEL4A	FSEL4B
0 (昇圧部シャットダウン)	Low	Low
$f_{osc}/5$	High	Low
$f_{osc}/2$	Low	High
f_{osc}	High	High

昇圧コントローラは、FSEL4AピンおよびFSEL4Bピンを使用してイネーブルされます。両方のピンが“L”になると、昇圧コントローラがシャットダウンします。いずれかのピンまたは両方のピンを“H”に設定すると、昇圧コントローラの起動シーケンスが始まります。起動時に、INTV_{CC4}レギュレータがオンになり、INTV_{CC4}の外付けコンデンサを充電します。INTV_{CC4}が4Vに達すると、コントローラのロジック部がオンになり、スイッチングが始まります。1msのソフトスタート・ランプ信号がエラーアンプに入力され、突入電流を最小限に抑えます。

INTV_{CC4}レギュレータは、GATE4駆動回路に電力を供給する低ドロップアウトのリニア・レギュレータです。このレギュレータは昇圧コントローラ専用であり、昇圧コントローラが停止しているときは停止しています。また、BIASの電圧に応じて、V_{IN}またはBIASから電力を引き出すことができます。BIASの電圧が4.6Vより低いと、レギュレータはV_{IN}から電力を引き出し、4.6Vに安定化します。BIASの電圧が4.6V以上5V未満の場合、レギュレータはINTV_{CC4}をBIASと等しい電圧に設定して、BIASから電力を引き出します。BIASの電圧が5Vより高いと、レギュレータは5Vを生成して、BIASから電力を引き出します。外部回路にはINTV_{CC4}出力を使用しないでください。

コンパレータは出力電圧が設定値の92%を超えたことを検出して、PG4ピンでパワーグッド信号を発生します。

出力電圧の設定

昇圧コントローラの出力電圧は、図3に示すように、FB4ピンを出力からの抵抗分割器に接続することで設定します。

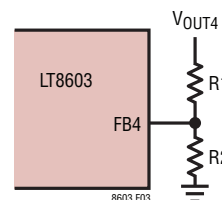


図3. 帰還抵抗分割器

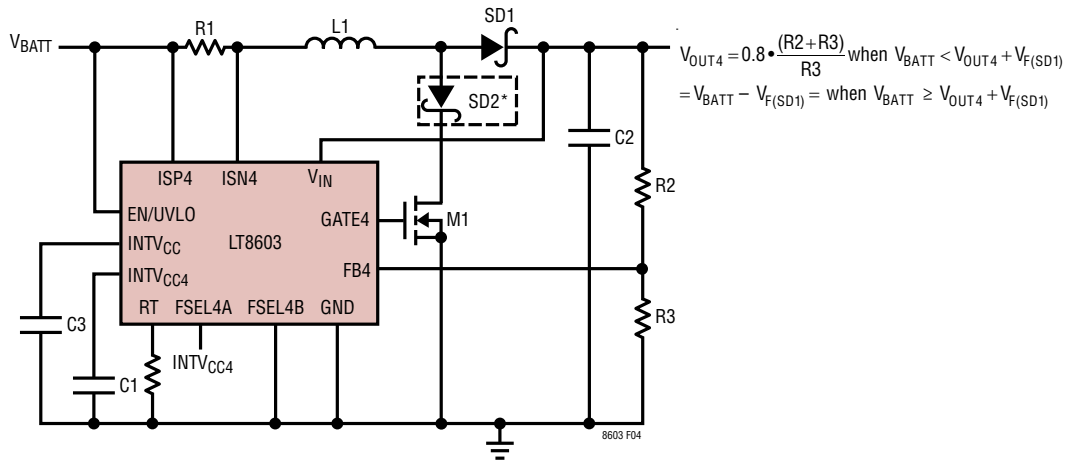
最初にR2の最適な値を選択します。この値が決まれば、抵抗列に流れる電流が $I = V_{FB4}/R2$ ($V_{FB4} = 0.8V$)に基づいて設定されるからです。予想される漏れ電流やノイズによって影響を受けないように電流の大きさを決めます。その後、次式からR1を計算できます。

$$R1 = R2 \cdot ((V_{OUT4}/V_{FB4}) - 1)$$

昇圧構成

標準的な昇圧レギュレータとして構成されたLT8603の昇圧コントローラを図4に示します。昇圧コントローラの出力電圧は、FB4を外付けの抵抗分割器に接続することで設定します。次の例では、OUT4 = 8VとなるようにR2とR3を選択します。バッテリー電圧(V_{BATT})が8V+ダイオードの順方向電圧より高い場合、昇圧コントローラは不動作状態となり、自己消費電流は最小限で済みます。自動車のコールドクランク・サイクル時のように、バッテリー電圧が8V+ダイオードの順方向電圧より低くなると、昇圧コントローラは動作状態になり、OUT4を8Vに維持します。OUT4をV_{IN}に接続した場合、起動するために入力電源は4V+ダイオード順方向電圧に達する必要があります。ただし、LT8603はいったん起動すると、V_{BATT}がわずか2Vの低電圧でもOUT4での出力電圧を維持します。ISP4ピンおよびISN4ピンは、電流検出抵抗R1の両端を流れる、電流モード制御ループのインダクタ電流を検出します。ISP4ピンおよびISN4ピンはインダクタ電流を2Vまで正確に検出して、損傷を発生させずに最大-42Vの負電圧に耐えることができます。

アプリケーション情報



*SD2 IS FOR REVERSE INPUT PROTECTION. SHORT IF NOT NEEDED.

図4. 昇圧構成のチャネル4

メイン・スイッチのトランジスタM1と直列にダイオードSD2を追加することで、レギュレータ全体が負の入力電源電圧に耐えられるようになります。

昇圧構成の制限事項の1つは、昇圧出力の短絡保護ができないことです。これは、ダイオードが常に入力から出力までのDC電流経路となるからです。短絡過負荷保護が必要な場合は、SEPIC構成を検討してください。SEPICコンバータの詳細については、「SEPIC構成」のセクションを参照してください。

昇圧: デューティ・サイクルと最大スイッチング周波数

連続導通モード (CCM) では、動作時のデューティ・サイクルが入力電圧と出力電圧の関数として次式により与えられます。

$$D = \left(\frac{V_{OUT} + V_D - V_{BATT}}{V_{OUT} + V_D} \right)$$

ここで、 V_D はダイオードの順方向電圧降下です。

したがって、最大デューティ・サイクル (D_{MAX}) は V_{BATT} が最小のとき次式で表されます。

$$D_{MAX} = \frac{V_{OUT} + V_D - V_{BATT(MIN)}}{V_{OUT} + V_D}$$

ある一定の入力電圧と出力電圧では、スイッチング周波数が予想最大デューティ・サイクル D_{MAX} とスイッチの最小オフ時間 $t_{OFF(MIN)}$ によって制限されます。 D_{MAX} での $f_{SW(MAX)}$ は次式により与えられます。

$$f_{SW(MAX)} = \frac{D_{MAX}}{t_{OFF(MIN)}}$$

昇圧: インダクタと検出抵抗の選択

昇圧レギュレータのインダクタと検出抵抗 (R_{SENSE}) の大きさは、最大入力電流に従って決定します。最大入力電流が流れるのは、最小入力電圧 (最大デューティ・サイクル) かつ最大出力負荷のときです。

平均インダクタ電流の最大値は平均入力電流と等しく、次式から計算できます。

$$I_{L(MAX)} = \frac{I_{OUT(MAX)}}{1 - D_{MAX}}$$

アプリケーション情報

このことから、リップル電流は次式を使用して規定することができます。

$$\Delta I_L = \chi \cdot I_{L(MAX)} = \chi \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot \frac{1}{1 - D_{MAX}}$$

ここで、上式の χ は、 $I_{L(MAX)}$ を基準にしたインダクタのピーク・トゥ・ピーク・リップル電流のパーセンテージを表しています。インダクタのリップル電流 ΔI_L をどう選択するかは、インダクタ値の選択とコンバータの最大出力電流能力に直接影響を与えます。小さな値の ΔI_L を選択すると、コンバータの出力電流能力は増加しますが、より大きなインダクタが必要になります。大きな値の ΔI_L を選択すればトランジエント応答が速くなり、使用するインダクタを小型化できますが、入力電流のリップルとコア損失が大きくなり、出力電流能力が低下します。更に、 ΔI_L の値が大きいと、デューティ・サイクルが高いときに低調波発振が生じる可能性があります。 χ の標準的な範囲は20%~40%ですが、システムの安定性を入念に評価して、十分な設計余裕を確保します。ピーク・インダクタ電流は、平均インダクタ電流とリップル電流の半分の和になります。LT8603の電流検出コンパレータは、ISP4とISN4の間の組み込み電流制限しきい値が50mVなので、検出抵抗両端のピーク電圧をその80%以下つまり40mV以下に維持することが必要です。したがって、 R_{SENSE} の値は次のようになります。

$$R_{SENSE} = \frac{0.04}{I_{L(PEAK)}}$$

$I_{L(PEAK)}$ は次式から計算できます。

$$I_{L(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot \frac{I_{OUT(MAX)}}{1 - D_{MAX}}$$

要求されるリップルを達成するためのインダクタ値は、次式に従うことによって与えられます。

$$L = \frac{V_{BATT(MIN)}}{\Delta I_L \cdot f_{SW}} \cdot D_{MAX}$$

インダクタの飽和電流は、次に示す電流制限値を超える必要があります。

$$I_{LIM} = \frac{0.05}{R_{SENSE}}$$

最後に、ESRとインダクタの磁気損失は、システム全体の電力損失の要因となります。最高の効率を得るには、低ESRで、コアの定格が目的の動作周波数に合致するインダクタを選択します。適切な電力処理能力が得られるように検出抵抗を選択します。最大電力損失は次式で与えられます。

$$P_{RSENSE} = \frac{0.05^2}{R_{SENSE}}$$

例えば、4mΩでの電力損失は最大0.625Wです。

昇圧:MOSFETの選択

昇圧構成では、選択した外付けMOSFETの BV_{DSS} 定格が、最大入力電圧と、昇圧出力電圧+ダイオードの順方向電圧のいずれか大きい方を余裕をもって超えるようにします。最大入力電圧については、可能性のあるトランジエント状態を入念に検討しておきます。更に、選択したMOSFETは、LT8603の4.6Vの公称ゲート駆動電圧に適合し、最高の効率を得るために $R_{DS(ON)}$ の値が小さいことが必要です。MOSFETの電流定格はインダクタ電流のピーク値より大きくする必要があります。最後に、外付けMOSFETが必要とするゲート駆動電流の最大値がLT8603の能力(40mA)を超えないようにします。ゲート・ドライバが駆動する電流は、次式により与えられます。

$$I_{DRIVE} = Q_g \cdot f_{SW}$$

ここで、 Q_g はMOSFETのゲート電荷であり、 f_{SW} は設定されたスイッチング周波数です。

例えば、 Q_g が20nCで f_{SW} が1MHzの場合、駆動要件は20mAです。

昇圧:ダイオードの選択

昇圧コンバータでは、スイッチがオフのときだけ整流ダイオードSD1が導通します。ダイオードの平均電流は出力電流と同じ値です。ピーク電流はインダクタ電流のピーク値と等しく、次式により与えられます。

$$I_{D(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot \frac{I_{OUT(MAX)}}{1 - D_{MAX}}$$

アプリケーション情報

ダイオードの電力損失は次式により与えられます。

$$P_D = I_{OUT(MAX)} \cdot V_D$$

したがって、整流ダイオードは、最高の効率を得るためピーク電流時の順方向電圧降下が小さく、逆方向のブレイクダウン電圧が $V_{OUT4(MAX)}$ より大きいものを選択します。

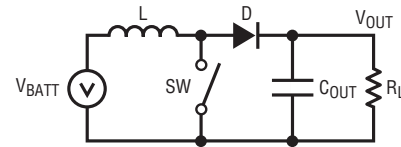
逆電圧保護ダイオード (SD2) が必要な場合、逆方向ブレイクダウン電圧は目的の逆極性保護電圧より大きい必要があります。

昇圧: 出力コンデンサ

出力コンデンサには2つの基本的な機能があります。最初に、出力コンデンサはLT8603の不連続な出力電流をフィルタで除去して、DC出力電流を生成します。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。次に、出力コンデンサはトランジェント負荷条件を満たしてLT8603の制御ループを安定化するためにエネルギーを蓄積します。一般に、X5RおよびX7Rセラミック・コンデンサは等価直列抵抗が小さいので、出力リップルが小さくトランジェント応答が良好です。

アプリケーションによっては、出力容量を増やすか昇圧出力電圧と昇圧帰還ピンの間にフィードフォワード・コンデンサを追加することにより、トランジェント性能を向上することができます。比較的低いスイッチング周波数を使用する場合や、長い配線またはケーブルによって負荷までのインダクタンスがかなり大きくなる場合は、より大きな出力容量が必要になる可能性があることに注意してください。また、出力容量を大きくすると、出力電圧リップルは減少します。

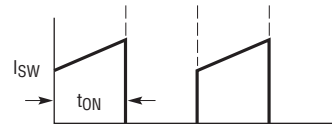
コンデンサを選択するときには、コンデンサのデータシートに特に注意して、電圧バイアスと温度の該当する動作条件での実効容量を把握してください。初期値に適した値については、「標準的応用例」のセクションを参照してください。全てのアプリケーションについて、システムの安定性を入念に評価して、十分な設計余裕を確保します。



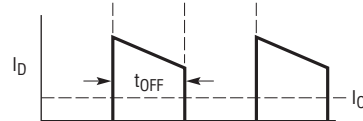
5a. Circuit Diagram



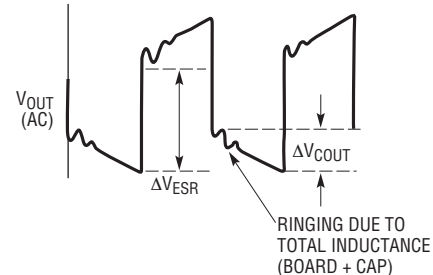
5b. Inductor and Input Currents



5c. Switch Current



5d. Diode and Output Currents



5e. Output Voltage Ripple Waveform

8603 F05

図5. 昇圧コンバータのスイッチング波形

昇圧: 入力コンデンサ

入力コンデンサはインダクタと直列なので、入力電流波形は連続しており、 d_i/d_t は制限されています。

入力コンデンサは、次式で与えられるような入力コンデンサのRMSリップル電流を処理する目的で選択します。

$$I_{RMS(CIN)} = 0.6 \cdot \chi \cdot I_{OUTMAX}$$

アプリケーション情報

入力に取り付けるコンデンサの定格が、印加される可能性があるどんな電圧トランジェントにも耐えられることを確認してください。

入力容量の値は信号源インピーダンスの関数です。一般に、信号源インピーダンスが高いほど、必要な入力容量は大きくなります。「標準的応用例」のセクションには、入力容量の妥当な初期値を記載していますが、各アプリケーションを入念に評価して、十分な設計余裕を確保する必要があります。

SEPIC 構成

シングルエンドの1次インダクタンス・コンバータ、つまり SEPIC コンバータとして構成された昇圧コントローラを図6に示します。SEPIC 構成には、標準の昇圧構成より本質的に優位な点が2つあります。1つ目は降圧/昇圧構成のように動作することです。つまり、入力電圧に関係なく正確な出力電圧に安定化します。2つ目は、入力から出力までのDC経路が存在しないので、短絡保護機能を備え、シャットダウン時の出力は0Vになります。難点は、回路が複雑になり、標準の昇圧構成と比較して部品を追加する必要があることです。出力までのDC経路が存在しないので、LT8603の V_{IN} をSEPIC出力に直接接続することはできません。そのため、ダイオードSD3を使用して起動を保証し、SD4を使用して、いったん起動した後に V_{BATT} が低下した場合の動作を保証します。SEPICがレ

ギュレーション状態になった後に V_{BATT} が4Vより低くなると、SD4は V_{IN} をSEPIC出力電圧に維持します。標準の昇圧構成の場合と同様に、オプションのダイオードSD2はバッテリー逆接続保護機能を提供します。

図7は、簡略化トポロジーと、いったん定常状態に達してからの電流の流れをスイッチの位置ごとに示します。スイッチがオンのサイクル中(図7b)は、両方のインダクタを流れる電流が増加します。L1とL2のDC電流は必ずしも同じではありません。L1(DC)は必ず $I_{VBATT(DC)}$ と等しくなります。 V_{BATT} から流れる電流のDC経路は他に存在しないからです。同じ理由で、L2(DC)は必ず $I_{OUT(DC)}$ と等しくなります。SEPICコンバータの電流波形を図8に示します。

SEPICコンバータでは非結合インダクタを使用することができませんが、結合インダクタにはいくつかの利点があり、ほとんどのアプリケーションで推奨されます。非結合インダクタは、結合インダクタの2倍のインダクタンスが必要であり、2個のインダクタを使用してインダクタンスを2倍にすると、通常は結合インダクタ1個よりコストが高くなります。また、非結合インダクタは結合コンデンサとタンク回路を形成して、超低周波でリングが生じる可能性があります。非結合インダクタは優位点となり得ますが、電流が2つのコアに分流するため、大電力コンバータや高デューティ・サイクルのコンバータが対象となります。

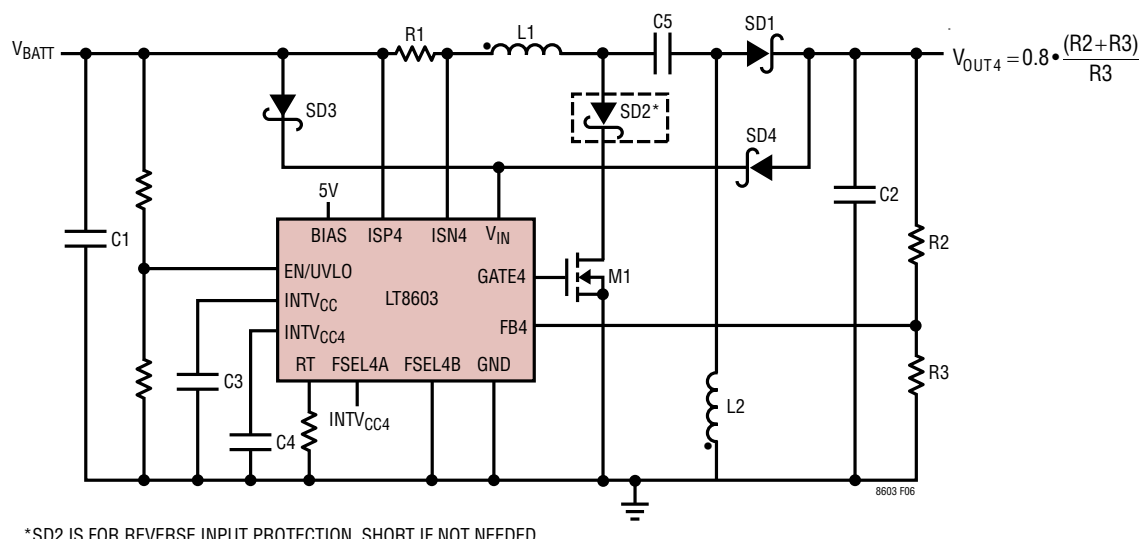
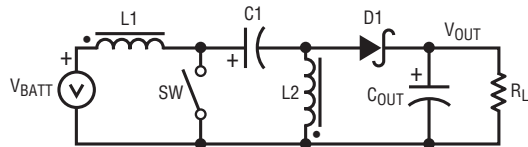
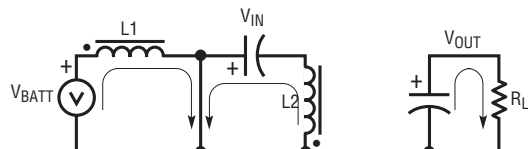


図6. SEPIC 構成のチャネル4

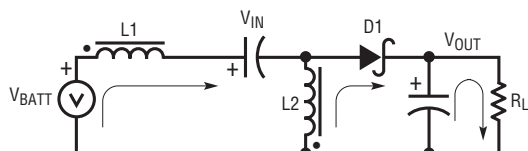
アプリケーション情報



7a. SEPIC Topology



7b. Current Flow During Switch On-Time



7c. Current Flow During Switch Off-Time

8603 F07

図7. SEPICトポロジと電流の流れ

SEPIC: デューティ・サイクルと周波数

SEPIC構成は連続導通モード (CCM) で動作するので、デューティ・サイクルは次式により与えられます。

$$D = \left(\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{BATT} + V_{OUT} + V_D} \right)$$

SEPICコンバータの最大スイッチング周波数は、最大デューティ・サイクルと最小デューティ・サイクルの両方に制限されます。最大デューティ・サイクルは $V_{BATT(MIN)}$ によって設定されます。 $V_{BATT(MIN)}$ での最大スイッチング周波数 $f_{SW(MAX)}$ は次式により与えられます。

$$f_{SW(MAX)@V_{BATT(MIN)}} = 1 - \frac{\left[\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{BATT(MIN)} + V_{OUT} + V_D} \right]}{t_{OFF(MIN)}}$$

最小デューティ・サイクルは $V_{BATT(MAX)}$ によって設定されます。 $V_{BATT(MAX)}$ での最大スイッチング周波数は次式により与えられます。

$$f_{SW(MAX)@V_{BATT(MAX)}} = \frac{\left[\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{BATT(MAX)} + V_{OUT} + V_D} \right]}{t_{ON(MIN)}}$$

これらの周波数の低い方は、SEPICコンバータの最大スイッチング周波数です。

SEPIC: インダクタと R_{SENSE} の選択

インダクタのリプル電流 ΔI_L をどう選択するかは、インダクタ値の選択とコンバータの最大出力電流能力に直接影響を与えます。小さな値の ΔI_L を選択すると、コンバータの出力電流能力は増加しますが、より大きなインダクタが必要になります。大きな値の ΔI_L を選択すればトランジェント応答が速くなり、使用するインダクタを小型化できますが、入力電流のリプルとコア損失が大きくなり、出力電流能力が低下します。更に、 ΔI_L の値が大きいと、デューティ・サイクルが高いときに低調波発振が生じる可能性があります。

動作入力電圧範囲と動作周波数が与えられた場合、インダクタ値は次式により与えられます。

$$L = \frac{V_{BATT(MIN)} \cdot D_{MAX}}{\Delta I_L \cdot f_{SW}}$$

ここで、

$$\Delta I_L = \frac{\chi \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot D_{MAX}}{1 - D_{MAX}}$$

上式の χ は、平均インダクタ電流の最大値を基準にしたインダクタのピーク・トゥ・ピーク・リプル電流のパーセンテージを表しています。 χ の標準的な範囲は20%~40%ですが、システムの安定性を入念に評価して、十分な設計余裕を確保します。

結合インダクタでは、 $L1 = L2$ であり、相互インダクタンスにより実効インダクタンスは2倍になります。同一巻数ごとの値は次式で与えられます。

$$L1 = L2 = \frac{V_{BATT(MIN)} \cdot D_{MAX}}{2 \cdot \Delta I_L \cdot f_{SW}}$$

SEPICコンバータの最大入力電流は、最小入力電圧および全負荷電流で計算します。

インダクタ電流のピーク値は出力電流より大幅に高くなることがあります。以下の式ではCCM動作を前提としており、 V_{BATT} が最小のときの最大ピーク・インダクタ電流を計算します。

アプリケーション情報

結合インダクタの場合の式は次のとおりです。

$$I_{L1(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot \left(1 + \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{BATT(MIN)}}\right)$$

非結合インダクタの場合の式は次のとおりです。

$$I_{L1(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot I_{OUTMAX} \cdot \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{BATT(MIN)}}$$

$$I_{L2(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot \frac{V_{BATT(MIN)} + V_D}{V_{BATT(MIN)}}$$

この結果、 R_{SENSE} は次式で計算できます。

$$R_{SENSE} = \frac{0.04}{I_{L1(PEAK)}}$$

選択したインダクタの定格は予想最大電流に対応する必要があります。

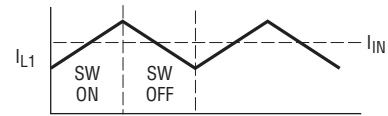
SEPIC:MOSFETの選択

SEPIC構成では、選択した外付けMOSFETの BV_{DSS} 定格が、最大入力電圧+最大出力電圧+ダイオードの順方向電圧の最大値を余裕をもって超えるようにします。最大入力電圧については、可能性のあるトランジェント状態を入念に検討しておきます。更に、選択したMOSFETは、LT8603の4.6Vの公称ゲート駆動電圧に適合し、最高の効率を得るために $R_{DS(ON)}$ の値が小さいことが必要です。MOSFETの電流定格はスイッチ電流のピーク値(次式)より大きくする必要があります。

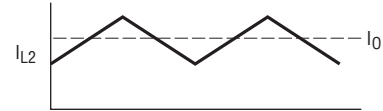
$$I_{SW(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot \frac{1}{1 - D_{MAX}}$$

最後に、外付けMOSFETが必要とするゲート駆動電流の最大値がLT8603の能力(40mA)を超えないようにします。ゲート・ドライバが駆動する電流は、次式により与えられます。

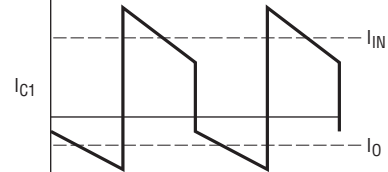
$$I_{DRIVE} = Q_g \cdot f_{SW}$$



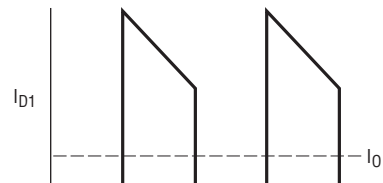
8a. Input Inductor Current



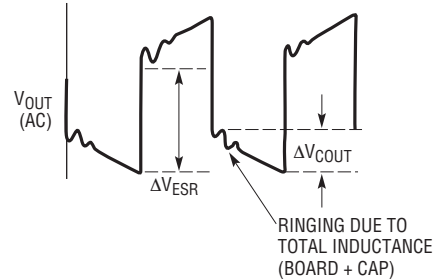
8b. Output Inductor Current



8c. DC Coupling Capacitor Current



8d. Diode Current



8e. Output Ripple Voltage

8603 F08

図8. SEPICコンバータのスイッチング波形

SEPIC:ダイオードの選択

整流ダイオード(SD1)の場合、ダイオードが耐える必要があるピーク逆電圧は次のとおりです。

$$V_{BATT(MAX)} + V_{OUT}$$

順方向電流の平均値は出力電流に等しく、ピーク電流は次式で与えられます。

$$I_{D(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot \left(\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{BATT(MIN)}} + 1\right)$$

アプリケーション情報

ダイオードの電力損失は次のとおりです。

$$P_D = I_{OUT(MAX)} \cdot V_D$$

逆電圧保護ダイオード (SD2) が必要な場合は、ピーク逆電圧が、予想される最大の逆極性入力電圧より大きい必要があります。順方向電流の平均値は入力電流と等しく、順方向電流のピーク値は前述した整流ダイオードの場合と同じです。

起動ダイオード (SD3 および SD4) の電流要件は低めです。順方向電流は全入力条件で 50mA 未満になります。SD3 のピーク逆電圧は、予想される最大の逆極性入力電圧であり、SD4 のピーク逆電圧は最大入力電圧です。

SEPIC: DC 結合コンデンサ

DC 結合コンデンサ CC (図 6 の C5) には、図 8c に示すような方形に近い電流波形が現われます。スイッチの「オフ」時間に CC を流れる電流はほぼ I_{IN} であり、スイッチの「オン」時間に流れる電流はほぼ $-I_{OUT}$ です。この電流リップルにより、CC に三角波のリップル電圧が生じます。

$$\Delta V_{CC(P-P)} = \frac{I_{OUT(MAX)}}{CC \cdot f_{sw}} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{BATT} + V_{OUT} + V_D}$$

この結果、CC の最大電圧は次のようになります。

$$V_{CC(MAX)} = V_{BATT(MAX)} + \frac{\Delta V_{CC(P-P)}}{2}$$

この値は通常は $V_{BATT(MAX)}$ に近い値です。CC を流れるリップル電流は次のとおりです。

$$I_{RMS(CC)} = I_{OUT(MAX)} \cdot \sqrt{\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{BATT(MIN)}}}$$

$\Delta V_{CC(P-P)}$ が $V_{BATT(MIN)}$ の 10% より小さくなるくらいの大きさの容量値を選択します。 $\Delta V_{CC(P-P)}$ が小さい場合は、電圧定格が $V_{BATT(MAX)}$ に近づいています。

SEPIC: 出力コンデンサ

出力コンデンサには 2 つの基本的な機能があります。最初に、出力コンデンサは LT8603 の不連続な出力電流をフィルタで除去して、DC 出力電流を生成します。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。次に、出力コンデンサはトランジェント負荷条件を満たして LT8603 の制御ループを安定化するためにエネルギーを蓄積します。一般に、X5R および X7R セラミック・コンデンサは等価直列抵抗が小さいので、出力リップルが小さくトランジェント応答が良好です。

アプリケーションによっては、出力容量を増やすか出力電圧と帰還ピンの間にフィードフォワード・コンデンサを追加することにより、トランジェント性能を向上することができます。比較的低いスイッチング周波数を使用する場合や、長い配線またはケーブルによって負荷までのインダクタンスがかなり大きくなる場合は、より大きな出力容量が必要になる可能性があることに注意してください。また、出力容量を大きくすると、出力電圧リップルは減少します。

コンデンサを選択するときには、コンデンサのデータシートに特に注意して、電圧バイアスと温度の該当する動作条件での実効容量を把握してください。初期値に適した値については、「標準的応用例」のセクションを参照してください。全てのアプリケーションについて、システムの安定性を入念に評価して、十分な設計余裕を確保します。

SEPIC: 入力コンデンサ

入力コンデンサはインダクタと直列なので、入力電流波形は連続しており、 d_i/d_t は制限されています。

入力コンデンサは、次式で与えられるような入力コンデンサの RMS リップル電流を処理する目的で選択します。

$$I_{RMS(CIN)} = 0.3 \cdot \frac{V_{BATT(MIN)}}{L \cdot f_{sw}} \cdot D_{MAX}$$

入力に取り付けるコンデンサの定格が、印加される可能性があるどんな電圧トランジェントにも耐えられることを確認してください。

アプリケーション情報

入力容量の値は信号源インピーダンスの関数です。一般に、信号源インピーダンスが高いほど、必要な入力容量は大きくなります。「標準的応用例」のセクションには、入力容量の妥当な初期値を記載していますが、各アプリケーションを入念に評価して、十分な設計余裕を確保する必要があります。

降圧レギュレータ

出力電圧の設定

図9に示すように、降圧チャネルの出力電圧は、出力と対応するFBxピンの間に抵抗分割器を接続して設定します。

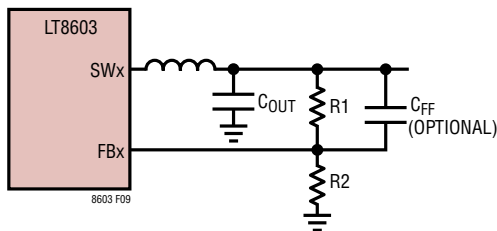


図9. 帰還抵抗分割器

最初にR2の最適な値を選択します。この値が決まれば、抵抗列に流れる電流が $I = V_{FB}/R2$ に基づいて設定されるからです。ここで、 V_{FB} は高電圧チャネルでは1.0Vであり、低電圧チャネルでは0.8Vです。予想される漏れ電流やノイズによって影響を受けないように電流の大きさを決めます。その後、次式からR1を計算できます。

$$R1 = R2 \cdot \left(\frac{V_{OUTx}}{V_{FBREF}} - 1 \right)$$

オプションでCFFを使用して、内部補償帰還ループのトランジェント応答および安定性を向上することができます。「標準的応用例」セクションで示した値は、CFFを選択するための妥当な出発点となりますが、選択するときには、レギュレータの安定性を入念に評価して、十分な設計余裕を確保します。

降圧: 動作周波数と入力電圧範囲

各降圧レギュレータの最小オン時間($t_{ON(MIN)}$)および最小オフ時間($t_{OFF(MIN)}$)により、達成可能なデューティ・サイクル範囲と動作周波数が制限されます。降圧レギュレータの場合、デューティ・サイクルは次式により与えられます。

$$D = \frac{V_{OUT}}{PV_{IN}}$$

更に、与えられた動作周波数で達成可能な最小のデューティ・サイクルは、次式により与えられます。

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

ここで、 f_{SW} は設定動作周波数です。

与えられた動作周波数で達成可能な最大のデューティ・サイクルは、次式により与えられます。

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

これらの式を組み合わせると、最大周波数で安定化する場合、 PV_{IN} の許容最小電圧は次のようになります。

$$PV_{INx(MIN)} = \frac{V_{OUTx}}{1 - (t_{OFF(MIN)} \cdot f_{SW})}$$

また、最大周波数で安定化する場合、 PV_{IN} の許容最大電圧は次のようになります。

$$PV_{INx(MAX)} = \frac{V_{OUTx}}{t_{ON(MIN)} \cdot f_{SW}}$$

レギュレーション中に上の式で与えられた $PV_{IN(MAX)}$ を超えると、降圧レギュレータはスイッチのオン・サイクルをスキップして、設定動作周波数を維持しなくなります。

降圧: 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)、および磁気損失が関わっています。

選択するインダクタの値としては、次の値から始めるのが適切です。

$$L = \frac{1.05 \cdot (V_{OUTx} + V_{BOTx})}{f_{SW}} \text{ for Channels 1 and 3}$$

および

$$L = \frac{0.70 \cdot (V_{OUTx} + V_{BOTx})}{f_{SW}} \text{ for Channel 2}$$

アプリケーション情報

ここで、 V_{OUTx} は対応するチャネルの出力電圧、 V_{BOTx} は対応するチャネルの下側スイッチ両端の電圧、 f_{SW} はスイッチング周波数 (MHz) であり、 L の単位は μH です。

インダクタンスを選択したら、インダクタ電流リップルおよびピーク電流は次のように計算できます。

$$\Delta I_L = \frac{V_{OUTx}}{Lx \cdot f_{SW}} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUTx}}{PV_{INx(MAX)}} \right)$$

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

ここで、 $PV_{INx(MAX)}$ は与えられたアプリケーションでの各チャネルの最大入力電圧であり、 $I_{OUTx(MAX)}$ は与えられたアプリケーションでの各チャネルの最大出力電流です。過熱や効率低下を防ぐため、インダクタは、その実効値電流定格がアプリケーションの予想最大出力負荷より大きいものを選択する必要があります。更に、インダクタの飽和電流定格は、負荷にリップル電流の半分を加えた値より大きくなければなりません。最後に、最高の効率を得るには、インダクタの直列抵抗をできるだけ小さくして、コア材をアプリケーションのスイッチング周波数に合わせる必要があります。

特定のアプリケーションに最適なインダクタは、この設計ガイドで示されているものとは異なる場合があります。選択したインダクタを使用してアプリケーション回路を入念に評価し、十分な設計余裕を確保してください。

降圧: 短絡出力保護

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、出力が短絡状態のときにインダクタ電流が増加するのを防ぎます。さらに、過負荷状態または短絡状態の間、LT8603 は飽和したインダクタの動作を安全に許容します。

降圧: 入力コンデンサの選択

降圧コンバータには、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。入力コンデンサが必要なのは、入力で生じる電圧リップルを低減して、EMI を最小限に抑えるためです。この機能を得るため、X7R または X5R のセラミック・バイパス・コンデンサを各降圧チャネルの PV_{IN} ピンとグラウンドの間に接続します。最も効果的にするため、入力

コンデンサはスイッチング周波数のときに低インピーダンスであり、十分なリップル電流定格を備えている必要があります。

ワーストケースのリップル電流は、 V_{OUT} が PV_{IN} の 1/2 のときに発生します。この条件では、リップル電流は次式で表されます。

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

入力コンデンサの妥当な初期値は次のとおりです。

チャネル 1 および 3 では $4.7 \mu F$

チャネル 2 では $10 \mu F$

入力にセラミック・コンデンサを使用する場合の注意を以下に示します。入力のセラミック・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。電源が瞬時に投入されると (例えば、スイッチの入った電源に回路を差し込む場合)、このタンク回路がリングングを生じて、入力電圧が 2 倍程度になることがあります。解決策としては、入力電圧をクランプするか、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。詳細については、弊社の「アプリケーションノート 88」を参照してください。

降圧: 出力コンデンサの選択

出力コンデンサは 2 つの機能を実行します。1 つ目の機能は、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することです。2 つ目の機能は、エネルギーを蓄積して、トランジェント負荷発生時の電圧低下とオーバーシュートを最小限に抑えることです。LT8603 降圧コンバータは高い周波数で動作できるので、必要な出力容量は最小限で済みます。内部で補償された電流モード制御ループは安定しており、出力コンデンサの最小限の直列抵抗 (ESR) も必要ありません。このため、セラミック・コンデンサを使用して、出力リップルを非常に少なくすることができます。

以下の式を適宜使用して出力リップルを推定することができます。

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

アプリケーション情報

$$V_{\text{RIPPLE}} = \Delta I_L \cdot \text{ESR, for aluminum or tantalum}$$

ここで、 V_{RIPPLE} はピーク・トゥ・ピーク出力リップル、 f_{SW} はスイッチング周波数、 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} は出力コンデンサの値 (μF)、ESR は出力コンデンサの直列抵抗です。

セラミック・コンデンサはサイズが小さく ESR が低いので、LT8603 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・コンデンサが同じとは限りません。値の大きいコンデンサの多くは、温度係数と電圧係数の高い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。ループ安定性、トランジェント応答リップル、および EMI は入力コンデンサと出力コンデンサの値に依存するので、動作温度範囲に応じて X5R (最大 85°C) または X7R (最大 125°C) のコンデンサを使用するのが最善です。

電解コンデンサも選択肢になります。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、容量が大きくなると、負荷電流の大幅な変化に対するトランジェント応答が向上する場合があることです。

「標準的応用例」のセクションには、出力コンデンサの値に関する妥当な初期値を記載しています。最小オン時間付近で動作させる予定のアプリケーションでは、出力容量の値を大きくして出力電圧リップルを最小限に抑えることが必要になる可能性がありますので注意してください。各アプリケーションを入念に評価して、十分な設計余裕を確保する必要があります。

降圧：昇圧コンデンサの選択

高電圧チャンネルは、上側 NFET スイッチのゲートを駆動するために、 PV_{IN} より高い電圧が必要です。各チャンネルの BST ピンと SW ピンの間にコンデンサを接続すると電圧が生じて、概算値は 3.3V になります。ほとんどのアプリケーションでは、 $0.1\mu\text{F}$ のセラミック・コンデンサが適切です。

降圧：RUN、ソフトスタート、トラッキング

チップ全体を制御するグローバルな EN/UVLO ピンの他に、各チャンネルには専用の個別制御ピンがあります。

低電圧チャンネルには RUN ピンがあり、その内部しきい値は 1.2V 固定です。RUN ピンの電圧が 1.2V を超えると、ソフトスタートが起動するので、低電圧チャンネルがレギュレーション状態になるまでに約 1.0ms かかります。

チャンネル 1 およびチャンネル 2 には 2 つの目的を兼ねた TRKSSx 制御ピンがあり、使用すると各出力の電圧を目標値まで確実に上昇させることができます。各チャンネルの帰還ピンの電圧は、対応する TRKSS ピンと内部の 1V リファレンスのうち低い方の電圧に安定化されます。したがって、これらのピンでは出力電圧のトラッキングが可能です。更に、各 TRKSS ピンには $2.4\mu\text{A}$ の内部定電流プルアップ回路があり、これを使用して外付けコンデンサを充電し、プログラム可能な出力ソフトスタート機能を実現できます。ソフトスタートのランプ時間は次式から計算できます。

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

TRKSSx ピンは約 330Ω を介してプルダウンされます。このピンは過熱保護回路が作動すると電圧が低下します。

同時トラッキングを実現するには、制御出力とスレーブ出力の TRKSS ピンの間に抵抗分割器を接続します。チャンネル 2 が V_{OUT1} を追跡するのに必要な抵抗分割器を図 10 に示します。この回路では、 $2.4\mu\text{A}$ のプルアップ電流によるオフセットを最小限に抑えるように $R1$ と $R2$ の値を選択します。比例トラッキングを実現するには、TRKSS1 と TRKSS2 の両方を 1 つのコンデンサに接続し、そのコンデンサをグランドに接続します。図 10 に、同時トラッキングと比例トラッキングの両方の出力波形を示します。注意：TRKSS1 と TRKSS2 の電圧をグランドに引き下げても、各チャンネルにスイッチング・サイクルが現れることがあります。

アプリケーション情報

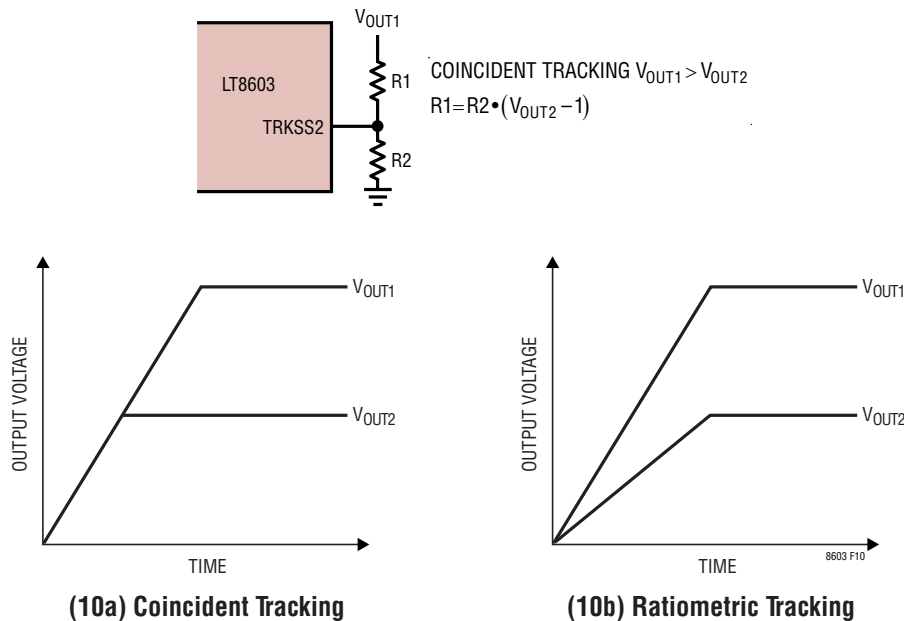


図 10. トラッキング出力波形

降圧:Burst Mode動作

SYNCピンを“L”に保持してBurst Mode動作を選択すると、LT8603は最高の効率を得るため、負荷が軽くなると自動的にBurst Modeに切り替わります。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、電力損失を最小限に抑えるために、ほとんどの回路がシャットダウン状態になります。少なくとも1つのチャンネルが最大周波数を維持している場合、発振器はオンのままになり、全てのバーストが発振器の適切な位相に同期します。全チャンネルがBurst Mode動作になると、バーストとバーストの間は発振器も停止するので、消費電力が更に節減されます。LT8603のチャンネルにはさまざまな負荷が掛かる場合があるため、Burst Mode動作時に、チャンネルにはさまざまなスイッチング周波数が発生する可能性があります。

一般的な機能

一般:パワーグッド・コンパレータ

LT8603の各チャンネルは、パワーグッド・コンパレータとオープンドレインの出力ピン(PGx)を備えています。降圧チャンネルでは、帰還電圧がリファレンス電圧の上下8%の範囲から外れると、対応する各PGピンが“L”になります。昇圧チャンネルのPGピンは、帰還電圧がリファレンス電圧の8%以上低くなる

と“L”になります。各チャンネルのパワーグッドしきい値の詳細については、「電気的特性」の表を参照してください。PG出力はINTV_{CC}が2.7Vより高くなるまで有効にならないので注意してください。

一般:パワーオン・リセット・タイマ

LT8603はプログラム可能なリセット・タイマを備えています。PORENピンはリセット・タイマのイネーブル・ピンであり、1μAのプルアップ電流源を内蔵しています。このリセット・タイマは、イネーブルされると内部クロック・カウンタを開始し、64サイクル後に終了します。カウンタが終了すると、 $\overline{RST}$ のオープンドレイン・プルダウン回路が解放されるので、このピンを“H”に切り替えることができます。 $\overline{RST}$ 出力は、約2Vまで引き上げる弱い(100k)プルアップ抵抗を内蔵しています。

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} の単位はマイクロ秒です。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}の精度および温度係数、CPORピンおよび基板トレ

アプリケーション情報

スの寄生容量、システム・ノイズなどの複数の要因によって決まります。最高の精度を実現するために、10nFよりも高いコンデンサ値を使用することは推奨されません。図11にパワーオン・リセットのタイミングを示します。

一般:シーケンス制御

LT8603は、パワーオン・リセット・タイマなど、各チャネルの出力をシーケンス制御する柔軟性を備えています。各チャネルには、パワーグッド出力(PG1~PG4)と入力制御ピン(TRKSS1、TRKSS2、RUN3、FSEL4A、およびFSEL4B)があります。PORには、制御入力(POREN)およびリセット出力($\overline{\text{RST}}$)があります。5つの出力は全てオープンドレインです。シーケンス制御の例を図12に示します。

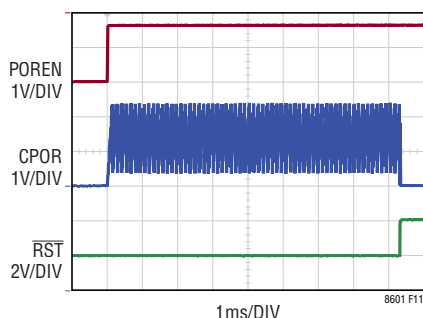


図11. パワーオン・リセットのタイミング

この例では、最初にチャネル4が起動し、内部でソフトスタートします。チャネル4がレギュレーション状態に達すると、チャネル1と2が起動して、 $R1/C_{\text{TRKSSx}}$ に従って電圧が上昇します。 V_{OUT1} と V_{OUT2} の両方がレギュレーション状態になると、チャネル3が起動します。OUT3がレギュレーション状態に達すると、PORタイマが開始されます。

PCB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。推奨の基板レイアウトは、最新のLT8603デモ・ボードを使用すれば利用できます。いくつかの一般的なガイドラインは、このセクションのこれ以降に説明します。

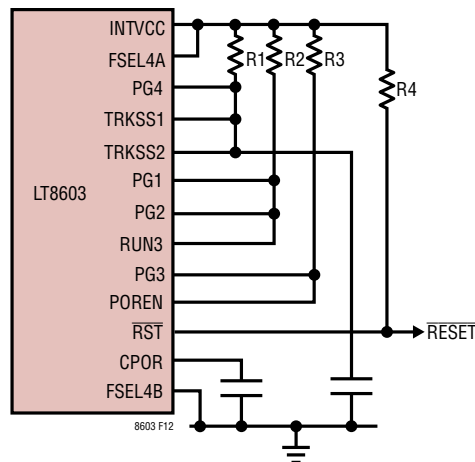


図12. 出力およびPORのシーケンス制御

各降圧レギュレータの場合、入力コンデンサによって形成される電流ループの di/dt が最も高いので、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、ループをできるだけ小さくします。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最適な大きさより大きくなることがあります。この場合は、外形/値の小さなコンデンサを PV_{IN} ピンとGNDピンの近くに配置した上で、大きなコンデンサは離して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。

昇圧コントローラの出カループは、ダイオードや出力コンデンサなどの部品を含めて、その di/dt が最も高くなっています。このため、ダイオードと出力コンデンサを含むループはできるだけ小さく抑えてください。

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BSTノードはできるだけ小さくして、高感度トレースへのノイズ結合を最小限に抑えてください。RTピンおよび全てのFBピンに接続するトレースを最小限に留め、必要に応じてグラウンド・シールド処理を施して、これらの高感度ノードへのノイズ結合を最小限に抑えます。

パッケージ底部の露出パッドと基板のグラウンドの間に十分な電気的接続および熱的接続を確保する必要があります。最高の性能を得るには、デバイスの下とデバイスの近くで基板のグラウンド・プレーンおよびサーマル・ビアを最大限まで増やします。

アプリケーション情報

4層基板での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(70 μ m)の銅を使用。切れ目のない高周波/大電流の配線。(C_{IN}のループ、SWノード、BSTノード、インダクタ、C_{OUT})、大電流のDC配線、グランド・プレーン領域。

第2層(内部): 切れ目のないグランド・プレーン。

第3層(内部): 信号配線、残りの部分はグランド・プレーン。

第4層(最下層): 2オンス(70 μ m)の銅を使用、大電流DC配線(PV_{IN}、V_{OUT})、残りの部分はグランド・プレーン。

熱に関する検討事項

露出パッドは、シリコン・ダイからPC基板や周囲の空気まで熱を伝えるための主な経路です。サーマル・ビアをデバイスの下に配置して、内部グランド・プレーンや基板の裏面まで熱を伝えます。半田より銅の方がはるかに優れた導体であり、半田はビアを埋める場合も埋めない場合もあるので、多数の小さなビアの方が少数の大きなビアより有効です。グランド・プレーンは熱を分散する面積が広いので、パッケージと空気の間での熱抵抗が減少します。設計が優れていれば、22°C/Wの実効的な θ_{JA} を達成できます。LT8603内部の電力損失は、各チャネルの電力損失を加算することによって概算できます。効率の測定により各チャネルの電力損失を計算して、インダクタ、パワー・トランジスタ、ダイオードなどの外付け部品の損失を差し引きます。ダイ温度は、LT8603の全電力損失に、接合部から周囲までの熱抵抗 θ_{JA} を掛け、それに周囲温度を加算して算出します。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。最大接合部温度を超えないようにするための電流ディレーティング係数を図13に示します。

図13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に基づいています(チャネル1: 5V、チャネル2: 3.3V、チャネル3: 1.2V、チャネル4: 8V)。電流は、最大値に対する割合として一様に減少しています。アプリケーションに左右されますが、この一連の曲線は標準的なアプリケーションの代表的なものです。最終的な電流ディレーティングは最終的なアプリケーションおよび環境での温度測定を基準にしてください。

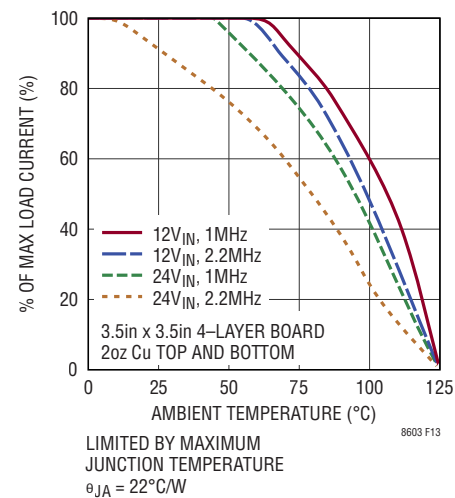
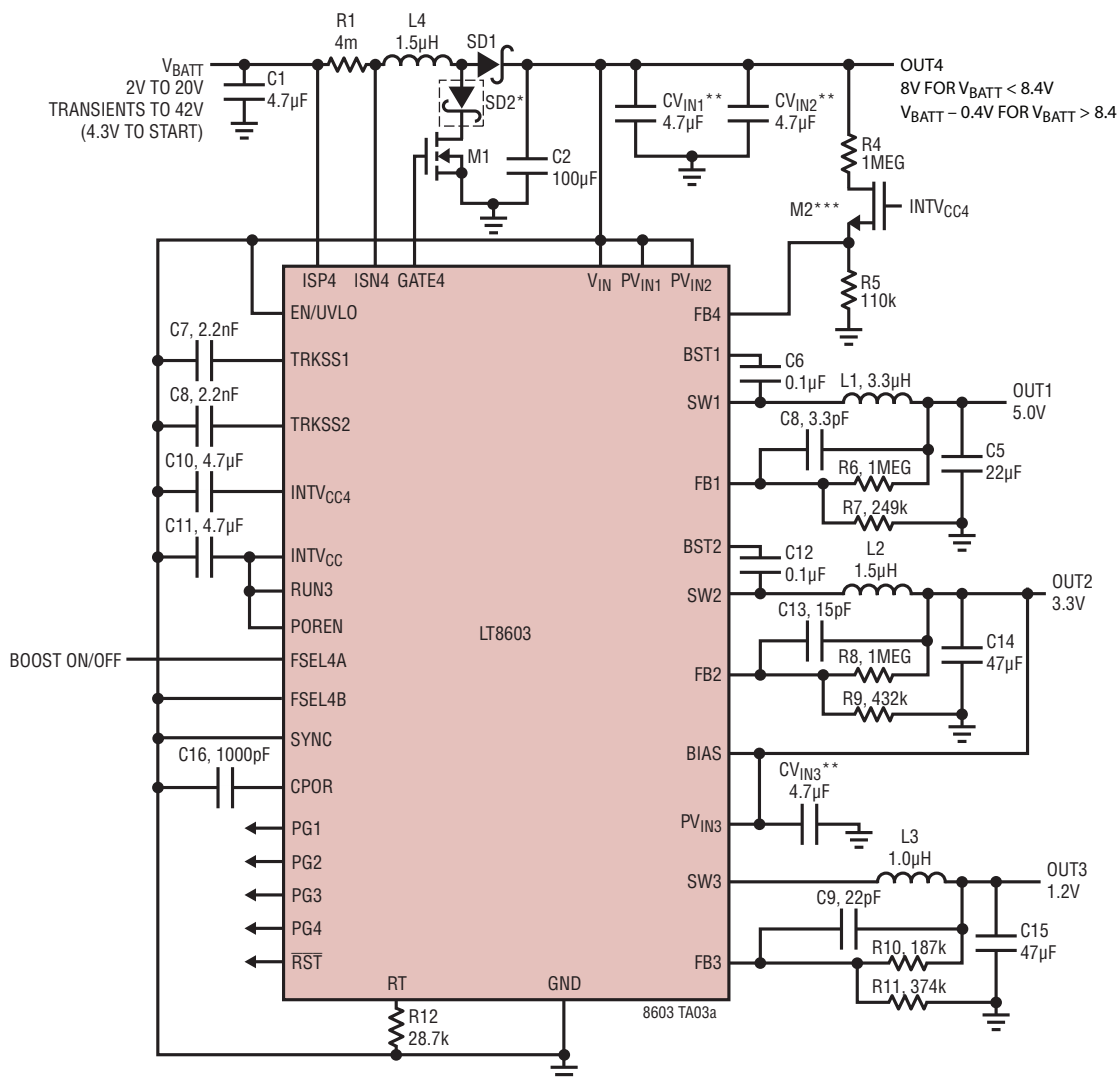


図13. 熱ディレーティング(EグレードおよびIグレード)

内部温度が高くなりすぎると、LT8603はスイッチング動作を停止します。この過熱保護が作動する温度は、信頼できる最大動作温度を超えており、フェイルセーフ動作だけを目的としています。

標準的応用例

最初のページのアプリケーションの詳細

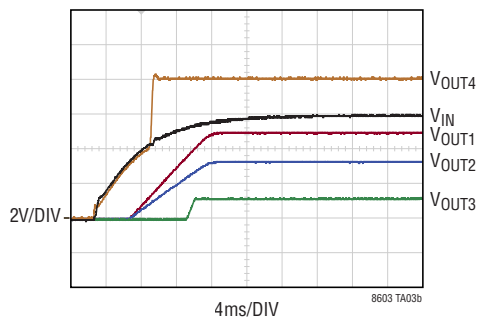


*SD2 OPTIONALLY PROVIDES REVERSE BATTERY PROTECTION. REPLACE WITH SHORT IF REQUIRED.

**CV_{IN1}, CV_{IN2}, AND CV_{IN3} SHOULD BE PLACED AS CLOSE AS POSSIBLE TO THEIR RESPECTIVE PV_{IN} PINS.

*** M2 IS RECOMMENDED FOR LOWEST QUIESCENT CURRENT WHEN CHANNEL 4 IS INACTIVE

起動シーケンス



L1	Würth 74437336033
L2	Würth 74437336015
L3	Würth 74437324010
L4	Würth 7443736015
SD1	PMEG060V050EPD
M1	RJK0651DPB-00
M2	FK3306010L

$V_{OUT4} = 0.8 \cdot \frac{(R4 + R5)}{R5}$

UNUSED PINS NOT SHOWN:
 PG1-4, POR, CPOR, RST

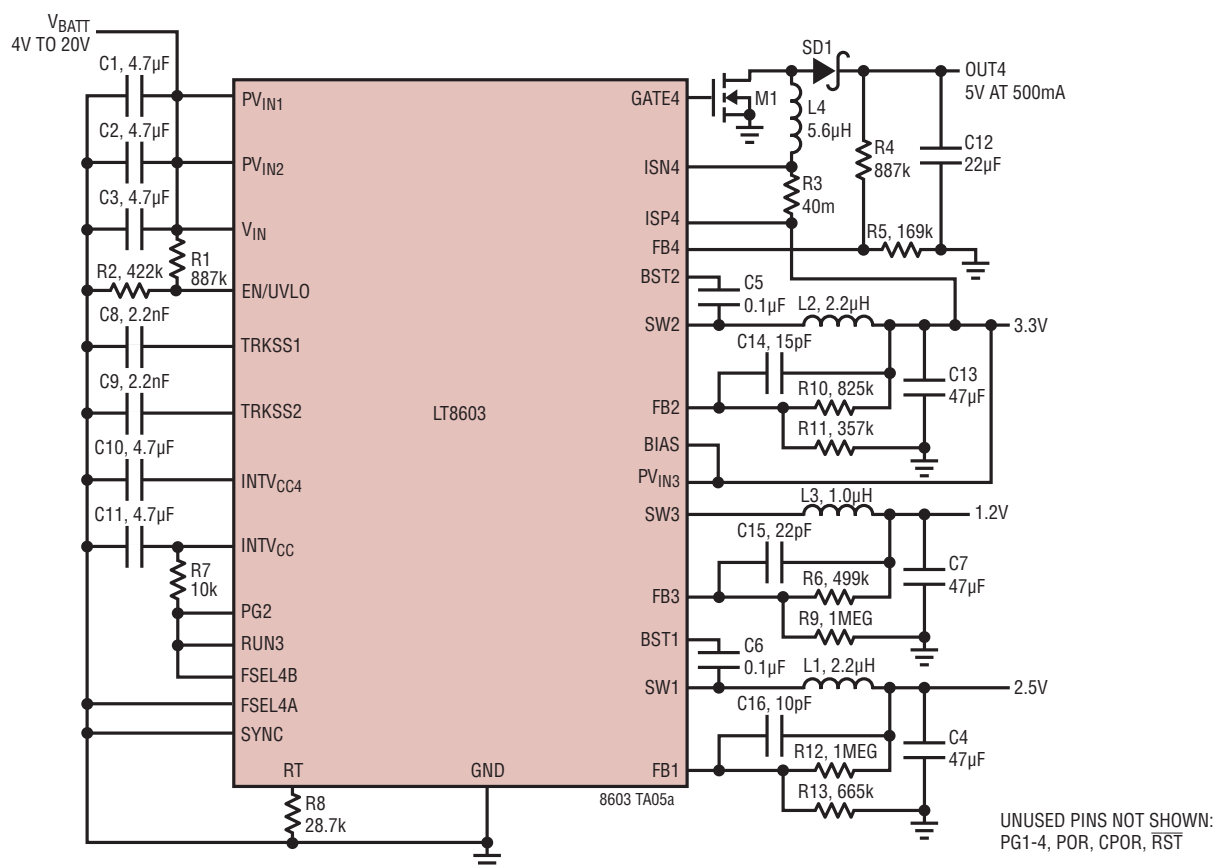
****CV_{IN1}, CV_{IN2}, AND CV_{IN3} SHOULD BE PLACED AS CLOSE AS POSSIBLE TO THEIR RESPECTIVE PV_{IN} PINS.**

L1	Würth 74437336033
L2	Würth 74437336015
L3	Würth 74437324010
L4	Würth 74485540220
SD1	PMEG060V050EPD
M1	BSZ067N06LS3

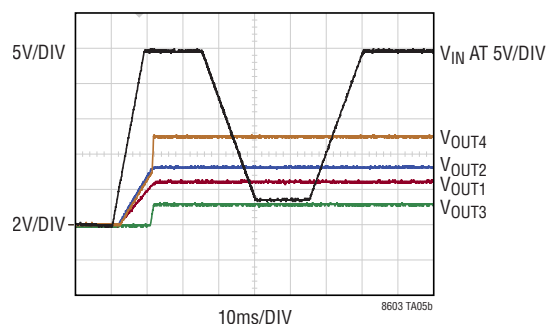


標準的応用例

チャンネル4をチャンネル2で駆動した4つの安定化出力



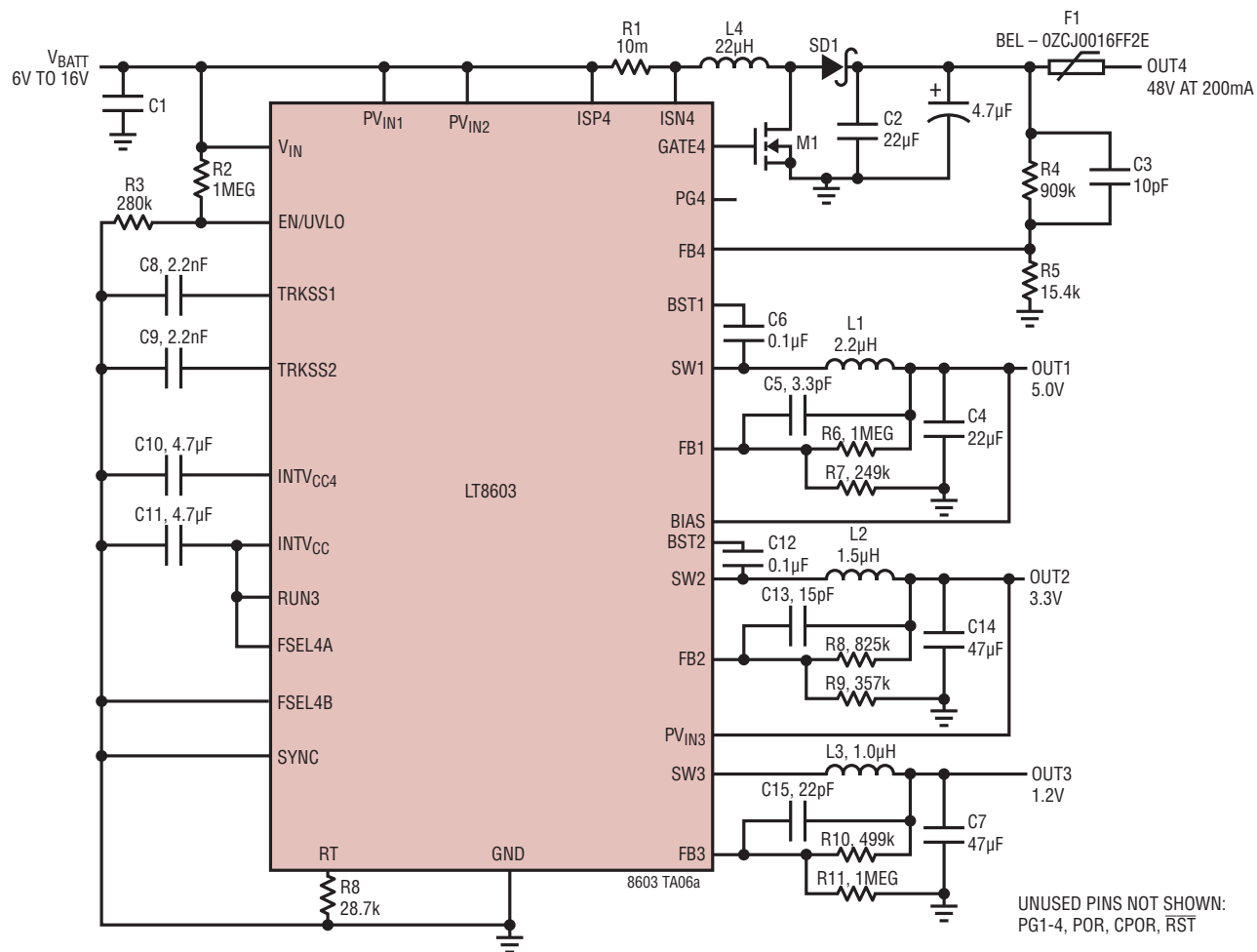
起動シーケンス



L1	Würth 74437324022
L2	Würth 74437324022
L3	Würth 74437321010
L4	Würth 74437324056
SD1	PMEG6030ETP
M1	RJK0651DPB-00

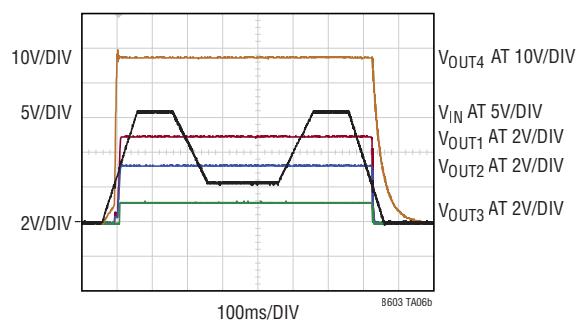
標準的応用例

チャンネル4が48Vを供給する4つの安定化出力



起動シーケンス

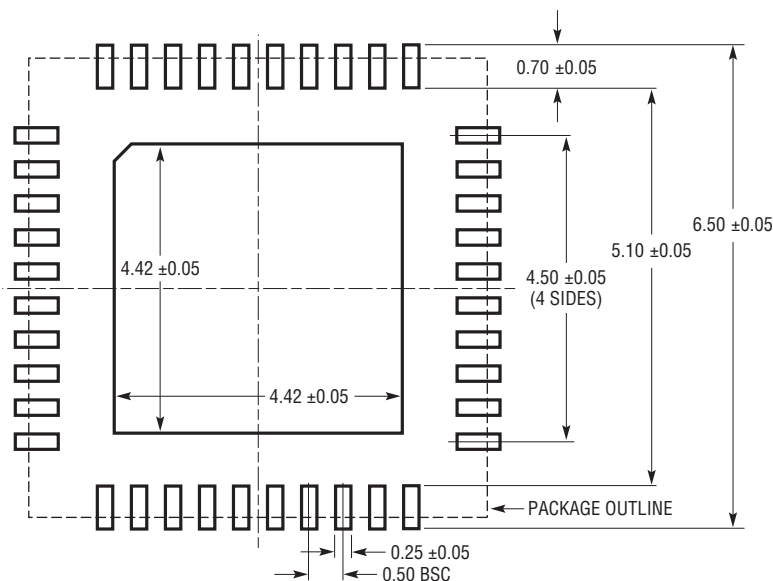
- L1 Wurth 74437336022
- L2 Wurth 74437336015
- L3 Wurth 74437324010
- L4 Wurth 74437346220
- SD1 PMEG060V05EPD
- M1 BUK9Y58-75, 115



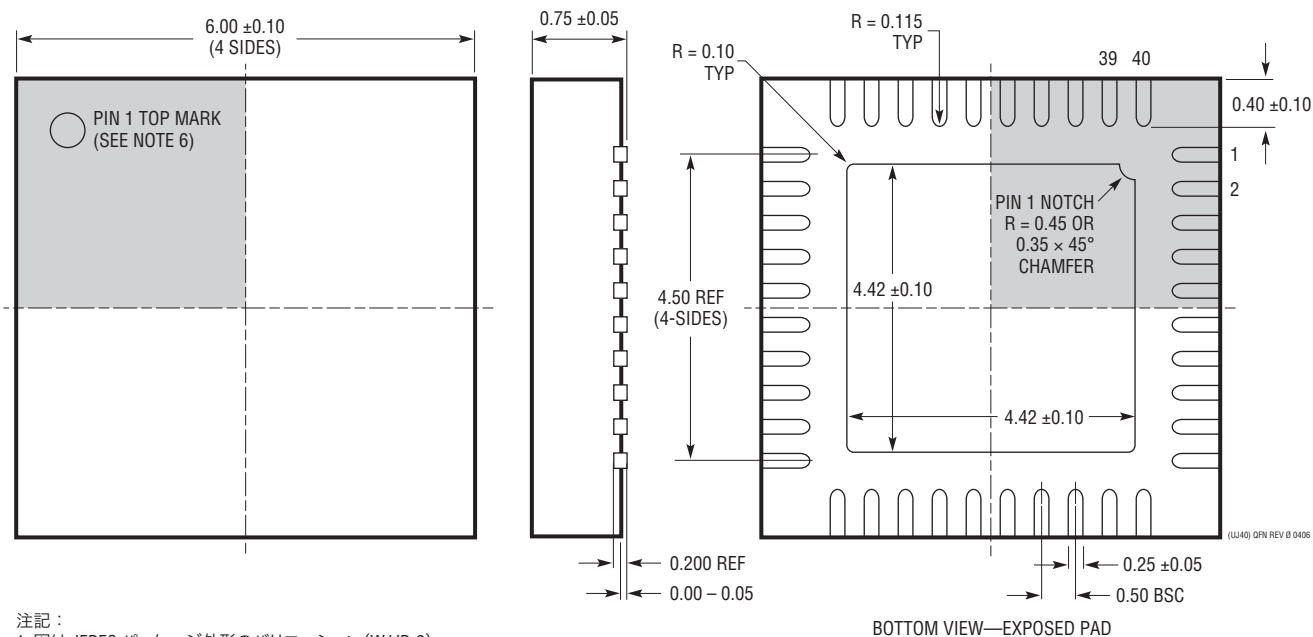
パッケージの寸法

最新のパッケージ図は、<http://www.linear-tech.co.jp/product/LT8603#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



注記：

- 図は JEDEC パッケージ外形のバリエーション (WJJD-2)
- 図は実寸とは異なる
- 全ての寸法はミリメートル
- 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
- 露出パッドは半田メッキとする
- 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

関連製品

製品番号	概要	注釈
LT8602	効率が95%の42V、クワッド出力(2.5A+1.5A+1.5A+1.5A)、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ($I_Q = 25\mu A$)	$V_{IN} = 3V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 25\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、6mm × 6mm QFN-40パッケージ
LT8601	効率が94%の42V、トリプル出力(1.5A+2.5A+1.8A)、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ($I_Q = 30\mu A$)	$V_{IN} = 3V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 30\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、6mm × 6mm QFN-40パッケージ
LT8640	ピーク電流が5A/7A、効率が96%の42V、3MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ($I_Q = 2.5\mu A$)	$V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm × 4mm QFN-18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($I_Q = 2.5\mu A$)	$V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm × 4mm QFN-18パッケージ
LT8616	効率が95%の42V、デュアル2.5A + 1.5A、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ($I_Q = 5\mu A$)	$V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、TSSOP-28E、3mm × 6mm QFN-28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($I_Q = 2.5\mu A$)	$V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97V$ 、 $I_Q = 3.0\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm × 6mm QFN-28パッケージ
LT8609/LT8609A	ピーク電流が2A/3A、効率が93%の42V、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ($I_Q = 2.5\mu A$)	$V_{IN} = 3.2V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MSOP-10E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($I_Q = 2.5\mu A$)	$V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、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($I_Q = 2.5\mu A$ 、入力/出力電流制限/モニタ機能内蔵)	$V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm × 5mm QFN-24パッケージ
LT8610A/8610AB	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($I_Q = 2.5\mu A$)	$V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MSOP-16Eパッケージ
LT8610AC	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($I_Q = 2.5\mu A$)	$V_{IN} = 3V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MSOP-16Eパッケージ