

低静止電流の 60Vデュアル2フェーズ 同期整流式降圧DC/DCコントローラ

特長

- 広い入力電圧範囲: 4V ~ 60V (絶対最大定格 65V)
- 低い動作時 I_Q : 50 μ A (1チャンネルがオンしているとき)
- 広い出力電圧範囲: $0.8V \leq V_{OUT} \leq 24V$
- R_{SENSE} または DCR による電流検出
- 位相をずらしたコントローラにより、入力容量と電源起因のノイズを低減
- 位相同期可能な周波数 (75kHz ~ 850kHz)
- プログラム可能な固定周波数 (50kHz ~ 900kHz)
- 軽負荷時に連続動作、パルス・スキップ動作、低リップル Burst Mode[®] 動作のいずれかを選択可能
- ドロップアウト電圧の非常に低い動作: デューティ・サイクル 99%
- 出力電圧のソフトスタートまたはトラッキングを調整可能
- パワーグッド出力による電圧モニタ
- 低いシャットダウン時 I_Q : 14 μ A 未満
- 内蔵の LDO が V_{IN} または $EXTV_{CC}$ からゲート駆動回路に電力を供給
- 縦型 SSOP パッケージ

アプリケーション

- 自動車用常時稼動システム
- バッテリ駆動のデジタル装置
- 分散 DC 電源システム

LT, LT, LTC, LTM, Linear Technology, Burst Mode, OPTI-LOOP, PolyPhase および Linear のロゴは Linear Technology 社の登録商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。5481178、5705919、5929620、6100678、6144194、6177787、6304066、6580258、7230497 を含む米国特許により保護されています。

概要

LTC[®]3890-3 は、すべての N チャンネル同期パワー MOSFET 段を駆動する、高性能デュアル降圧スイッチング・レギュレータ DC/DC コントローラです。固定周波数電流モード・アーキテクチャにより、850kHz までの周波数に位相同期可能です。電力損失および電源ノイズは、2つのコントローラ出力段の位相をずらして動作させることによって最小限に抑えられます。

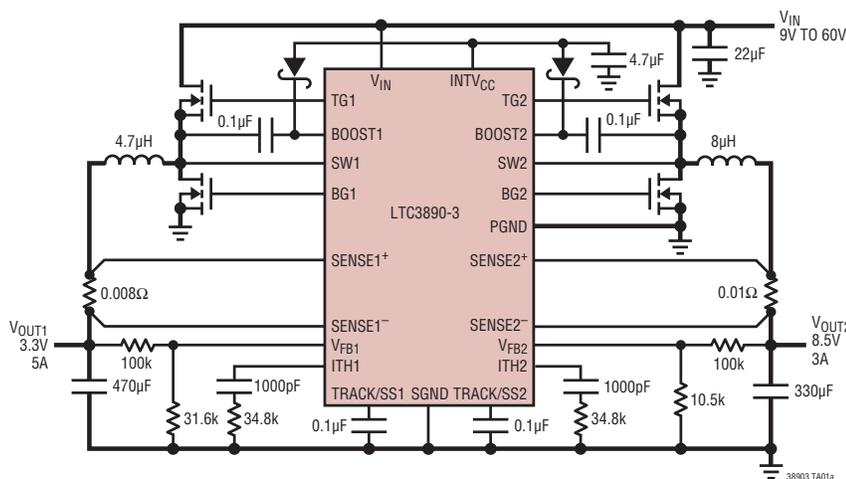
無負荷時の静止電流が 50 μ A なので、バッテリー駆動システムでの動作寿命が長くなります。OPTI-LOOP[®] 補償回路により、幅広い出力容量値および ESR 値にわたってトランジェント応答を最適化することができます。入力電源範囲が 4V ~ 60V と広いので、さまざまな中間バス電圧および各種のバッテリー組成に対応します。

コントローラごとに独立している TRACK/SS ピンにより、出力電圧は起動時に緩やかに立ち上がります。電流モード制御により、短絡状態時のインダクタ電流が制限されます。また、PLLIN/MODE ピンにより、軽負荷時の動作を Burst Mode 動作、パルス・スキップ・モード動作、連続導通モード動作のいずれかに選択できます。

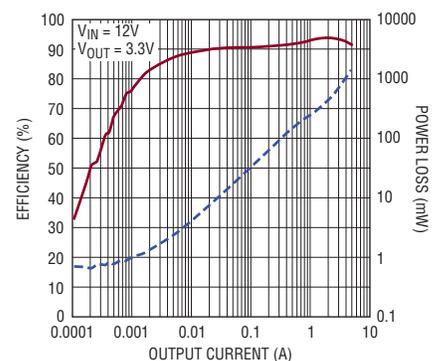
別の機能や追加機能を備えたいいくつかのバージョンについては、このデータシートの「ピン機能」セクションにある LTC3890 ファミリのまとめ (表 1) を参照してください。

標準的応用例

高効率のデュアル 8.5V/3.3V 出力降圧コンバータ



効率および電力損失と出力電流

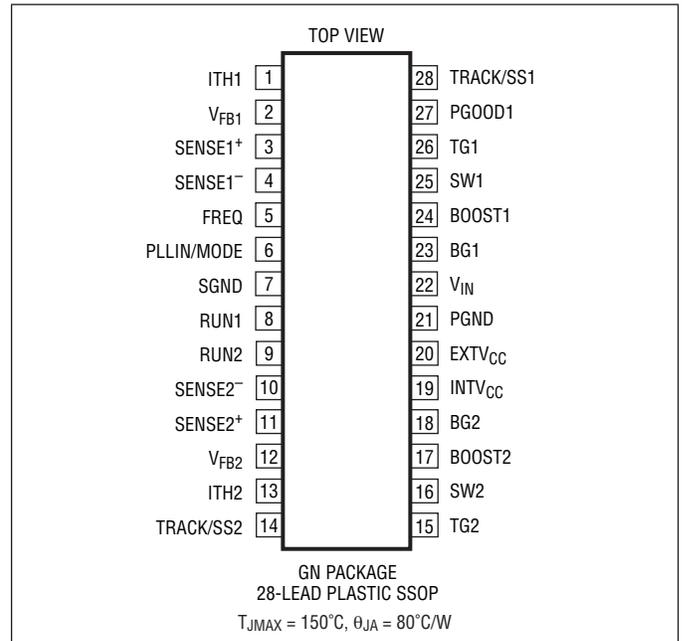


LTC3890-3

絶対最大定格 (Note 1)

入力電源電圧 (V_{IN})	-0.3V ~ 65V
トップサイド・ドライバ電圧	
BOOST1、BOOST2	-0.3V ~ 71V
スイッチ電圧 (SW1、SW2)	-5V ~ 65V
(BOOST1-SW1)間、(BOOST2-SW2)間	-0.3V ~ 6V
RUN1、RUN2	-0.3V ~ 8V
8Vを超える電源から各ピンに流れる最大電流	100 μ A
SENSE1 ⁺ 、SENSE2 ⁺ 、SENSE1 ⁻	
SENSE2 ⁻ の電圧	-0.3V ~ 28V
PLLIN/MODE、INTV _{CC} の電圧	-0.3V ~ 6V
FREQの電圧	-0.3V ~ INTV _{CC}
EXTV _{CC}	-0.3V ~ 14V
ITH1、ITH2、V _{FB1} 、V _{FB2} の電圧	-0.3V ~ 6V
PGOOD1の電圧	-0.3V ~ 6V
TRACK/SS1、TRACK/SS2の電圧	-0.3V ~ 6V
動作接合部温度範囲 (Note 2、3)	
LTC3890E-3、LTC3890I-3	-40°C ~ 125°C
LTC3890H-3	-40°C ~ 150°C
LTC3890MP-3	-55°C ~ 150°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
LTC3890EGN-3#PBF	LTC3890EGN-3#TRPBF	LTC3890GN-3	28-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LTC3890IGN-3#PBF	LTC3890IGN-3#TRPBF	LTC3890GN-3	28-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LTC3890HGN-3#PBF	LTC3890HGN-3#TRPBF	LTC3890GN-3	28-Lead Plastic SSOP	-40°C to 150°C
LTC3890MPGN-3#PBF	LTC3890MPGN-3#TRPBF	LTC3890GN-3	28-Lead Plastic SSOP	-55°C to 150°C

さらに広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。* 温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。非標準の鉛仕上げの製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

鉛フリー仕様の製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/>をご覧ください。テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandreeel/>をご覧ください。

電気的特性 ●は全動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。
 注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{RUN1,2} = 5\text{V}$ 、 $EXTV_{CC} = 0\text{V}$ 。(Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
V_{IN}	Input Supply Operating Voltage Range		4		60	V	
V_{OUT}	Regulated Output Voltage Range		0.8		24	V	
$V_{FB1,2}$	Regulated Feedback Voltage	$I_{TH1,2}$ Voltage = 1.2V (Note 4) -40°C to 85°C , All Grades LTC3890E-3, LTC3890I-3, LTC3890H-3, LTC3890MP-3	● ●	0.792 0.788 0.786	0.800 0.800 0.800	0.808 0.812 0.812	V V V
$I_{FB1,2}$	Feedback Current	(Note 4)		±5	±50	nA	
$V_{REFLNREG}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 4.5\text{V}$ to 60V (Note 4)		0.002	0.02	%/V	
$V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation	(Note 4) Measured in Servo Loop, ΔI_{TH} Voltage = 1.2V to 0.7V	●	0.01	0.1	%	
		(Note 4) Measured in Servo Loop, ΔI_{TH} Voltage = 1.2V to 2V	●	-0.01	-0.1	%	
$g_{m1,2}$	Transconductance Amplifier g_m	$I_{TH1,2} = 1.2\text{V}$, Sink/Source = $5\mu\text{A}$ (Note 4)		2		mmho	
I_Q	Input DC Supply Current	(Note 5)					
	Pulse-Skipping or Forced Continuous Mode (One Channel On)	$RUN1 = 5\text{V}$ and $RUN2 = 0\text{V}$, $V_{FB1} = 0.83\text{V}$ or $RUN1 = 0\text{V}$ and $RUN2 = 5\text{V}$, $V_{FB2} = 0.83\text{V}$		2		mA	
	Pulse-Skipping or Forced Continuous Mode (Both Channels On)	$RUN1,2 = 5\text{V}$, $V_{FB1,2} = 0.83\text{V}$ (No Load)		2		mA	
	Sleep Mode (One Channel On)	$RUN1 = 5\text{V}$ and $RUN2 = 0\text{V}$, $V_{FB1} = 0.83\text{V}$ or $RUN1 = 0\text{V}$ and $RUN2 = 5\text{V}$, $V_{FB2} = 0.83\text{V}$		50	75	μA	
	Sleep Mode (Both Channels On)	$RUN1,2 = 5\text{V}$, $V_{FB1,2} = 0.83\text{V}$ (No Load)		60	100	μA	
	Shutdown	$RUN1,2 = 0\text{V}$		14	25	μA	
$UVLO$	Undervoltage Lockout	$INTV_{CC}$ Ramping Up $INTV_{CC}$ Ramping Down	● ●	3.6	3.92 3.80	4.2 4.0	V V
I_{SENSE^+}	$SENSE^+$ Pin Current	Each Channel			±1	μA	
I_{SENSE^-}	$SENSE^-$ Pins Current	Each Channel $V_{SENSE^-} < INTV_{CC} - 0.5\text{V}$ $V_{SENSE^-} > INTV_{CC} + 0.5\text{V}$		700	±1	μA μA	
DF_{MAX}	Maximum Duty Factor	In Dropout		98	99	%	
$I_{TRACK/SS1,2}$	Soft-Start Charge Current	$V_{TRACK1,2} = 0\text{V}$		0.7	1.0	1.4	μA
$V_{RUN1\text{ On}}$	$RUN1$ Pin On Threshold	V_{RUN1} Rising	●	1.15	1.21	1.27	V
$V_{RUN2\text{ On}}$	$RUN2$ Pin On Threshold	V_{RUN2} Rising	●	1.20	1.25	1.30	V
$V_{RUN1,2\text{ Hyst}}$	RUN Pin Hysteresis			50		mV	
$V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Sense Threshold	$V_{FB1,2} = 0.7\text{V}$, $V_{SENSE1^-,2^-} = 3.3\text{V}$, $I_{LIM} = 0$	●	64	75	85	mV

ゲート・ドライバ

	TG1,2 Pull-Up On-Resistance			2.5		Ω
	TG1,2 Pull-Down On-Resistance			1.5		Ω
	BG1,2 Pull-Up On-Resistance			2.4		Ω
	BG1,2 Pull-Down On-Resistance			1.1		Ω
$TG1,2\ t_r$	TG Transition Time: Rise Time	(Note 6) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		25		ns
$TG1,2\ t_f$	Fall Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		25		ns
$BG1,2\ t_r$	BG Transition Time: Rise Time	(Note 6) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		25		ns
$BG1,2\ t_f$	Fall Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		25		ns

LTC3890-3

電気的特性 ●は全動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。
 注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{RUN1,2} = 5\text{V}$ 、 $\text{EXTV}_{CC} = 0\text{V}$ 。(Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
TG/BG t_{1D}	Top Gate Off to Bottom Gate On Delay Synchronous Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver		30		ns
BG/TG t_{1D}	Bottom Gate Off to Top Gate On Delay Top Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver		30		ns
$t_{ON(MIN)}$	Minimum On-Time	(Note 7)		95		ns
INTV_{CC} リニア・レギュレータ						
$V_{INTVCCVIN}$	Internal V_{CC} Voltage	$6\text{V} < V_{IN} < 60\text{V}$, $V_{EXTVCC} = 0\text{V}$	4.85	5.1	5.35	V
V_{LDOVIN}	INTV _{CC} Load Regulation	$I_{CC} = 0\text{mA}$ to 50mA , $V_{EXTVCC} = 0\text{V}$		0.7	1.1	%
$V_{INTVCCEXT}$	Internal V_{CC} Voltage	$6\text{V} < V_{EXTVCC} < 13\text{V}$	4.85	5.1	5.35	V
V_{LDOEXT}	INTV _{CC} Load Regulation	$I_{CC} = 0\text{mA}$ to 50mA , $V_{EXTVCC} = 8.5\text{V}$		0.6	1.1	%
V_{EXTVCC}	EXTV _{CC} Switchover Voltage	EXTV _{CC} Ramping Positive	4.5	4.7	4.9	V
V_{LDOHYS}	EXTV _{CC} Hysteresis			250		mV
発振器およびフェーズロック・ループ						
$f_{25k\Omega}$	Programmable Frequency	$R_{FREQ} = 25\text{k}$, PLLIN/MODE = DC Voltage		105		kHz
$f_{65k\Omega}$	Programmable Frequency	$R_{FREQ} = 65\text{k}$, PLLIN/MODE = DC Voltage	375	440	505	kHz
$f_{105k\Omega}$	Programmable Frequency	$R_{FREQ} = 105\text{k}$, PLLIN/MODE = DC Voltage		835		kHz
f_{LOW}	Low Fixed Frequency	$V_{FREQ} = 0\text{V}$, PLLIN/MODE = DC Voltage	320	350	380	kHz
f_{HIGH}	High Fixed Frequency	$V_{FREQ} = \text{INTV}_{CC}$, PLLIN/MODE = DC Voltage	485	535	585	kHz
f_{SYNC}	Synchronizable Frequency	PLLIN/MODE = External Clock	● 75		850	kHz
PGOOD1 出力						
V_{PGL}	PGOOD1 Voltage Low	$I_{PGOOD} = 2\text{mA}$		0.2	0.4	V
I_{PGOOD}	PGOOD1 Leakage Current	$V_{PGOOD} = 5\text{V}$			±1	μA
V_{PG}	PGOOD1 Trip Level	V_{FB} with Respect to Set Regulated Voltage V_{FB} Ramping Negative Hysteresis	-13	-10 2.5	-7	% %
		V_{FB} with Respect to Set Regulated Voltage V_{FB} Ramping Positive Hysteresis	7	10 2.5	13	% %
t_{PG}	Delay for Reporting a Fault			25		μs

Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。長期にわたって絶対最大定格に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える恐れがある。

Note 2: LTC3890-3は、 T_J が T_A にほぼ等しいパルス負荷条件でテストされる。LTC3890E-3は、 $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ 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。LTC3890I-3は $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で保証されており、LTC3890H-3は $-40^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で保証されており、LTC3890MP-3は $-55^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲でテストされ、保証されている。

接合部温度が高いと動作寿命が短くなる。 125°C を超える接合部温度では動作寿命はディレーティングされる。これらの仕様を満たす最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱インピーダンスおよび他の環境要因と関連した特定の動作条件によって決まることに注意。

Note 3: T_J は周囲温度 T_A および電力損失 P_D から次式に従って計算される。

$$T_J = T_A + (P_D \cdot 90^\circ\text{C/W})$$

Note 4: LTC3890-3は帰還ループを使って $V_{ITH1,2}$ を規定電圧にサーボ制御し、そのときの V_{FB} 電圧を測定してテストされる。 85°C での仕様は製造時にはテストされず、設計、特性評価および他の温度(LTC3890E-3/LTC3890I-3では 125°C 、LTC3890H-3/LTC3890MP-3では 150°C)での製造時のテストとの相関によって確認されている。LTC3890MP-3の場合、 -40°C での仕様は製造時にはテストされず、設計、特性評価および -55°C での製造時のテストとの相関によって確認されている。

Note 5: 動作時の電源電流は、スイッチング周波数で供給されるゲート電荷によって増加する。「アプリケーション情報」を参照してください。

Note 6: 立ち上がり時間と立ち下がり時間は10%と90%のレベルを使って測定する。遅延時間は50%レベルを使って測定する。

Note 7: 最小オン時間の条件は、インダクタのピーク・トゥ・ピーク・リップル電流が I_{MAX} 以上の場合に対して規定されている(「アプリケーション情報」のセクションの「最小オン時間に関する検討事項」を参照)。

標準的性能特性

効率および電力損失と出力電流

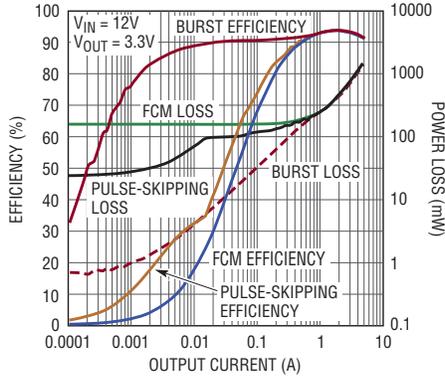


FIGURE 13 CIRCUIT 38903 G01

効率と出力電流

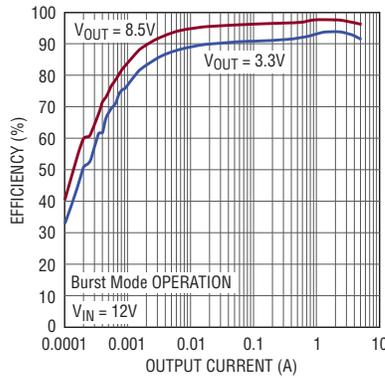


FIGURE 13 CIRCUIT 38903 G02

効率と入力電圧

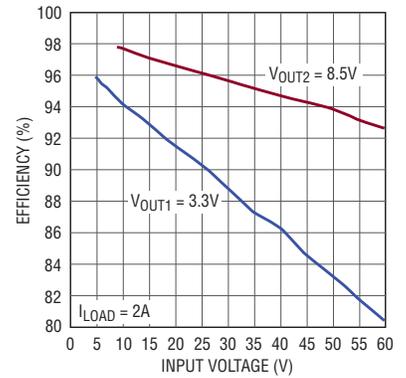
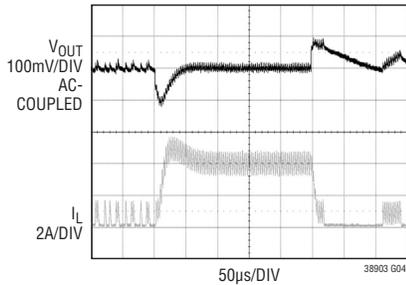


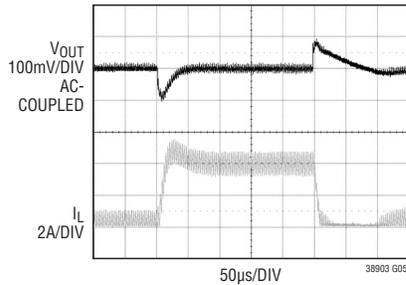
FIGURE 13 CIRCUIT 38903 G03

負荷ステップ
Burst Mode 動作



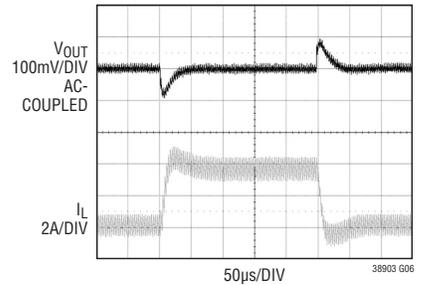
VIN = 12V
VOUT = 3.3V
FIGURE 13 CIRCUIT

負荷ステップ
パルス・スキップ・モード



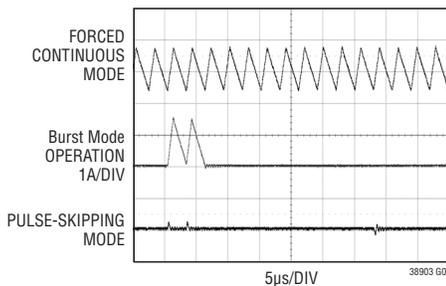
VIN = 12V
VOUT = 3.3V
FIGURE 13 CIRCUIT

負荷ステップ
強制連続モード



VIN = 12V
VOUT = 3.3V
FIGURE 13 CIRCUIT

軽負荷時のインダクタ電流



VIN = 12V
VOUT = 3.3V
ILOAD = 200µA

ソフトスタート

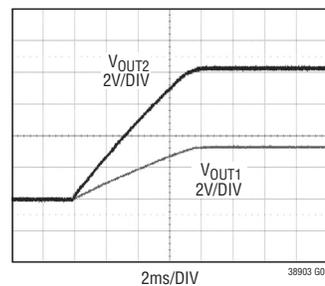


FIGURE 13 CIRCUIT 38903 G06

トラッキング起動

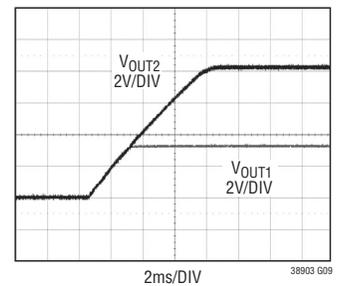
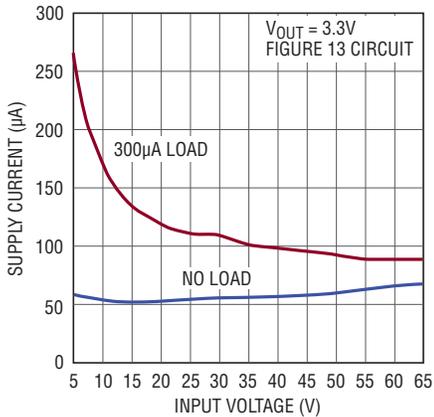


FIGURE 13 CIRCUIT 38903 G09

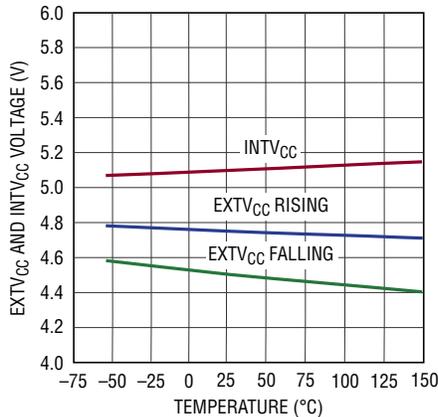
標準的性能特性

全入力電源電流と入力電圧



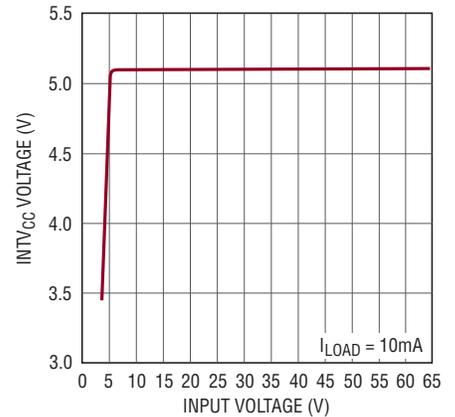
38903 G10

EXTV_{CC} 切り替え電圧および INTV_{CC} 電圧と温度



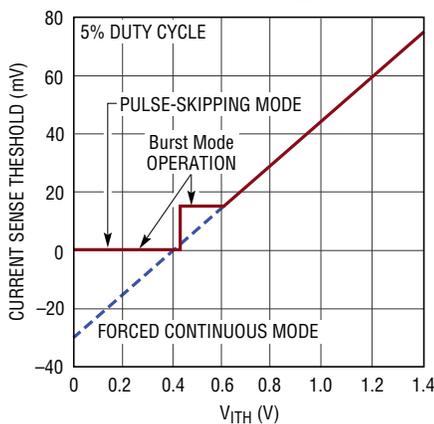
38903 G11

INTV_{CC}の入力レギュレーション



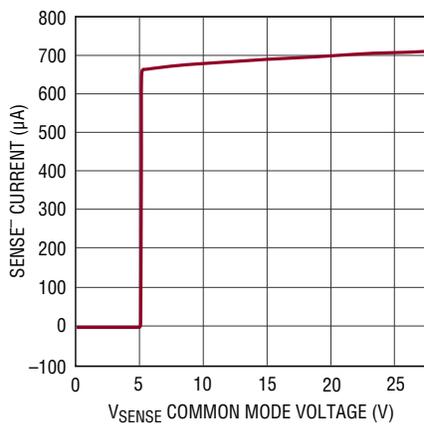
38903 G12

最大電流検出電圧と I_{TH} 電圧



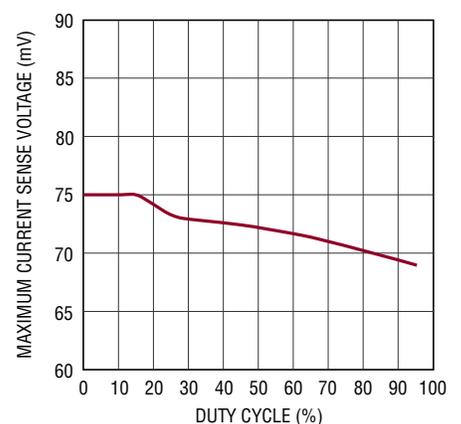
38903 G13

SENSE⁻ピンの入力バイアス電流



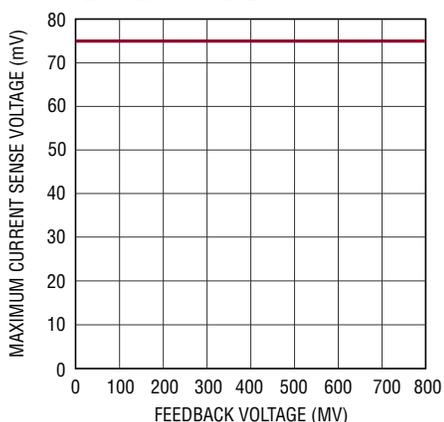
38903 G14

最大電流検出しきい値と デューティ・サイクル



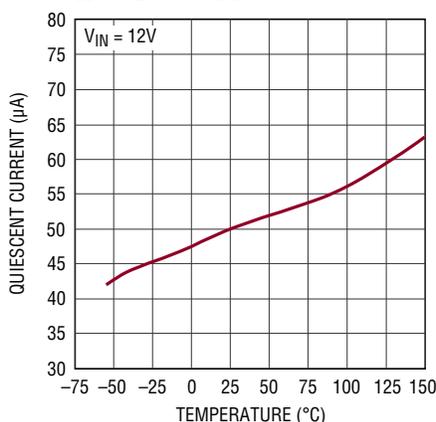
38903 G15

電流制限と帰還電圧



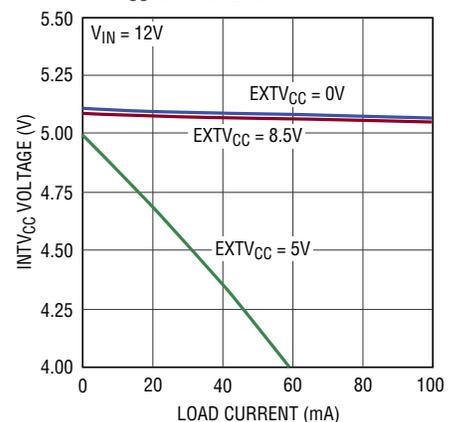
38903 G16

静止電流と温度



38903 G17

INTV_{CC}と負荷電流

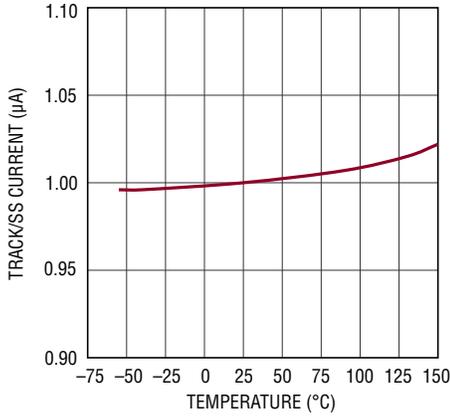


38903 G18

38903f

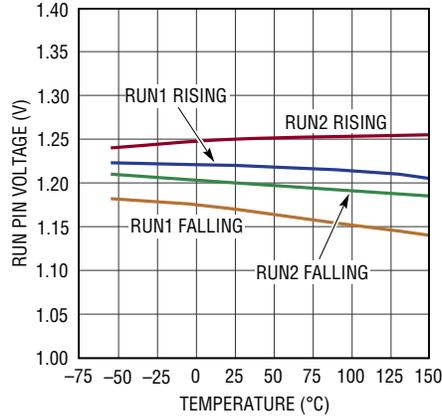
標準的性能特性

TRACK/SSのプルアップ電流と温度



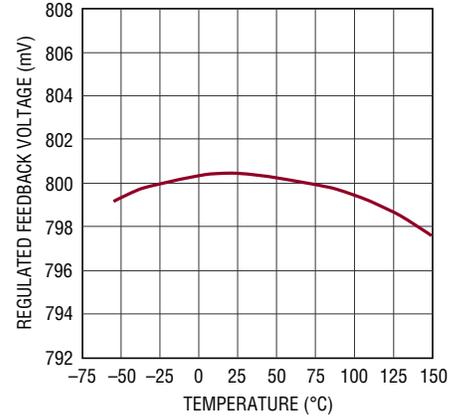
38903 G19

シャットダウン (RUN) しきい値と温度



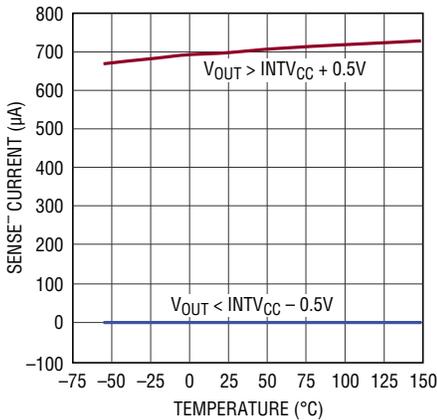
38903 G20

安定化された帰還電圧と温度



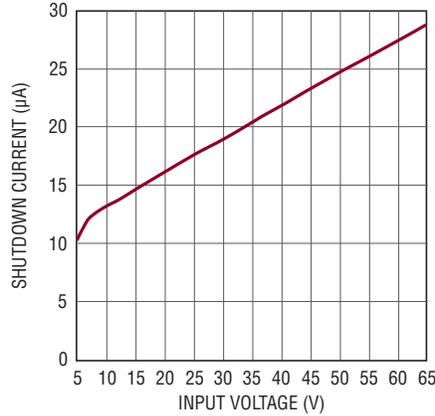
38903 G21

SENSE⁻ピンの入力バイアス電流と温度



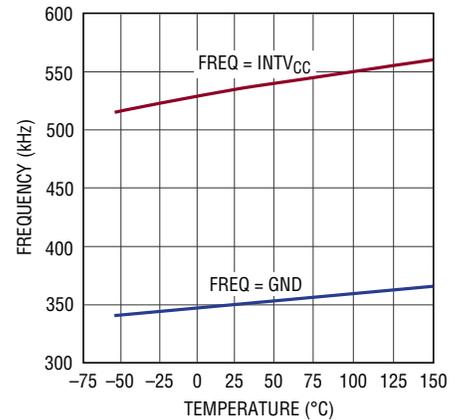
38903 G22

シャットダウン電流と入力電圧



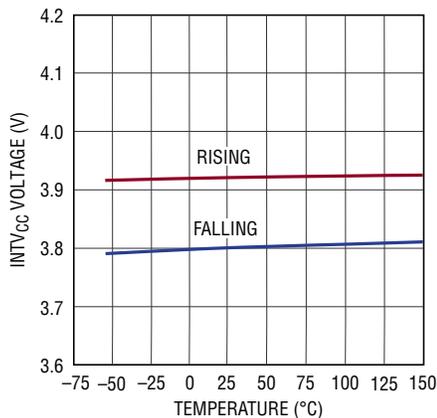
38903 G23

発振器周波数と温度



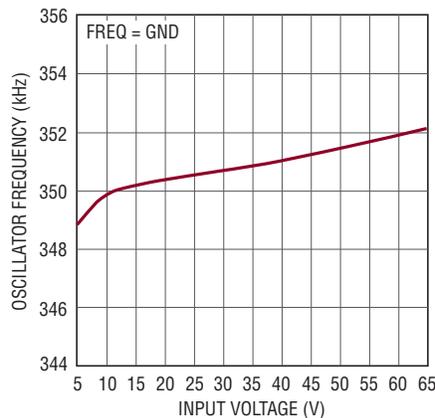
38903 G24

低電圧ロックアウトしきい値と温度



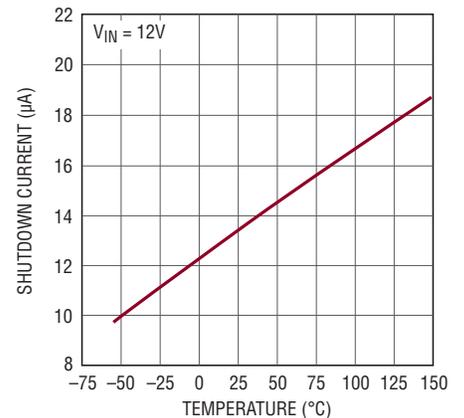
38903 G25

発振器周波数と入力電圧



38903 G26

シャットダウン電流と温度



38903 G27

ピン機能

ITH1、ITH2 (ピン1、ピン13) : エラーアンプの出力およびスイッチング・レギュレータの補償ポイント。対応する各チャンネルの電流コンパレータのトリップ点は、この制御電圧に応じて増加します。

V_{FB1}、V_{FB2} (ピン2、ピン12) : リモートで検出された各コントローラの帰還電圧を、出力に接続された外付けの抵抗分割器から受け取ります。

SENSE1⁺、SENSE2⁺ (ピン3、ピン11) : 差動電流コンパレータへの(+)入力は通常、DCR 検出ネットワークまたは電流センス抵抗に接続されます。R_{SENSE}とともに、ITHピンの電圧、およびSENSE⁻ピンとSENSE⁺ピンの間の制御されたオフセットによって、電流トリップしきい値が設定されます。

SENSE1⁻、SENSE2⁻ (ピン4、ピン10) : 差動電流コンパレータの(-)入力。INTV_{CC} - 0.5Vより大きい場合、SENSE⁻ピンは電流コンパレータに電流を供給します。

FREQ (ピン5) : 内部VCOの周波数制御ピン。このピンをGNDに接続すると、VCOは350kHzの固定低周波数に強制されます。このピンをINTV_{CC}に接続すると、VCOは535kHzの固定高周波数に強制されます。FREQとGNDの間に抵抗を使って、50kHz～900kHzの他の周波数にプログラムすることができます。20μAの内部プルアップ電流が、周波数を制御するためにVCOが使用する電圧を発生させます。

PLLIN/MODE (ピン6) : 位相検出器への外部同期入力と強制連続モード入力。このピンに外部クロックを与えると、フェーズロック・ループがTG1信号の立ち上がりを外部クロックの立ち上がりエッジに強制的に同期させます。外部クロックに同期させない場合、(両方のコントローラに作用する)この入力により、軽負荷時のLTC3890-3の動作モードが決まります。このピンをグラウンドに引き下げると、Burst Mode動作が選択

されます。このピンをフロートさせると、グラウンドに接続された内部100k抵抗により、Burst Mode動作が作動します。このピンをINTV_{CC}に接続すると、連続インダクタ電流動作を強制します。このピンを1.2Vより高くINTV_{CC} - 1.3Vより低い電圧に接続すると、パルス・スキップ動作が選択されます。

SGND (ピン7) : 両方のコントローラに共通の小信号グラウンド。C_{IN}コンデンサの共通(-)端子に接続される大電流グラウンドとは別に配線する必要があります。

RUN1、RUN2 (ピン8、ピン9) : 各コントローラのデジタル実行制御入力。RUN1を1.16Vより下げるか、RUN2を1.20Vより下げると、そのコントローラがシャットダウンします。これら両方のピンを0.7Vより下に強制するとLTC3890-3全体がシャットダウンし、静止電流が約14μAに減少します。

INTV_{CC} (ピン19) : 内部の低損失リニア・レギュレータの出力。ドライバと制御回路にはこの電圧源から電力が供給されます。最小4.7μFのセラミック・コンデンサまたは他の低ESRコンデンサを使って、このピンを電源グラウンドにデカップリングする必要があります。INTV_{CC}ピンは他のいかなる目的にも使用しないでください。

EXTV_{CC} (ピン20) : INTV_{CC}に接続された内部LDOへの外部電源入力。EXTV_{CC}が4.7Vを超えると、V_{IN}から電力を供給される内部のLDOを迂回して、このLDOがINTV_{CC}電源に電力を供給します。「アプリケーション情報」セクションの「EXTV_{CC}の接続」を参照してください。このピンをフロートさせたり、電圧が14Vを超えたりしないようにしてください。

PGND (ピン21) : ドライバの電源グラウンド。ボトム(同期)NチャネルMOSFETのソースおよびC_{IN}の(-)端子に接続します。

V_{IN} (ピン22) : 主電源ピン。このピンと信号グラウンド・ピンの間にバイパス・コンデンサを接続します。

ピン機能

BG1、BG2 (ピン23、ピン18) : ボトム (同期) Nチャネル MOSFETの高電流ゲート・ドライブ。これらのピンの電圧振幅はグラウンドからINTV_{CC}までです。

BOOST1、BOOST2 (ピン24、ピン17) : トップサイド・フローティング・ドライバへのブートストラップされた電源。コンデンサをBOOSTピンとSWピンの間に接続し、ショットキ・ダイオードをBOOSTピンとINTV_{CC}ピンの間に接続します。BOOSTピンの電圧振幅はINTV_{CC}から(VIN + INTV_{CC})までです。

SW1、SW2 (ピン25、ピン16) : インダクタへのスイッチ・ノードの接続ピン。

TG1、TG2 (ピン26、ピン15) : トップNチャネル MOSFETの高電流ゲート・ドライバ。これらは、電圧振幅がスイッチ・ノード電圧SWにINTV_{CC} - 0.5Vを重ねた電圧に等しいフローティング・ドライバの出力です。

PGOOD1 (ピン27) : オープン・ドレインのロジック出力。V_{FB1}ピンの電圧が設定ポイントの±10%以内ないと、PGOOD1はグラウンドに引き下げられます。

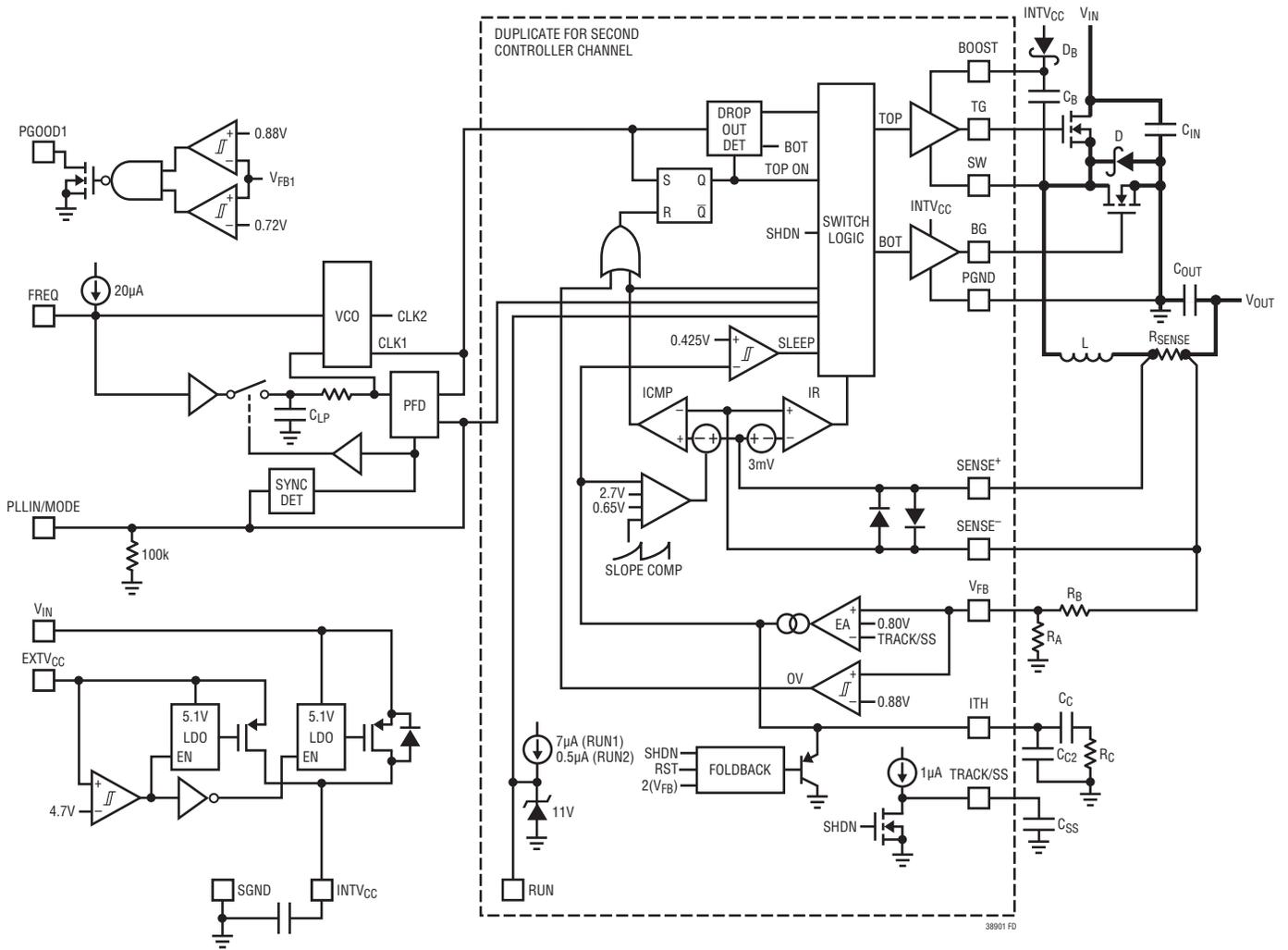
TRACK/SS1、TRACK/SS2 (ピン28、ピン14) : 外部トラッキングとソフトスタート入力。LTC3890-3はV_{FB1} (V_{FB2})の電圧を、0.8VとTRACK/SS1ピン (TRACK/SS2ピン)の小さい方に安定化します。このピンには内部で1μAプルアップ電流源が接続されています。このピンとグラウンドの間に接続したコンデンサにより、最終的な安定化出力電圧までのランプ時間が設定されます。あるいは、別の電源の抵抗分割器をこのピンに接続すると、LTC3890-3の出力は起動時に別の電源をトラッキングすることができます。

表 1. LTC3890 ファミリー・デバイス間の相違点のまとめ

	LTC3890	LTC3890-1	LTC3890-2	LTC3890-3
調整可能な電流検出電圧のためのI _{LIM} ピン	あり	なし	あり	なし
PolyPhase [®] 動作のためのCLKOUTピンとPHASMDピン	あり	なし	あり	なし
チャンネルごとに独立したPGOODピン	あり。 PGOOD1およびPGOOD2	なし。 PGOOD1のみ	あり。 PGOOD1およびPGOOD2	なし。 PGOOD1のみ
過電圧保護用ボトム・ゲート“クローバ”	あり	あり	なし。 BGはオンに強制されない	なし。 BGはオンに強制されない
過電流発生時の電流フォールドバック	あり	あり	なし	なし
PLLIN/MODEピンを使って外部クロックに同期する場合の軽負荷動作	強制連続	強制連続	パルス・スキップ動作	パルス・スキップ動作
SENSEピンの同相電圧範囲	SENSEの同相電圧が0.5V未満の動作には、V _{FB} < 0.65Vが必要	SENSEの同相電圧が0.5V未満の動作には、V _{FB} < 0.65Vが必要	V _{FB} 電圧に依存しない。グラウンド基準の電流検出機能を備えた非同期の昇圧またはSEPICコンバータを容易に構成可能	V _{FB} 電圧に依存しない。グラウンド基準の電流検出機能を備えた非同期の昇圧またはSEPICコンバータを容易に構成可能

LTC3890-3

機能図



動作 (機能図を参照)

メイン制御ループ

LTC3890-3は、2つのコントローラ・チャンネルが180度の位相差で動作する、固定周波数、電流モード降圧アーキテクチャを採用しています。通常動作時は、各チャンネルのクロックがRSラッチをセットすると、対応する外付けトップMOSFETがオンし、メイン電流コンパレータICMPがRSラッチをリセットするとオフします。ICMPが作動してラッチをリセットするピーク・インダクタ電流は、ITHピンの電圧によって制御されます。この電圧はエラーアンプEAの出力です。エラーアンプはV_{FB}ピンの出力電圧帰還信号(これは出力電圧V_{OUT}からグラウンドに接続した外付けの抵抗分割器によって発生します)を内部の降圧用0.800Vリファレンス電圧と比較します。負荷電流が増加するとリファレンス電圧に対してV_{FB}がわずかに低くなるので、平均インダクタ電流がその後負荷電流に釣り合うまで、エラーアンプはITH電圧を上昇させます。

トップMOSFETが各サイクルでオフした後は、インダクタ電流が逆流し始めて電流コンパレータIRがそれを検出するまでか、または次のクロック・サイクルが始まるまで、ボトムMOSFETがオンします。

INTV_{CC}/EXTV_{CC} 電源

トップおよびボトムのMOSFETドライバおよび他の大部分の内部回路への電源は、INTV_{CC}ピンから供給されます。EXTV_{CC}ピンを4.7Vより低い電圧に接続すると、V_{IN} LDO (低損失リニア・レギュレータ)がV_{IN}からINTV_{CC}に5.1Vを供給します。EXTV_{CC}を4.7Vより上にするとこのV_{IN} LDOはオフし、EXTV_{CC} LDOがオンします。イネーブルされると、EXTV_{CC} LDOはEXTV_{CC}からINTV_{CC}に5.1Vを供給します。EXTV_{CC}ピンを使うと、LTC3890-3スイッチング・レギュレータの出力の1つのような高効率の外部電源からINTV_{CC}の電力を得ることができます。

各トップMOSFETドライバはフローティング状態のブートストラップ・コンデンサC_Bからバイアスされます。このコンデンサは通常、トップMOSFETがオフしているとき、それぞれのサイクル中に外付けのダイオードを通じて再充電されます。入力電圧V_{IN}がV_{OUT}に近い電圧まで低下してくると、ループがドロップアウト状態に入り、トップMOSFETを連続してオンしようとする場合があります。ドロップアウト検出器がこれを検出し、トップMOSFETを10サイクルに1回、クロック周期の約1/20の間強制的にオフすることにより、C_Bを再充電できるようになります。

シャットダウンと起動 (RUN1、RUN2、およびTRACK/SS1、TRACK/SS2の各ピン)

LTC3890-3の2つのチャンネルは、RUN1ピンとRUN2ピンを使って個別にシャットダウンすることができます。これらのいずれかのピンを1.15Vより下げると、そのコントローラのメイン制御ループがシャットダウンします。両方のピンを0.7Vより下げると、両方のコントローラと、INTV_{CC} LDOを含むほとんどの内部回路をディスエーブルします。この状態では、LTC3890-3にはわずか14μAの静止電流しか流れません。

いずれかのRUNピンを解放すると、小さい内部電流がそのピンをプルアップし、そのコントローラをイネーブルします。RUN1には7μAのプルアップ電流が備わっており、RUN2ピンにはもっと小さな0.5μAのプルアップ電流が備わっています。RUN1の7μAの電流は十分大きく設計されているので、湿気や基板の他のリーク電流がこのピンをプルダウンする心配なしに、RUN1ピンを安全にフロートさせてコントローラを常にイネーブルすることができます。これは、1つまたは両方のコントローラが常時イネーブルされており、決してシャットダウンされない常時オンのアプリケーションに最適です。

RUNピンを外部から引き上げるか、またはロジックで直接ドライブすることができます。低インピーダンスのソースでRUNピンをドライブする場合、このピンの8Vの絶対最大定格を超えないようにしてください。RUNピンには内部に11Vの電圧クランプが備わっているため、RUNピンの最大電流が100μAを超えない限り、抵抗を介してRUNピンをもっと高い電圧(たとえば、V_{IN})に接続することができます。

各コントローラの出力電圧V_{OUT}のスタートアップは、そのチャンネルのTRACK/SSピンの電圧によって制御されます。TRACK/SSピンの電圧が0.8Vの内部リファレンスより低いと、LTC3890-3はV_{FB}の電圧を0.8VのリファレンスではなくTRACK/SSピンの電圧に制御します。このため、外付けコンデンサをTRACK/SSピンからSGNDに接続することにより、TRACK/SSピンを使ってソフトスタートを設定することができます。1μAの内部プルアップ電流がこのコンデンサを充電し、TRACK/SSピンに電圧勾配を発生します。TRACK/SS電圧が0Vから0.8V(さらにそれより上5V)まで直線的に上昇するにつれ、出力電圧V_{OUT}が滑らかにゼロからその最終値まで上昇します。

代わりに、TRACK/SSピンを使って、V_{OUT}の起動が別の電源の起動をトラッキングするようにすることができます。このためには一般に、別の電源からグラウンドに接続された外付けの抵抗分割器をTRACK/SSピンに接続する必要があります(「アプリケーション情報」のセクションを参照)。

動作 (機能図を参照)

軽負荷電流動作 (Burst Mode 動作、パルス・スキップ、または強制連続モード) (PLLIN/MODEピン)

LTC3890-3は低負荷電流で、高効率Burst Mode動作、固定周波数パルス・スキップ動作、または強制連続導通モードに入るようにイネーブルすることができます。Burst Mode動作を選択するには、PLLIN/MODEピンを0.8Vより低いDC電圧(たとえばSGND)に接続します。強制連続動作を選択するには、PLLIN/MODEピンをINTV_{CC}に接続します。パルス・スキップ・モードを選択するには、PLLIN/MODEピンを1.2Vより高く、INTV_{CC} - 1.3Vより低いDC電圧に接続します。

コントローラがBurst Mode動作にイネーブルされているとき、ITHピンの電圧が低い値を示していても、インダクタの最小ピーク電流は最大検出電圧の約25%に設定されます。平均インダクタ電流が負荷電流より大きい場合、エラー・アンプ(EA)はITHピンの電圧を低下させます。ITH電圧が0.425Vより下になると、内部のスリープ信号が“H”になり(スリープ・モードがイネーブルされ)、両方の外付けMOSFETがオフします。するとITHピンはEAの出力から切断され、0.450Vに一時的に保持されます。

スリープ・モードでは内部回路のほとんどがオフしており、LTC3890-3を流れる静止電流が減少します。一方のチャンネルがシャットダウンしていて、他方のチャンネルがスリープ・モードのとき、LTC3890-3に流れる静止電流はわずか50 μ Aです。両方のチャンネルがスリープ・モードの場合、LTC3890-1を流れる消費電流はわずか60 μ Aです。スリープ・モードでは、負荷電流が出力コンデンサによって供給されます。出力電圧が低下するにつれて、EAの出力は上昇し始めます。出力電圧が十分下がるとITHピンがEAの出力に再度接続され、スリープ信号が“L”になり、コントローラは内部発振器の次のサイクルで外付けトップMOSFETをオンして通常動作を再開します。

コントローラがBurst Mode動作するようにイネーブルされると、インダクタ電流は反転できません。インダクタ電流がゼロに達する直前に、逆電流コンパレータ(IR)が外付けボトム

MOSFETをオフし、インダクタ電流が反転して負になるのを防ぎます。したがって、コントローラは不連続動作状態で動作します。

強制連続動作時、またはフェーズロック・ループを使用するため外部クロック・ソースによって駆動される場合(「周波数の選択とフェーズロック・ループ」のセクションを参照)、インダクタ電流は軽負荷または大きな過渡状態で反転することができます。ピーク・インダクタ電流は、通常動作と全く同様に、ITHピンの電圧によって決まります。このモードでは、軽負荷での効率がBurst Mode動作よりも低下します。ただし、連続動作には出力電圧リップルが小さく、オーディオ回路への干渉が少ないという利点があります。強制連続モードでは、出力リップルは負荷電流に依存しません。

PLLIN/MODEピンがパルス・スキップ・モードになるように接続されていると、LTC3890-3は軽負荷時にPWMパルス・スキップ・モードで動作します。このモードでは、出力電流が最大設計値の約1%になるまで固定周波数動作が維持されます。非常に軽い負荷では、電流コンパレータICMPは数サイクルにわたって作動したままになることがあり、外付けトップMOSFETを同じサイクル数だけ強制的にオフにする(つまり、パルススキップ)ことがあります。インダクタ電流は反転することができません(不連続動作)。強制連続動作と同様、このモードでは、Burst Mode動作に比べて出力リップルとオーディオ・ノイズが小さくなり、RF干渉が減ります。低電流での効率が強制連続動作より高くなりますが、Burst Mode動作ほど高くはありません。

周波数の選択とフェーズロック・ループ(FREQピンとPLLIN/MODEピン)

スイッチング周波数の選択は効率と部品サイズの中の兼ね合いによって決まります。低周波数動作は、MOSFETのスイッチング損失を低減して効率を向上させますが、出力リップル電圧を低く保つには大きなインダクタンスや容量が必要になります。

LTC3890-3のコントローラのスイッチング周波数はFREQピンを使って選択することができます。

動作 (機能図を参照)

PLLIN/MODEピンを外部クロック・ソースによってドライブしない場合、FREQピンをSGNDに接続するか、INTV_{CC}に接続するか、または外付け抵抗を介してプログラムすることができます。FREQをSGNDに接続すると350kHzが選択され、FREQをINTV_{CC}に接続すると535kHzが選択されます。FREQとSGNDの間に抵抗を接続することにより、周波数を50kHz～900kHzに設定することができます(図10を参照)。

LTC3890-3にはフェーズロック・ループ(PLL)が備わっており、PLLIN/MODEピンに接続された外部クロック・ソースに内部発振器を同期させることができます。LTC3890-3の位相検出器が(内部ローパス・フィルタを介して)VCO入力電圧を調節してコントローラの外付けトップMOSFETのターンオンを同期信号の立ち上がりエッジに揃えます。こうして、コントローラ2の外付けトップMOSFETのターンオンは、外部クロック・ソースの立ち上がりエッジに対して180度位相がずれます。

外部クロックが与えられる前に、VCO入力電圧はFREQピンによって設定される動作周波数にプリバイアスされます。FREQピンとSGNDピンの間に接続された抵抗を使用して、VCOの入力電圧を希望する周波数にプリバイアスできます。外部クロックの周波数の近くにプリバイアスしておくと、PLLループは、外部クロックの立ち上がりエッジをTG1の立ち上がりエッジに同期させるのに、VCO入力をわずかに変化させる必要があるだけです。ループ・フィルタをプリバイアスする能力により、PLLは望みの周波数から大きく外れることなく短時間でロックインすることができます。

フェーズロック・ループの標準的キャプチャ・レンジは約55kHz～1MHzで、75kHz～850kHzが保証されています。つまり、LTC3890-3のPLLは75kHz～850kHzの周波数の外部クロック・ソースにロックすることが保証されています。

PLLIN/MODEピンの入力クロックしきい値は標準で1.6V(立ち上がり)および1.1V(立ち下がり)です。PLLIN/MODEピン

を使って外部クロックに同期しているとき、LTC3890-3は軽負荷時にパルス・スキップ・モードで動作します。

パワーグッド(PGOOD1ピン)

PGOOD1ピンは、内部NチャネルMOSFETのオープン・ドレインに接続されています。対応するV_{FB1}ピンの電圧が、0.8Vリファレンス電圧の±10%以内になると、MOSFETがオンしてPGOOD1ピンを“L”にします。対応するRUN1ピンが“L”(シャットダウン)のときも、PGOOD1ピンは“L”になります。V_{FB1}ピンの電圧が±10%の条件を満たすと、MOSFETがオフするので、外付け抵抗を使って、6Vを超えない電源までのピンをプルアップすることができます。

2フェーズ動作の原理と利点

なぜ2フェーズ動作が必要なのでしょう。2フェーズの製品ファミリが登場するまで、固定周波数デュアル・スイッチング・レギュレータは、両チャンネルが同位相で(つまり1フェーズで)動作していました。つまり、両方のスイッチが同時にオンするので、入力コンデンサおよびバッテリーから、1つのレギュレータの最大2倍の振幅の電流パルスが流れます。この振幅の大きい電流パルスによって入力コンデンサから流れる合計RMS電流が増加するので、より高価な入力コンデンサが必要になり、入力コンデンサとバッテリーのEMIと損失が両方とも増加します。

2フェーズ動作では、デュアル・スイッチング・レギュレータの2つのチャンネルは、180度位相がずれて動作します。このため、スイッチを流れる電流パルスは事実上インターリーブされるので、互いに重なり合うオーバーラップ時間が大幅に短縮されます。その結果、合計RMS入力電流が大幅に減少するため、安価な入力コンデンサを使うことができ、EMI対策のシールド条件が緩和され、実際の動作効率が向上します。

動作

(機能図を参照)

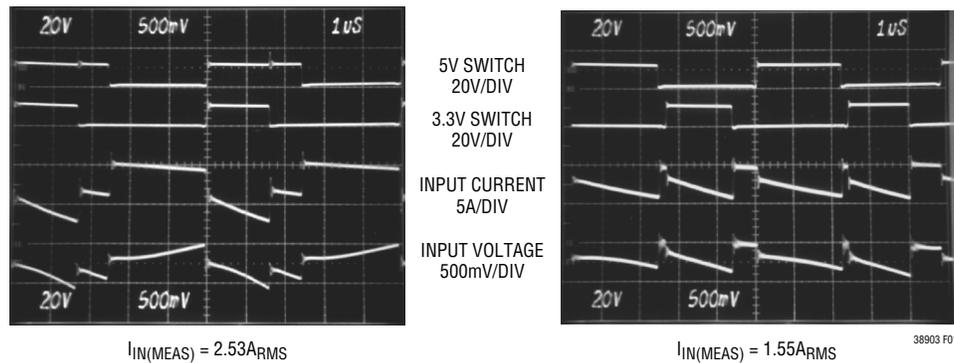


図1. 12V から5V/3Aおよび3.3V/3A にそれぞれ変換するデュアル・スイッチング・レギュレータの1フェーズ動作(a)と2フェーズ動作(b)。2フェーズ・レギュレータでは入力リップルが減少するので、廉価な入力コンデンサが使用可能となり、EMIに対するシールド条件が緩和され効率が改善される

代表的な1フェーズのデュアル・スイッチング・レギュレータの入力波形と、LTC3890-3の2フェーズのデュアル・スイッチング・レギュレータの入力波形の比較を図1に示します。この条件でのRMS入力電流の実測値は、2フェーズ動作により、入力電流が2.53A_{RMS}から1.55A_{RMS}に減少したことを示しています。これ自体でも大きな減少ですが、電力損失はI_{RMS}の2乗に比例するので、実際に消費される電力は2.66分の1に減少することに注意してください。入力リップル電圧が低下すると入力電源経路での電力損失が減少します。入力電源経路にはバッテリー、スイッチ、トレースやコネクタの抵抗、および保護回路が含まれます。入力のRMS電流とRMS電圧の減少の直接の結果として、伝導EMIと放射EMIも改善されます。

もちろん、2フェーズ動作で得られる性能の改善はデュアル・スイッチング・レギュレータの相対的デューティ・サイクルの関数なので、結局は入力電圧V_{IN}に依存します(デューティ・サイクル=V_{OUT}/V_{IN})。広い入力電圧範囲にわたって、3.3Vレギュレータと5Vレギュレータの1フェーズ動作と2フェーズ動作で、RMS入力電流がどのように変化するかを図2に示します。

2フェーズ動作の利点は狭い動作範囲だけに限定されるものではなく、ほとんどのアプリケーションで2フェーズ動作の入力コンデンサの要件は、最大電流で50%のデューティ・サイクルで動作している1チャンネルだけの場合の要件にまで緩和されることがすぐに分ります。

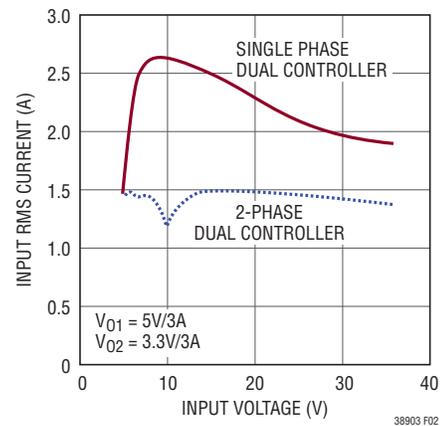


図2. RMS入力電流の比較

アプリケーション情報

最初のページの「標準的応用例」はLTC3890-3の基本的なアプリケーション回路です。LTC3890-3はDCR（インダクタの抵抗）による検出または低い値の抵抗による検出のどちらかを使うように構成することができます。2つの電流検出方式のどちらを選択するかは、主として設計上、コスト、消費電力、精度のどれを採るかで決まります。DCRによる検出は高価な電流センス抵抗を省くことができ、特に高電流のアプリケーションで電力効率が高いので普及しつつあります。ただし、電流センス抵抗からは、コントローラの最も正確な電流制限値が得られます。他の外付け部品の選択は負荷条件に基づいて行い、(もしR_{SENSE}が使われていれば) R_{SENSE}とインダクタ値の選択から始めます。次に、パワーMOSFETとショットキ・ダイオードを選択します。最後に、入力と出力のコンデンサを選択します。

SENSE⁺ピンとSENSE⁻ピン

SENSE⁺ピンとSENSE⁻ピンは、電流コンパレータへの入力です。これらのピンの同相電圧範囲は0V～28V（絶対最大値）であり、LTC3890-3は出力電圧を（許容差と過渡変動のマージンをもたせて）公称24Vまで安定化することができます。この同相範囲はV_{FB}ピンの状態には依存しません。

SENSE⁺ピンは全同相範囲にわたって高インピーダンスなので、流れる電流は多くても±1μAです。このように高インピーダンスなので、電流コンパレータをインダクタのDCRによる検出に使うことができます。

SENSE⁻ピンのインピーダンスは同相電圧に応じて変化します。SENSE⁻がINTV_{CC} - 0.5Vより低いと、1μA未満の小さな電流がこのピンから流れ出します。SENSE⁻がINTV_{CC} + 0.5Vより高いと、もっと大きな電流（約700μA）がこのピンに流れ込みます。INTV_{CC} - 0.5VとINTV_{CC} + 0.5Vの間では、電流は小電流からもっと大きな電流に遷移します。

検出ラインに関するフィルタ部品はLTC3890-3の近くに配置し、検出ラインは電流センス素子の下で4端子接続に近づけて一緒に配線します(図3を参照)。他の場所で電流を検出すると、寄生インダクタンスと容量が電流検出素子に実質的に追加され、検出端子の情報が劣化して、設定された電流制限を予測不可能にすることがあります。インダクタDCRによる検出を使う場合(図4b)、センス抵抗R1をスイッチング・ノード

の近くに配置して、敏感な小信号ノードへノイズがカップリングするのを防ぎます。

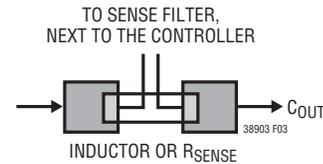
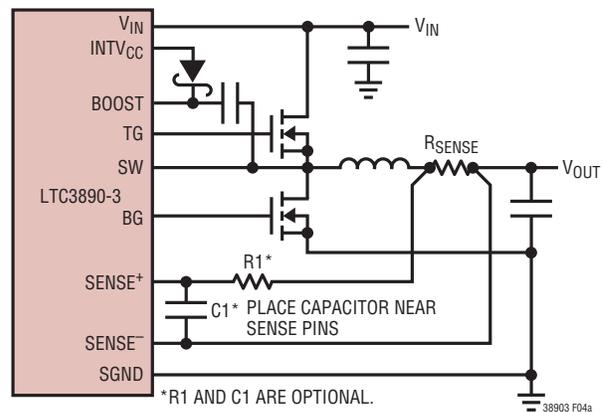
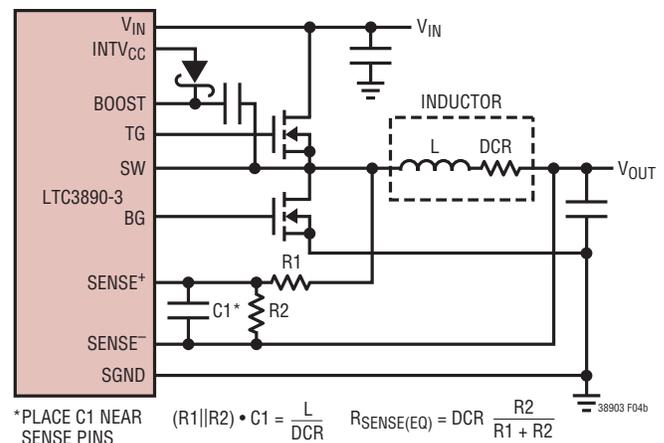


図3. インダクタまたはセンス抵抗を使ったセンス・ラインの配置



(4a) 電流検出に抵抗を使用



(4b) 電流検出にインダクタのDCRを使用

図4. 電流検出方法

アプリケーション情報

値の小さな抵抗による電流検出

ディスクリット抵抗を使用した標準的な検出回路を図4aに示します。R_{SENSE}は必要な出力電流に基づいて選択します。

電流コンパレータは、最大しきい値V_{SENSE(MAX)}を持ちます。電流コンパレータのしきい値電圧によってインダクタ電流のピーク値が設定され、このピーク値からピーク・トゥ・ピーク・リップル電流ΔI_Lの半分を差し引いた値に等しい最大平均出力電流I_{MAX}が得られます。センス抵抗の値を計算するには次式を使用します。

$$R_{\text{SENSE}} = \frac{V_{\text{SENSE(MAX)}}}{I_{\text{MAX}} + \frac{\Delta I_L}{2}}$$

アプリケーションが全動作温度範囲にわたって確実に最大負荷電流を供給するようにするには、電流検出しきい値(V_{SENSE(MAX)})の最小値を選択します。

非常に低い損失電圧でコントローラを使用すると、デューティ・ファクタ50%以上で動作中の降圧レギュレータの安定性基準に適合するために必要な内部補償のため、最大出力電流レベルが低下します。動作デューティ・ファクタに依存するピーク・インダクタ電流レベルのこの減少を推定するための特性曲線が「標準的性能特性」のセクションに示してあります。

インダクタDCRによる検出

高負荷電流で可能な限り高い効率を必要とするアプリケーションでは、図4bに示すように、LTC3890-3はインダクタのDCR両端の電圧降下を検出することができます。インダクタのDCRとは、銅線のDC抵抗の小さな値を表し、最近の値の小さい大電流インダクタでは1mΩより小さいことがあります。このようなインダクタを必要とする大電流アプリケーションでは、センス抵抗による電力損失はインダクタDCRによる検出に比べると数ポイントの効率低下になると考えられます。

外部の(R1||R2)・C1の時定数が正確にL/DCRの時定数に等しくなるように選択すると、外付けコンデンサ両端の電圧降下はインダクタのDCR両端の電圧降下にR2/(R1+R2)を掛けたものに等しくなります。R2は、目標とするセンス抵抗値よりもDCRが大きいアプリケーションの検出端子両端の電圧のスケールを設定します。外付けのフィルタ部品を適切に決定するには、インダクタのDCRを知る必要があります。インダクタのDCRは良質のRLCメーターを使って測定できますが、DCRの許容誤差は常に同じではなく、温度によって変化します。詳細については、メーカーのデータシートを参照してください。

「インダクタの値の計算」のセクションのインダクタ・リップル電流値を使用すると、目標とするセンス抵抗値は次のようになります。

$$R_{\text{SENSE(EQUIV)}} = \frac{V_{\text{SENSE(MAX)}}}{I_{\text{MAX}} + \frac{\Delta I_L}{2}}$$

アプリケーションが全動作温度範囲にわたって確実に最大負荷電流を供給するようにするには、電流検出しきい値(V_{SENSE(MAX)})の最小値を選択します。

次に、インダクタのDCRを決定します。与えられている場合は、通常20°Cで与えられているメーカーの最大値を使います。約0.4%/°Cの銅の温度係数を考慮して、この値を増加させます。(T_{L(MAX)})の控えめな値は100°Cです。

インダクタの最大DCRを必要なセンス抵抗値(R_D)に合わせてスケール調整するには、次の分圧器の比を使います。

$$R_D = \frac{R_{\text{SENSE(EQUIV)}}}{\text{DCR}_{\text{MAX}} \text{ at } T_{\text{L(MAX)}}}$$

C1は通常、0.1μF～0.47μFの範囲で選択します。これにより、R1||R2が約2kΩに強制されるので、SENSE⁺ピンの±1μAの電流によって生じるであろう誤差が減少します。

アプリケーション情報

等価抵抗 $R1 \parallel R2$ は室温のインダクタンスと最大DCRに従って次のようにスケール調整されます。

$$R1 \parallel R2 = \frac{L}{(\text{DCR at } 20^\circ\text{C}) \cdot C1}$$

センス抵抗の値は、次のようになります。

$$R1 = \frac{R1 \parallel R2}{R_D}; \quad R2 = \frac{R1 \cdot R_D}{1 - R_D}$$

R1での最大電力損失はデューティ・サイクルと関係があり、連続モード時に最大入力電圧で発生します(次式)。

$$P_{\text{LOSS } R1} = \frac{(V_{\text{IN(MAX)}} - V_{\text{OUT}}) \cdot V_{\text{OUT}}}{R1}$$

R1の電力定格がこの値より大きいことを確認します。軽負荷時に高い効率が必要な場合、DCR検出とセンス抵抗のどちらを使用するかを決定するときに、この電力損失を検討します。軽負荷での電力損失は、R1によって余分のスイッチング損失が生じるため、センス抵抗の場合よりDCRネットワークの方がわずかに大きくなる場合があります。ただし、DCRによる検出ではセンス抵抗が省かれるので、導通損失が減少し、重負荷時の効率が高くなります。ピーク効率はどちらの方法でもほぼ同じです。

インダクタ値の計算

動作周波数が高いほど小さい値のインダクタとコンデンサを使用できるという意味で、動作周波数とインダクタの選択には相関関係があります。そうであれば、なぜ誰もが大きな値の部品を使用した低い周波数での動作を選ぶのでしょうか。答えは効率です。MOSFETのスイッチング損失とゲート電荷損失のために、一般に周波数が高いほど効率が低下します。この基本的なトレードオフに加えて、リップル電流と低電流動作に対するインダクタ値の影響も考慮しなければなりません。

インダクタの値は、リップル電流に直接影響を与えます。インダクタのリップル電流 ΔI_L は、インダクタンスまたは周波数が高くなると減少し、 V_{IN} が高くなると増加します(次式)。

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

大きな値の ΔI_L を受け入れれば、低いインダクタンスを使用できますが、出力電圧リップルが高くなりコア損失が大きくなります。リップル電流を設定するための妥当な出発点は、 $\Delta I_L = 0.3(I_{\text{MAX}})$ です。 ΔI_L が最大になるのは、入力電圧が最大するときです。

インダクタの値は、2次的な影響も与えます。必要な平均インダクタ電流が低下した結果、ピーク電流が、 R_{SENSE} によって決定される電流リミットの約25%を下回ると、Burst Mode動作への移行が始まります。インダクタ値を低くすると (ΔI_L を高くすると)、相対的に低い負荷電流でバースト・モードに移行するので、低電流動作の相対的に上の範囲の効率が低下する可能性があります。Burst Mode動作では、インダクタンス値が小さくなるとバースト周波数が低下します。

インダクタのコアの選択

Lの値が求まったら、インダクタの種類を選択する必要があります。高効率コンバータは、通常、低価格の鉄粉コアに見られるコア損失を許容できないので、より高価なフェライトまたはモリパーマロイのコアを使わざるをえません。一定のインダクタの値に対して、実際のコア損失はコア・サイズには依存しませんが、選択したインダクタンス値に大きく依存します。インダクタンスが大きくなると、コア損失は減少します。インダクタンスを大きくするには、ワイヤの巻数を増やす必要があるため、銅損失は残念ながら増加します。

フェライトを使用した設計ではコア損失がきわめて小さく、高いスイッチング周波数に適しているため、設計目標を飽和の防止と銅損失に集中することができます。フェライト・コアの材質は「ハードに」飽和します。つまり、設計電流のピーク値を超えるとインダクタンスが急激に減少します。その結果、インダクタのリップル電流が急増し、そのため出力電圧リップルが増加します。コアを飽和させないでください。

アプリケーション情報

パワー MOSFET とショットキ・ダイオード (オプション) の選択

LTC3890-3ではコントローラ1つにつき、2個の外付けパワー MOSFETを選択する必要があります。トップ(メイン)スイッチ用およびボトム(同期)スイッチ用にそれぞれ1個のNチャネル MOSFETです。

ピーク・トゥ・ピーク駆動レベルはINTV_{CC}電圧により設定されます。この電圧は、起動時には標準5.1Vです(「EXTV_{CC}ピンの接続」を参照)。したがって、ほとんどのアプリケーションでは、ロジック・レベルのしきい値を持つ MOSFETを使用する必要があります。MOSFETのBV_{DSS}仕様にも十分注意してください。

パワー MOSFETの選択基準には、オン抵抗R_{DS(ON)}、ミラー容量C_{MILLER}、入力電圧、および最大出力電流が含まれます。ミラー容量C_{MILLER}は、MOSFETのメーカーのデータシートに通常記載されているゲート電荷曲線から推定することができます。C_{MILLER}は、曲線がほぼ平らな区間の水平軸に沿ったゲート電荷の増分を、規定のV_{DS}電圧変化で割ったものに等しくなります。次に、この結果に、アプリケーションで印加されるV_{DS}とゲート電荷曲線で規定されているV_{DS}との比を掛けます。このデバイスが連続モードで動作しているときのトップ MOSFETとボトム MOSFETのデューティ・サイクルは以下の式で与えられます。

$$\text{Main Switch Duty Cycle} = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}}$$

$$\text{Synchronous Switch Duty Cycle} = \frac{V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}}$$

最大出力電流での MOSFET の電力損失は、以下の式で与えられます。

$$P_{\text{MAIN}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} (I_{\text{MAX}})^2 (1 + \delta) R_{\text{DS(ON)}} + (V_{\text{IN}})^2 \left(\frac{I_{\text{MAX}}}{2} \right) (R_{\text{DR}}) (C_{\text{MILLER}}) \cdot \left[\frac{1}{V_{\text{INTVCC}} - V_{\text{THMIN}}} + \frac{1}{V_{\text{THMIN}}} \right] (f)$$

$$P_{\text{SYNC}} = \frac{V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} (I_{\text{MAX}})^2 (1 + \delta) R_{\text{DS(ON)}}$$

ここで、 δ はR_{DS(ON)}の温度依存性、R_{DR}(約2Ω)はMOSFETのミラーしきい値電圧での実効ドライブ抵抗です。V_{THMIN}は、MOSFETの最小しきい値電圧の標準値です。

I²R損失は両方のMOSFETに共通していますが、トップサイドNチャネルの式には遷移損失の項が追加されており、これは入力電圧が高いときに最も大きくなります。V_{IN} < 20Vでは、高電流のときの効率はより大型のMOSFETを使用すると向上しますが、V_{IN} > 20Vでは遷移損失が急激に増加し、その影響は、C_{MILLER}が小さく、R_{DS(ON)}が大きなデバイスを使用する方がむしろ効率が良くなるほどです。同期MOSFETの損失は、トップスイッチのデューティ・ファクタが低く入力電圧が高い場合、または同期スイッチが周期の100%近くオンになる短絡時に最も大きくなります。

MOSFETの場合の(1+ δ)の項は一般に正規化されたR_{DS(ON)}と温度の曲線で与えられますが、低電圧MOSFETの場合の近似値として $\delta = 0.005/^{\circ}\text{C}$ を使用することができます。

アプリケーション情報

図11に示されているオプションのショットキ・ダイオードD3およびD4は、2つのパワーMOSFETのそれぞれの導通期間の間に生じるデッドタイム中に導通します。これによって、ボトムMOSFETのボディ・ダイオードがデッドタイム中にオンして電荷を蓄積するのを防止し、逆回復時間を不要にします。逆回復時間により、 V_{IN} が高いときに効率が最大3%低下することがあります。平均電流は比較的小さいので、通常は1A～3Aのショットキが両方の動作領域に対する適切な妥協点となります。これより大きなダイオードは接合容量が大きいため、遷移損失が増加します。

C_{IN} と C_{OUT} の選択

2フェーズ・アーキテクチャと、入力回路(バッテリー/ヒューズ/コンデンサ)を流れるワーストケースRMS電流へのこのアーキテクチャの影響によって、 C_{IN} の選択が簡単になります。コンデンサのRMS電流の最悪条件は、片方のコントローラだけが動作しているときです。最大RMSコンデンサ電流の条件を求めるには、 V_{OUT} と I_{OUT} の積が最大になる方のコントローラを式1で使用する必要があります。他方のコントローラから供給される出力電流を増やすと、実際には入力RMSリップル電流がこの最大値から減少します。逆位相方式では、1フェーズの電源ソリューションと比較すると、入力コンデンサのRMSリップル電流が一般に30%～70%ほど減少します。

連続モードでは、トップMOSFETのソース電流のデューティ・サイクルは V_{OUT}/V_{IN} の方形波になります。大きな電圧トランジェントを防止するには、1チャンネルの最大RMS電流に対応するサイズの低ESRコンデンサを使用する必要があります。コンデンサの最大RMS電流は次式で与えられます。

$$C_{IN} \text{ Required } I_{RMS} \approx \frac{I_{MAX}}{V_{IN}} \left[(V_{OUT})(V_{IN} - V_{OUT}) \right]^{1/2} \quad (1)$$

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ で最大値を取ります。ここで、 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ です。設計では多くの場合、この単純なワーストケース条件が使用されます。条件を大きく振っても値は改善されないからです。コンデンサ・メーカーが定めるリップル電流定格は、多くの場合、わずか2000時間の動作寿命に基づいていることに注意が必要です。このため、コンデンサをさらにデイレートイングする、つまり要件よりも高い温度定格のコンデンサを選択するようにしてください。設計でのサイズまたは高さの要件に適合させるため、複数のコンデンサを並列に接続できます。LTC3890-3は動作周波数が高いため、 C_{IN} にセラミック・コンデンサを使用することもできます。疑問点がある場合は、必ずメーカーにお問い合わせください。

LTC3890-3の2フェーズ動作の利点は、電力の大きい方のコントローラに対して式1を使用し、次に両方のコントローラのチャンネルが同時にオンするとき生じるとされる損失を計算することによって推測することができます。両方のコントローラが動作しているときは、入力コンデンサのESRを流れる電流パルスのオーバーラップが減るため、総RMS電力損失が減少します。これが、デュアル・コントローラの設計では、ワーストケースのコントローラについて上式で計算した入力コンデンサの要件で十分である理由です。さらに、2フェーズ・システムではピーク電流が減少するため、入力保護ヒューズの抵抗、バッテリー抵抗、およびPC基板のトレース抵抗による各損失も減少します。マルチフェーズ設計の総合的なメリットがすべて得られるのは、効率のテストに電源/バッテリーのソース・インピーダンスが含まれている場合だけです。トップMOSFETのドレインは互いに1cm以内に配置し、 C_{IN} を共有させます。ドレインと C_{IN} を離すと、 V_{IN} に不要な電圧共振や電流共振を生じる可能性があります。

小さな(0.1 μ F～1 μ F)バイパス・コンデンサをLTC3890-3の近くに配置し、 V_{IN} ピンとグランドの間に挿入することを推奨します。 C_{IN} (C1)と V_{IN} ピンの間に10 Ω の抵抗を置くと2つのチャンネルはさらに分離されます。

アプリケーション情報

C_{OUT} は、等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。一般に、ESRの要件が満たされていれば、その容量はフィルタリング機能にも十分です。出力リップル(ΔV_{OUT})は次式で近似できます。

$$\Delta V_{OUT} \approx \Delta I_L \left(ESR + \frac{1}{8 \cdot f \cdot C_{OUT}} \right)$$

ここで、 f は動作周波数、 C_{OUT} は出力容量、 ΔI_L はインダクタのリップル電流です。 ΔI_L は入力電圧に応じて増加するので、出力リップルは入力電圧が最大のとき最大になります。

出力電圧の設定

LTC3890-3の出力電圧は、図5に示されているように、出力両端に注意深く配置した外付け帰還抵抗分割器によってそれぞれ設定されます。安定化出力電圧は次式で求められます。

$$V_{OUT} = 0.8V \left(1 + \frac{R_B}{R_A} \right)$$

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。 V_{FB} ラインは、インダクタやSWラインなどのノイズ源から離して配線するよう、十分注意してください。

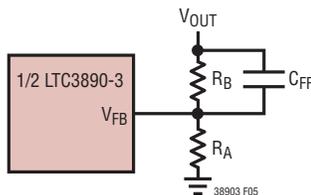


図5. 出力電圧の設定

トラッキングとソフトスタート (TRACK/SSピン)

各 V_{OUT} の起動は、対応するTRACK/SSピンの電圧によって制御されます。TRACK/SSピンの電圧が0.8Vの内部リファレンスより低いと、LTC3890-3は V_{FB} ピンの電圧を0.8VではなくTRACK/SSピンの電圧に安定化します。TRACK/SSピンを使って、外部ソフトスタート機能を設定するか、または V_{OUT} が起動時に別の電源をトラッキングするようにできます。

図6に示されているように、ソフトスタートは単にコンデンサをTRACK/SSピンからグランドに接続することによってイネーブルされます。内部1 μA 電流源がこのコンデンサを充電して、直線的に変化するランプ電圧をTRACK/SSピンに発生します。LTC3890-3は V_{FB} ピン(したがって、 V_{OUT})をTRACK/SSピンの電圧に従って制御するので、 V_{OUT} は滑らかに0Vから安定化された最終値まで上昇することができます。総ソフトスタート時間はほぼ次のようになります。

$$t_{SS} = C_{SS} \cdot \frac{0.8V}{1\mu A}$$

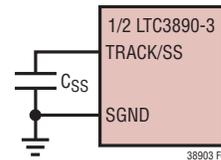
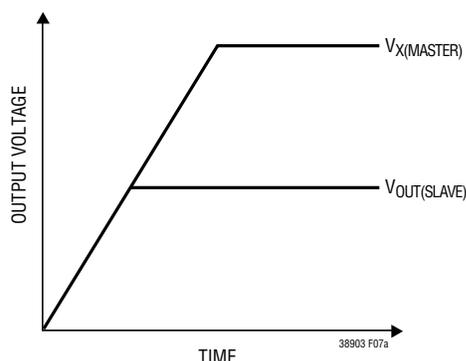


図6. TRACK/SSピンを使ったソフトスタートの設定

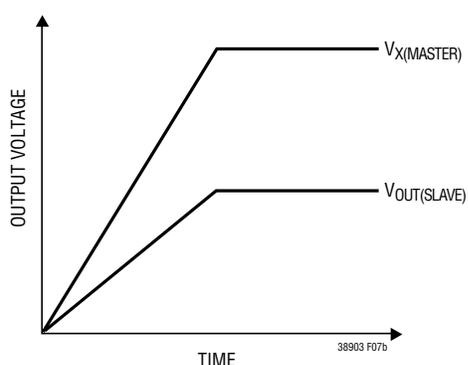
代わりに、図7aと図7bに概念的に示されているように、TRACK/SSピンを使って、起動時に2つ(以上)の電源をトラッキングすることができます。これを行うには、図8に示されているように、抵抗分割器をマスタ電源(V_X)からスレーブ電源(V_{OUT})のTRACK/SSピンに接続します。起動中、 V_{OUT} は抵抗分割器によって次のように設定された比に従って V_X をトラッキングします。

$$\frac{V_X}{V_{OUT}} = \frac{R_A}{R_{TRACKA}} \cdot \frac{R_{TRACKA} + R_{TRACKB}}{R_A + R_B}$$

アプリケーション情報



(7a) 同時トラッキング



(7b) 比例トラッキング

図7. 出力電圧トラッキングの2つの異なるモード

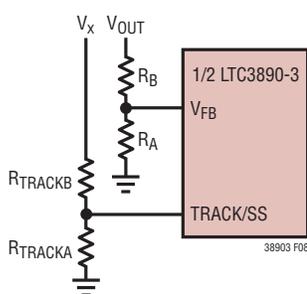


図8. TRACK/SSピンを使ったトラッキング

同時トラッキング(起動する間 $V_{OUT} = V_X$)の場合、次のようになります。

$$R_A = R_{TRACKA}$$

$$R_B = R_{TRACKB}$$

INTV_{CC}レギュレータ

LTC3890-3には2つの異なるPチャネル低損失リニア・レギュレータ(LDO)が内蔵されており、EXTV_{CC}ピンの接続状態に従って、V_{IN}電源ピンまたはEXTV_{CC}ピンのどちらからかINTV_{CC}ピンに電力を供給します。INTV_{CC}はゲート・ドライバとLTC3890-3の内部回路のほとんどに電力を供給します。V_{IN}LDOとEXTV_{CC}LDOはINTV_{CC}を5.1Vに安定化します。これらの各LDOは50mAのピーク電流を供給可能であり、4.7μF以上のセラミック・コンデンサでグラウンドにバイパスする必要があります。どんな種類のバルク・コンデンサを使うにしても、追加の1μFセラミック・コンデンサをデバイスのINTV_{CC}ピンとPGNDピンのすぐ近くに接続することを推奨します。MOSFETゲート・ドライバが必要とする大きなトランジエント電流を供給し、チャネル間の相互作用を防ぐため、十分なバイパスが必要です。

大きなMOSFETが高い周波数でドライブされる高入力電圧のアプリケーションでは、LTC3890-3の最大接合部温度定格を超える恐れがあります。ゲート充電電流によって支配されるINTV_{CC}電流は、V_{IN}LDOまたはEXTV_{CC}LDOのどちらかによって供給することができます。EXTV_{CC}ピンの電圧が4.7Vより低いと、V_{IN}LDOがイネーブルされます。この場合のデバイスの電力損失は最大となり、 $V_{IN} \cdot I_{INTVCC}$ に等しくなります。「効率に関する検討事項」で説明されているように、ゲート充電電流は動作周波数に依存します。接合部温度は「電気的特性」のNote 3に与えられている式を使って推定することができます。たとえば、LTC3890E-3のINTV_{CC}電流は、70°Cの周囲温度でEXTV_{CC}電源を使用しない場合、次に示すように、40Vの電源では15mA未満に制限されます。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (15\text{mA})(40\text{V})(90^\circ\text{C/W}) = 125^\circ\text{C}$$

アプリケーション情報

最大接合部温度を超えないようにするには、最大 V_{IN} での強制連続モード (PLLIN/MODE = INTV_{CC}) 動作時の入力電源電流をチェックする必要があります。

EXTV_{CC} ピンに印加される電圧が 4.7V を超えると、 V_{IN} LDO がオフして EXTV_{CC} LDO がイネーブルされます。EXTV_{CC} に与えられる電圧が 4.5V より上に保たれる限り、EXTV_{CC} LDO はオンしたままです。EXTV_{CC} LDO は INTV_{CC} の電圧を 5.1V に安定化しようとするので、EXTV_{CC} が 5.1V より低い間は LDO がドロップアウト状態になり、INTV_{CC} の電圧はほぼ EXTV_{CC} に等しくなります。EXTV_{CC} が 5.1V より高く、絶対最大定格の 14V を超えないとき、INTV_{CC} は 5.1V に安定化されます。

EXTV_{CC} LDO を使うと、通常動作時には、MOSFET ドライバとコントロールの電力を LTC3890-3 のスイッチング・レギュレータの 1 つの出力 ($4.7V \leq V_{OUT} \leq 14V$) から得ることができ、出力が安定化状態から外れると (たとえば、起動時や短絡時)、 V_{IN} LDO から得ることができます。EXTV_{CC} LDO を通して規定値以上の電流が必要な場合は、EXTV_{CC} ピンと INTV_{CC} ピンの間に外付けのショットキ・ダイオードを追加することができます。この場合、6V を超える電圧を EXTV_{CC} に印加しないでください。また、 $EXTV_{CC} \leq V_{IN}$ であることを確認してください。

ドライバ電流および制御電流に起因する V_{IN} 電流は、(デューティ・サイクル) / (スイッチャの効率) に比例するため、出力から INTV_{CC} に電力を供給すれば効率と熱特性を大幅に改善できます。つまり、5V ~ 14V のレギュレータ出力の場合、EXTV_{CC} ピンを直接 V_{OUT} に接続します。EXTV_{CC} ピンを 8.5V 電源に接続すると、前の例の接合部温度は 125°C から次の値まで下がります。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (15\text{mA})(8.5\text{V})(90^\circ\text{C}/\text{W}) = 82^\circ\text{C}$$

ただし、3.3V など他の低電圧出力の場合、出力から INTV_{CC} の電力を得るには追加回路が必要です。

以下、EXTV_{CC} の可能な 4 つの接続方法を示します。

1. EXTV_{CC} をグラウンドに接続します。こうすると、5.1V の内部レギュレータから INTV_{CC} に電力が供給されるため、入力電圧が高いときに効率が最大で 10% ほど低下します。
2. EXTV_{CC} を V_{OUT} に直接接続します。これは 5V ~ 14V のレギュレータでは通常の接続であり、効率が最も高くなります。
3. EXTV_{CC} を外部電源に接続します。5 ~ 14V の外部電源を利用できる場合、MOSFET ゲート・ドライブの要件に適合していれば、これを使用して EXTV_{CC} に電力を供給することができます。必ず $EXTV_{CC} < V_{IN}$ となるようにします。
4. 出力を電源とする昇圧回路網に EXTV_{CC} を接続します。3.3V レギュレータなどの低電圧レギュレータでは、4.7V 以上に昇圧した出力から得られる電圧に EXTV_{CC} を接続すれば効率が改善されます。これは、図 9 に示されているような容量性チャージポンプを使って行うことができます。必ず $EXTV_{CC} < V_{IN}$ となるようにします。

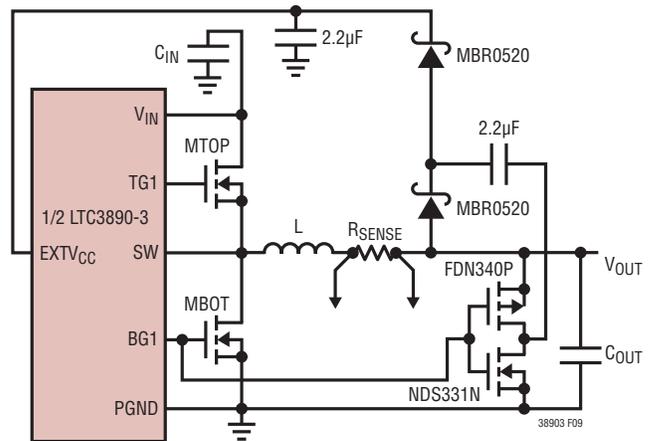


図 9. EXTV_{CC} の容量性チャージポンプ

アプリケーション情報

トップ MOSFET ドライバの電源 (C_B、D_B)

BOOST ピンに接続された外付けのブートストラップ・コンデンサ C_B は、トップサイド MOSFET にゲート・ドライブ電圧を供給します。SW ピンが“L”のとき、「機能図」のコンデンサ C_B が INTV_{CC} から外付けダイオード D_B を通して充電されます。トップサイド MOSFET の 1 つをオンさせるとき、ドライバはその MOSFET のゲート・ソース間に C_B の電圧を印加します。これによってこのトップ MOSFET スイッチが導通し、オンします。スイッチ・ノード電圧 SW は V_{IN} まで上昇し、BOOST ピンの電圧もこれに追従します。トップ MOSFET がオンしているとき、BOOST 電圧は入力電源より高くなります。V_{BOOST} = V_{IN} + V_{INTVCC}。昇圧コンデンサ C_B はトップ MOSFET の全入力容量の 100 倍の値が必要です。外付けショットキ・ダイオードの逆ブレークダウン電圧は V_{IN (MAX)} より大きくなければなりません。

外付けダイオード D_B は、ショットキ・ダイオードまたはシリコン・ダイオードにすることができますが、どちらの場合も、リーク電流が小さく、リカバリが高速なものにします。このダイオードの高温時における逆リーク電流の仕様には十分注意を払ってください。一般的に、逆リーク電流は高温時にかなり増加します。スイッチングの頻度が低く出力電圧が約 5V を上回るアプリケーションでは、ダイオード D_B のリーク電流が大きいと、ブートストラップ・コンデンサ C_B を放電しきって、出力電圧から BOOST ピンと INTV_{CC} への電流経路が形成される可能性があります。これにより、コンバータの静止電流が増えるだけでなく、リーク電流が INTV_{CC} の消費電流を超えた場合に INTV_{CC} が危険なレベルまで上昇する可能性があります。

特に、これは無負荷時または負荷が非常に軽いときの Burst Mode 動作で問題になります。この動作の場合、デバイスはスイッチングの頻度がかなり低くなり、INTV_{CC} を流れる電流が非常に少なくなります (標準で約 35μA)。一般に、パルス・スキップ・モードと強制連続モードでは、頻繁にスイッチングすることでブートストラップ・コンデンサ C_B を充電された状態に

保つことにより、出力電圧から INTV_{CC} への電流経路が形成されないようにするので、リーク電流の影響をあまり受けません。

ただし、コンバータが(どのモードであっても)動作していてシャットダウンする場合、出力電圧が約 5V を下回るまで放電する前にダイオード D_B のリーク電流によりブートストラップ・コンデンサ C_B が完全に放電されると、出力電圧から INTV_{CC} への漏れ電流経路が形成される可能性があります。シャットダウン状態では、INTV_{CC} ピンは約 30μA をシンク可能です。シャットダウン状態のこの値を超えるダイオードのリーク電流に対応するため、INTV_{CC} は外付け抵抗で負荷をかけるか、またはツェナー・ダイオードでクランプすることができます。あるいは、コンバータがシャットダウンすると PGOOD が“L”に引き下げられるので、PGOOD 抵抗を使って電流をシンクすることができます (抵抗で INTV_{CC} にプルアップすることを仮定)。いずれにしても、あらゆる条件下で低静止電流を維持するには、漏れ電流の少ないダイオードを使用することが最良の選択肢です。

フォルト状態: 電流制限と電流フォールドバック

LTC3890-3 のピーク電流モード制御アーキテクチャは、出力がグラウンドに短絡したときにインダクタ電流を制限します。デューティ・サイクルが非常に低いときの短絡状態では、LTC3890-3 は短絡電流を制限するためにサイクル・スキップを開始します。この状況ではボトム MOSFET が大半の電力を消費します。短絡時のリップル電流は、次式のように、LTC3890-3 の最小オン時間 t_{ON (MIN)} (約 90ns)、入力電圧およびインダクタ値によって決まります。

$$\Delta I_{L(SC)} = t_{ON(MIN)} \left(\frac{V_{IN}}{L} \right)$$

この結果生じる平均短絡電流は次のとおりです。

$$I_{SC} = I_{LIM(MAX)} - \frac{1}{2} \Delta I_{L(SC)}$$

アプリケーション情報

フェーズロック・ループと周波数同期

LTC3890-3には位相周波数検出器、ローパス・フィルタおよび電圧制御発振器(VCO)で構成される内部フェーズロック・ループ(PLL)が備わっています。これにより、コントローラ1のトップMOSFETのターンオンを、PLLIN/MODEピンに加えられた外部クロック信号の立ち上がりエッジにロックさせることができます。したがって、コントローラ2のトップMOSFETのターンオンは、外部クロックに対して180度位相がずれます。位相検出器はエッジに反応するデジタル・タイプで、外部発振器と内部発振器の位相シフトをゼロ度にします。この種の位相検出器は、外部クロックの高調波に誤ってロックすることがありません。

外部クロックの周波数が内部発振器の周波数(f_{OSC})より高いと、位相検出器の出力から電流を連続的にソースし、VCO入力を引き上げます。外部クロックの周波数が f_{OSC} より低いと、電流を連続的にシンクし、VCO入力を引き下げます。外部周波数と内部周波数が等しくても位相が異なると、位相差に相当する時間だけ電流源がオンします。VCO入力の電圧は、内部発振器と外部発振器の位相と周波数が等しくなるまで調整されます。安定した動作点では、位相検出器の出力は高インピーダンスになり、内部フィルタ・コンデンサCLPがVCO入力の電圧を保持します。

TC3890-3は周波数がTC3890-3の内部VCOの範囲(公称55kHz~1MHz)の外部クロックにだけ同期することができることに注意してください。これは75kHz~850kHzとなることが保証されています。

外部クロック入力(PLLIN/MODEピンの)“H”のしきい値は標準で1.6V、“L”のしきい値は1.1Vです。

FREQピンを使って自走周波数を必要な同期周波数の近くに設定することにより、高速フェーズロックを実現することができます。VCOの入力電圧はFREQピンによって設定される周波数に対応した周波数にプリバイアスされます。プリバイアスされていると、PLLは周波数をわずかに調整するだけでフェーズロックと同期を実現することができます。自走周波数を外部クロック周波数に近くに設定することは必須ではありませんが、近くに設定すると、PLLがロックする際に動作周波数が広い周波数範囲を通過せずに済みます。



図10. 発振器周波数とFREQピンの抵抗値の関係

FREQピンを使用できるさまざまな状態を表2にまとめます。

表2

FREQピン	PLLIN/MODEピン	周波数
0V	DC電圧	350kHz
INTV _{CC}	DC電圧	535kHz
抵抗	DC電圧	50kHz~900kHz
上記のいずれか	外部クロック	外部クロックにフェーズロック

アプリケーション情報

最小オン時間に関する検討事項

最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ は、LTC3890-3 がトップ MOSFET をオンすることができる最小時間です。これは内部タイミング遅延とトップ MOSFET をオンするのに必要なゲート電荷の量によって決まります。低デューティ・サイクルのアプリケーションでは、この最小オン時間のリミットに接近する可能性があるため、以下の点に注意が必要です。

$$t_{ON(MIN)} < \frac{V_{OUT}}{V_{IN}(f)}$$

デューティ・サイクルが最小オン時間で対応可能な値より低くなると、コントローラはサイクル・スキップを開始します。出力電圧は引き続き安定化されますが、電圧リップルと電流リップルが増加します。

LTC3890-3 の最小オン時間は、約 90ns です。ただし、ピーク検出電圧が低下するに従って最小オン時間は最長約 TBDns まで次第に増加します。これは、強制連続アプリケーションでリップル電流が小さく負荷が軽い場合に、特に懸念される点です。この状況でデューティ・サイクルが最小オン時間のリミットを下回ると、大きなサイクル・スキップが発生する可能性があります。それに応じて電流および電圧のリップルが大きくなります。

効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータのパーセント表示の効率は、出力電力を入力電力で割って 100% を掛けたものに等しくなります。個々の損失を解析して、効率を制限する要素がどれであり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断できる場合がよくあります。パーセント表示での効率は、次式で表すことができます。

$$\% \text{ 効率} = 100\% - (L1 + L2 + L3 + \dots)$$

ここで、L1、L2 などは入力電力に対するパーセント値で表した個々の損失です。

回路内の電力を消費するすべての要素で損失が生じますが、LTC3890-3 の回路の損失の大部分は、次の 4 つの主な損失要因によって生じます。それは、1) デバイスの V_{IN} 電流、2) $INTV_{CC}$ レギュレータ電流、3) I^2R 損失、4) トップサイド MOSFET の遷移損失です。

1. V_{IN} 電流は「電気的特性」の表に記載されている DC 電源電流であり、これには MOSFET ドライバ電流や制御電流は含まれません。 V_{IN} 電流による損失は通常小さな値です (0.1% 未満)。
2. $INTV_{CC}$ 電流は、MOSFET ドライバ電流と制御電流の合計です。MOSFET ドライバ電流は、パワー MOSFET のゲート容量をスイッチングすることによって流れます。MOSFET のゲートが“L”から“H”に切り替わり、再び“L”に切り替わるたびに、 $INTV_{CC}$ からグラウンドに一定量の電荷 (dQ) が移動します。それによって生じる dQ/dt は $INTV_{CC}$ から流出する電流であり、一般に制御回路の電流よりはるかに大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ です。ここで、 Q_T と Q_B はトップ MOSFET とボトム MOSFET のゲート電荷です。

出力から得られる電力ソースから $EXTV_{CC}$ を介して $INTV_{CC}$ に電力を供給すると、ドライバおよび制御回路に必要な V_{IN} 電流は、(デューティ・サイクル) / (効率) を比例係数にして減少します。たとえば、20V から 5V への降圧アプリケーションでは、 $INTV_{CC}$ 電流が 10mA の場合、 V_{IN} 電流は約 2.5mA になります。これにより、(ドライバが V_{IN} から直接電力を供給されている場合) 中間電流損失は、10% 以上からわずかに数パーセントに減少します。

アプリケーション情報

3. I^2R 損失は、ヒューズ(使用する場合)、MOSFET、インダクタ、電流センス抵抗の各DC抵抗、入力および出力コンデンサのESRから予測できます。連続モードでは、Lや R_{SENSE} に平均出力電流が流れますが、トップMOSFETと同期MOSFETの間でこま切れにされます。2個のMOSFETの $R_{DS(ON)}$ がほぼ同じ場合、片方のMOSFETの抵抗に、Lの抵抗、 R_{SENSE} 、およびESRを加算するだけで I^2R 損失を求めることができます。たとえば、各 $R_{DS(ON)} = 30m\Omega$ 、 $R_L = 50m\Omega$ 、 $R_{SENSE} = 10m\Omega$ 、および $R_{ESR} = 40m\Omega$ (入力容量と出力容量の両方の損失の和)であれば、全抵抗は $130m\Omega$ です。この結果、5V出力の場合、出力電流が1Aから5Aに増加すると損失は3%~13%、3.3V出力では4%~20%の範囲になります。外付け部品および出力電力レベルが同じ場合、効率は V_{OUT} の2乗に反比例して変化します。高性能デジタル・システムでは低出力電圧と大電流がますます要求されているので、その相乗効果により、スイッチング・レギュレータ・システムの損失項の重要性は倍増ではなく4倍増となります。
4. 遷移損失はトップMOSFETだけに生じ、しかも高入力電圧(通常15V以上)で動作しているときに限って大きくなります。遷移損失は次式から概算できます。

$$\text{遷移損失} = (1.7) \cdot V_{IN} \cdot 2 \cdot I_{O(MAX)} \cdot C_{RSS} \cdot f$$

銅トレースや内部バッテリー抵抗など他の隠れた損失は、携帯用システムではさらに5%~10%の効率低下を生じる可能性があります。これらのシステム・レベルの損失を設計段階で含めることが非常に重要です。内部バッテリーとヒューズの抵抗損失は、スイッチング周波数において C_{IN} に適切な電荷を蓄積し、ESRを小さくすれば最小に抑えることができます。25W電源は一般にESRが最大 $20m\Omega$ ~ $50m\Omega$ の

最小 $20\mu F$ ~ $40\mu F$ の容量を必要とします。LTC3890-3の2フェーズ・アーキテクチャの場合、通常必要な入力容量は競合製品に比べて半分になります。デッドタイムのショットキの導通損失やインダクタのコア損失など、その他の損失が占める割合は、一般に全追加損失の2%未満です。

トランジェント応答のチェック

レギュレータのループ応答は、負荷電流のトランジェント応答を調べることで確認できます。スイッチング・レギュレータは、DC(抵抗性)負荷電流のステップに反応するのに数サイクルを要します。負荷ステップが発生すると、 V_{OUT} は ΔI_{LOAD} (ESR)に等しい大きさだけシフトします。ここで、ESRは C_{OUT} の等価直列抵抗です。また ΔI_{LOAD} は、 C_{OUT} の充電または放電を開始して、帰還誤差信号を発生します。この信号によりレギュレータは、電流変化に適応して V_{OUT} を定常状態の値に戻すよう強制されます。この回復期間に、安定性に問題があることを示す過度のオーバーシュートやリングングが発生しないか、 V_{OUT} をモニタできます。OPTI-LOOP補償回路により、幅広い出力容量値およびESR値にわたってトランジェント応答を最適化することができます。ITHピンを備えているので、制御ループ動作を最適化できるだけでなく、DC結合され、ACフィルタを通した閉ループ応答のテスト・ポイントも得られます。このテスト・ポイントでのDCステップ、立ち上がり時間、およびセトリングは、閉ループ応答を正確に反映します。2次特性が支配的なシステムを想定すれば、位相余裕や減衰係数は、このピンで見られるオーバーシュートのパーセンテージを使用して概算することができます。このピンの立ち上がり時間を調べることで、帯域幅も概算できます。図13の回路に示すITHピンの外付け部品は、ほとんどのアプリケーションにおいて妥当な出発点となります。

アプリケーション情報

ITHの直列R_C-C_Cフィルタにより、支配的なポール-ゼロ・ループ補償が設定されます。これらの値は、最終的なプリント回路基板のレイアウトを完了し、特定の出力コンデンサの種類と容量値を決定したら、トランジェント応答を最適化するために多少は(推奨値の0.5~2倍)変更することができます。ループの利得と位相は、出力コンデンサのさまざまな種類と値によって決まるため、出力コンデンサを適切に選択する必要があります。立ち上がり時間が1μs~10μsの、全負荷電流の20%~80%の出力電流パルスによって、帰還ループを開くことなく全体的なループの安定性を判断することができる出力電圧波形とITHピンの波形が発生します。

パワー MOSFET を出力コンデンサの両端に直接接続し、適当な信号発生器でそのゲートを駆動するのが、現実的な負荷ステップ状態を発生する実用的な方法です。出力電流のステップ変化によって生じる初期出力電圧ステップは帰還ループの帯域幅内にない場合があるため、位相マージンを決定するのにこの信号を使用することはできません。このため、ITHピンの信号を調べる方が確実です。この信号は帰還ループ内にあり、フィルタを通して補償された制御ループ応答です。

ループの利得はR_Cを大きくすると増加し、ループの帯域幅はC_Cを小さくすると広がります。C_Cを減少させるのと同じ比率でR_Cを増加させると、ゼロの周波数は変化しないため、帰還ループの最も重要な周波数範囲で位相シフトが一定に保たれます。出力電圧のセトリング動作は閉ループ・システムの安定性に関係し、電源全体の実際の性能を表します。

次に、大容量の(>1μF)電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷をスイッチングすると、さらに大きなトランジェントが発生します。放電しきったバイパス・コンデンサが実質的にC_{OUT}と並列接続状態になるため、V_{OUT}が急激に低下します。負荷スイッチの抵抗が小さく、かつ急速に駆動されると、どのようなレギュレータでも、出力電圧の急激なステップ変化を防止するだけ素早く電流供給を変えることはできません。C_{LOAD}対C_{OUT}の比率が1:50より大きい場合は、スイッチの立ち上がり時間を制御して、負荷の立ち上がり時間を約25・C_{LOAD}に制限するようにしてください。そうすることにより、10μFのコンデンサでは250μsの立ち上がり時間が必要とされ、充電電流は約200mAに制限されるようになります。

設計例

1チャンネルの場合の設計例として、V_{IN} = 12V(公称)、V_{IN} = 22V(最大)、V_{OUT} = 3.3V、I_{MAX} = 5A、V_{SENSE}(MAX) = 75mVおよびf = 350kHzと仮定します。

リップル電流を30%と仮定して、まずインダクタンス値を選択します。リップル電流の最大値は、最大入力電圧で発生します。FREQピンをGNDに接続すると350kHz動作になります。30%のリップル電流の場合、最小インダクタンスは次式のとおりです。

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

4.7μHのインダクタは29%のリップル電流を発生します。ピーク・インダクタ電流は、最大DC値にリップル電流の1/2を加えた値(つまり5.73A)になります。リップル電流を増やすことは、最小オン時間である95nsに違反しないようにするのも役立ちます。最小オン時間は、以下のように最大V_{IN}で発生します。

$$t_{ON(MIN)} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}(f)} = \frac{3.3V}{22V(350kHz)} = 429ns$$

アプリケーション情報

等価 R_{SENSE} の抵抗値は、最大電流検出しきい値 (43mV) の最小値を使用することによって算出することができます。

$$R_{\text{SENSE}} \leq \frac{64\text{mV}}{5.73\text{A}} \approx 0.01\Omega$$

1% 抵抗を選択すると、 $R_A = 25\text{k}$ および $R_B = 78.7\text{k}$ のとき出力電圧は 3.32V になります。

トップ MOSFET の電力損失は容易に推定できます。Fairchild FDS6982S デュアル MOSFET を選択すると、 $R_{\text{DS(ON)}} = 0.035\Omega/0.022\Omega$ 、 $C_{\text{MILLER}} = 215\text{pF}$ となります。T (概算値) = 50°C で最大入力電圧の場合、次のようになります。

$$P_{\text{MAIN}} = \frac{3.3\text{V}}{22\text{V}} (5\text{A})^2 [1 + (0.005)(50^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C})] \\ (0.035\Omega) + (22\text{V})^2 \frac{5\text{A}}{2} (2.5\Omega)(215\text{pF}) \cdot \\ \left[\frac{1}{5\text{V} - 2.3\text{V}} + \frac{1}{2.3\text{V}} \right] (350\text{kHz}) = 331\text{mW}$$

グラウンドへの短絡によって、次のフォールドバック電流が流れます。

$$I_{\text{SC}} = \frac{34\text{mV}}{0.01\Omega} - \frac{1}{2} \left(\frac{95\text{ns}(22\text{V})}{4.7\mu\text{H}} \right) = 3.18\text{A}$$

ただし、標準的な値は $R_{\text{DS(ON)}}$ で、 $\delta = (0.005/^\circ\text{C})(25^\circ\text{C}) = 0.125$ です。その結果生じるボトム MOSFET の電力損失は次のとおりです。

$$P_{\text{SYNC}} = (3.18\text{A})^2 (1.125)(0.022\Omega) \\ = 250\text{mW}$$

これは最大負荷状態での値より小さい値です。

C_{IN} は、このチャンネルだけが動作しているものと仮定して、全動作温度で最低 3A の RMS 電流定格のものを選択します。 C_{OUT} は、出力リップルが小さくなるように ESR が 0.02Ω のも

のを選択します。連続モードでの出力リップルは、入力電圧が最大のときに最大になります。ESR による出力電圧リップルは、およそ次のとおりです。

$$V_{\text{ORIPPLE}} = \text{RESR} (\Delta I_L) = 0.02\Omega(1.45\text{A}) = 29\text{mV}_{\text{p-p}}$$

PC 基板レイアウトのチェックリスト

プリント回路基板をレイアウトするときは、以下のチェックリストを使用して、このデバイスが正しく動作するようにします。これらの項目は図 11 のレイアウト図にも示してあります。連続モードで動作している 2 フェーズ同期整流式レギュレータの様々な枝路に現れる電流波形を図 12 に示します。レイアウトでは、以下の項目をチェックしてください。

1. N チャンネル MOSFET の MTOP1 と MTOP2 は互いに 1cm 以内に配置され、 C_{IN} で共通ドレイン接続されていますか。2 つのチャンネルの入力デカップリングを分割すると大きな共振ループが形成されることがあるので、入力デカップリングは分割しないでください。
2. 信号グラウンドと電源グラウンドは分離されていますか。1 つにまとめたこのデバイスの信号グラウンド・ピンと C_{INTVCC} のグラウンド・リターンは、1 つにまとめた C_{OUT} の (-) 端子に戻す必要があります。トップ N チャンネル MOSFET、ショットキ・ダイオードおよび C_{IN} コンデンサで形成される経路のリードと PC トレースを短くします。コンデンサは互いに隣接させ、また上記のショットキ・ループからは離して配置し、出力コンデンサの (-) 端子と入力コンデンサの (-) 端子を可能な限り近づけて接続してください。
3. LTC3890-3 の V_{FB} ピンの抵抗分割器は C_{OUT} の (+) 端子に接続されていますか。抵抗分割器は、 C_{OUT} の (+) 端子と信号グラウンドの間に接続する必要があります。帰還抵抗は入力コンデンサからの高電流入力経路に沿って配置しないでください。

アプリケーション情報

4. SENSE⁺とSENSE⁻は最小の基板トレース間隔で一緒に配線されていますか。SENSE⁺とSENSE⁻の間のフィルタ・コンデンサは、できるだけデバイスに近づけて配置します。SENSE抵抗にはケルビン接続を使って精密な電流検出を確実にを行います。
5. INTV_{CC}のデカップリング・コンデンサは、INTV_{CC}と電源グラウンド・ピン間に、デバイスの近くで接続されていますか。このコンデンサはMOSFETドライバのピーク電流を供給します。1 μ Fセラミック・コンデンサを1個、INTV_{CC}ピンとPGNDピンのすぐ隣に追加すると、ノイズ性能を大幅に改善できます。
6. スイッチング・ノード(SW1、SW2)、トップ・ゲート・ノード(TG1、TG2)、およびブースト・ノード(BOOST1、BOOST2)を敏感な小信号ノード、特に反対側のチャネルの電圧検出帰還ピンおよび電流検出帰還ピンから離してください。これらすべてのノードの信号は非常に大きく高速に変化するので、LTC3890-3の出力側に置き、基板のトレース面積を最小限に抑えます。
7. 改良型の「スター・グラウンド」手法を使用します。これは、入力コンデンサおよび出力コンデンサと同じ基板の側にある低インピーダンスの大きな銅領域の中央接地点で、ここにINTV_{CC}デカップリング・コンデンサの下側、帰還抵抗分圧器の下側、およびデバイスのSGNDピンを接続します。

PC基板レイアウトのデバッグ

最初、1つのコントローラだけオンします。回路をテストするとき、DC～50MHzの電流プローブを使用してインダクタの電流をモニタすることは有用です。出力スイッチング・ノード(SWピン)をモニタして、オシロスコープを内部発振器に同期させ、実際の出力電圧も調べてください。アプリケーションで予想される動作電圧および電流範囲で、適切な性能が達成されていることをチェックします。ドロップアウト状態になるまでの入力電圧範囲で、さらに、出力負荷が低電流動作しきい値(Burst Mode動作では通常最大設計電流レベルの25%)を下回るまで、動作周波数が保たれるようにしてください。

適切に設計によって実装された低ノイズのPCBにおいては、デューティ・サイクルのパーセンテージがサイクル間で変動しません。低調波の周期でデューティ・サイクルが変動する場合、電流検出入力または電圧検出入力にノイズを拾っているか、またはループ補償が適当でない可能性があります。レギュレータの帯域幅の最適化が不要であれば、ループの過補償を用いてPCレイアウトの不備を補うことができます。両方のコントローラを同時にオンするのは必ず各コントローラの個々の性能をチェックした後にしてください。特に条件の厳しい動作領域は、一方のコントローラ・チャネルが電流コンパレータのトリップ点に近づいているときに他方のチャネルがトップMOSFETをオンするときです。これは内部クロックの位相同期のために、どちらかのチャネルのデューティ・サイクルが50%付近のとき発生し、デューティ・サイクルの小さなジッタを引き起こす可能性があります。

アプリケーション情報

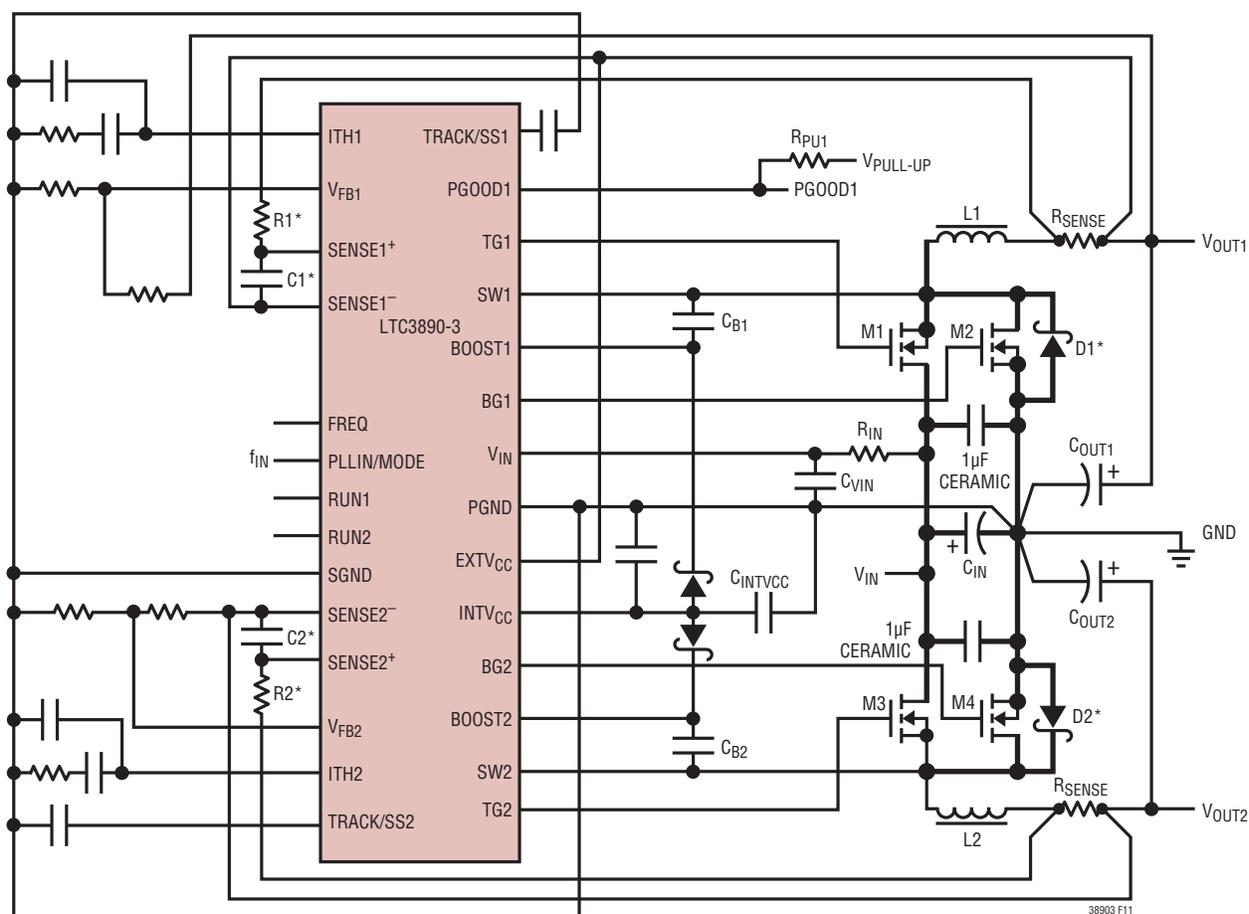
V_{IN} をその公称レベルから下げて、ドロップアウト状態のレギュレータ動作を確認します。出力をモニタしながらさらに V_{IN} を下げて動作を確認し、低電圧ロックアウト回路の動作をチェックします。

問題があるのは出力電流が大きいときのみ、または入力電圧が高いときのみであるかどうかを調べます。入力電圧が高くかつ出力電流が小さいときに問題が発生する場合は、BOOST、SW、TGおよびBGの各接続と、影響を受けやすい電圧ピンおよび電流ピンとの間の容量性結合を調べます。電流検出ピン間に接続するコンデンサは、デバイスのピンのすぐ近くに配置する必要があります。このコンデンサは、高周波容量性結合による差動ノイズの混入の影響を最小限に抑えるのに役立ちます。入力電圧が低く電流出力負荷が大きいときに問題が生じる場合は、 C_{IN} 、ショットキ・ダイオード、およびトッ

MOSFETと、ノイズの影響を受けやすい電流および電圧検出トレース間に誘導性結合がないかを調べます。さらに、これらの部品とデバイスのSGNDピンの間の共通グランド経路の電圧ピックアップも調べてください。

電流検出のリード線を逆方向に接続した場合、その他の点ではスイッチング・レギュレータが正しく動作するため、かえって見逃すおそれのある厄介な問題が生じます。このような不適切な接続状態でも出力電圧は維持されますが、電流モード制御の利点は得られません。電圧ループの補償は部品選択に対してはるかに敏感です。この現象は電流センス抵抗を一時的に短絡して調べることができます。センス抵抗を短絡してもレギュレータは引き続き出力電圧を制御するので心配いりません。

アプリケーション情報



*R1, R2, C1, C2, D1, D2 ARE OPTIONAL.

図11. プリント回路基板の推奨レイアウト図

アプリケーション情報

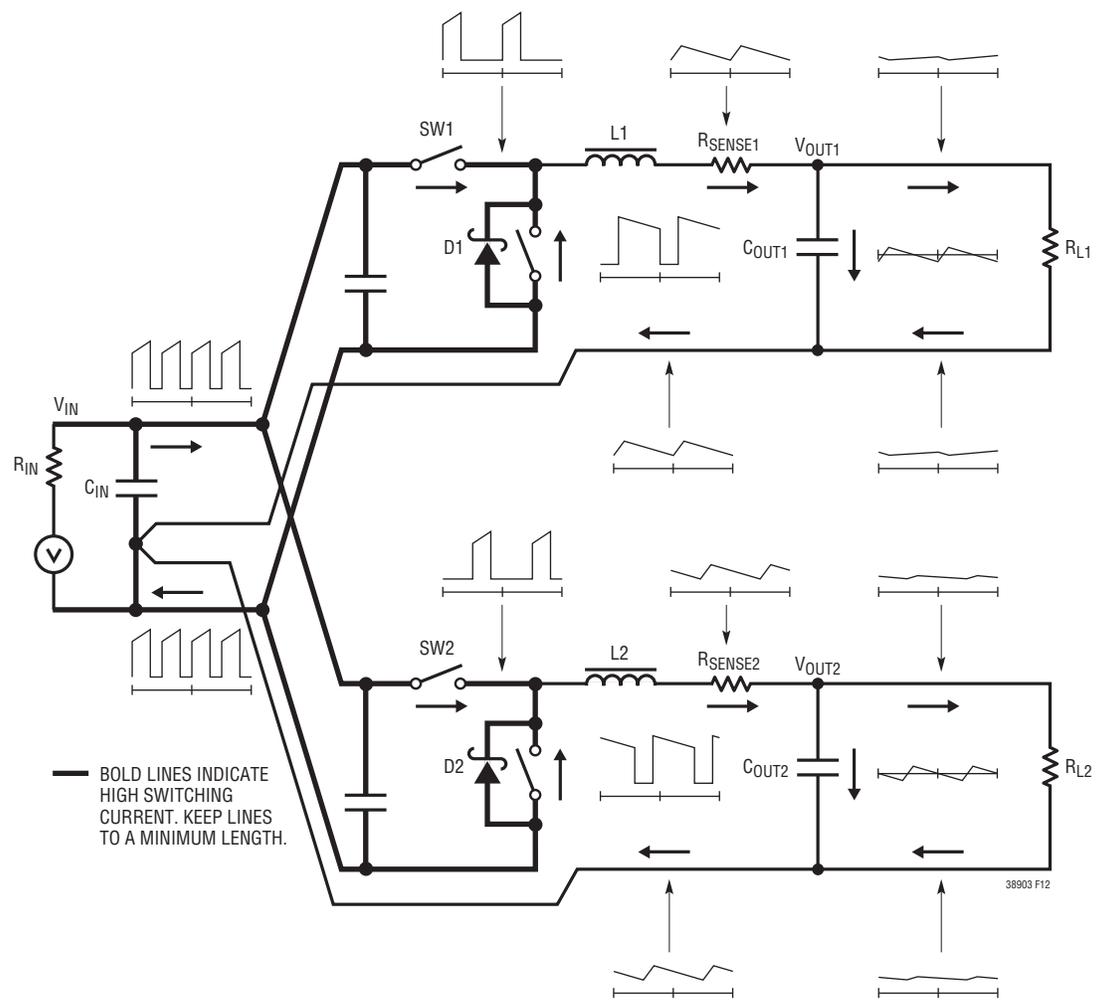
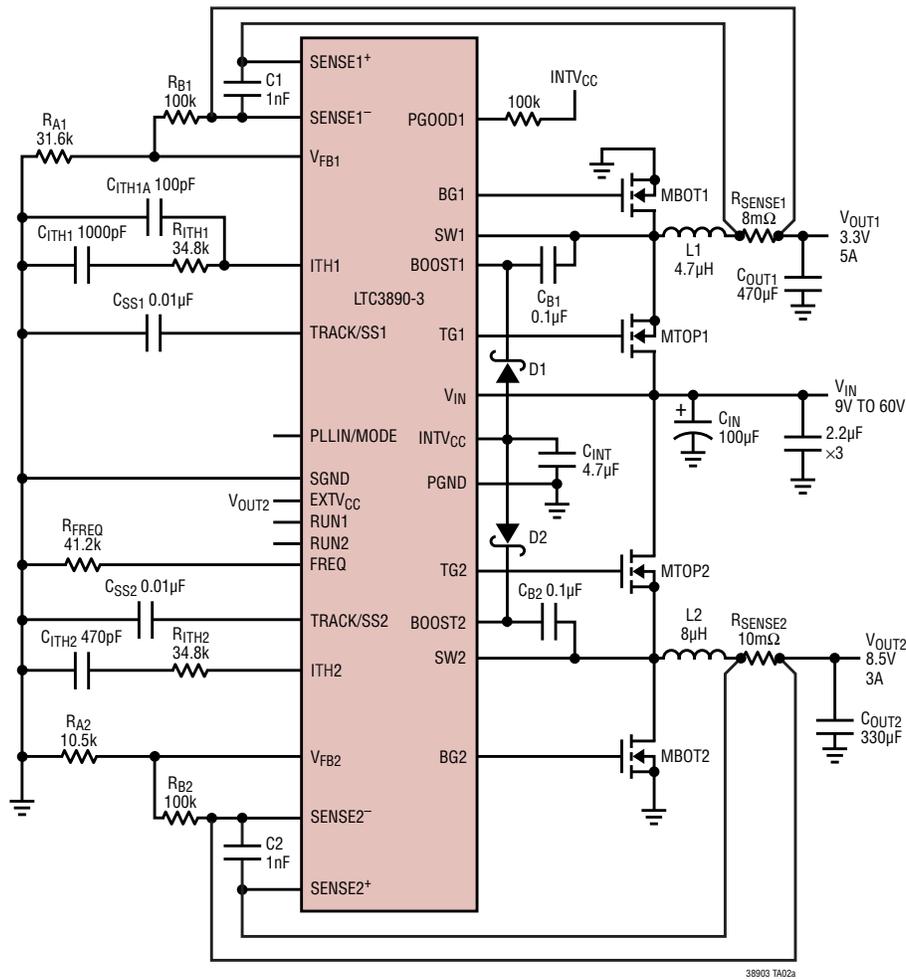


図 12. 枝路電流の波形

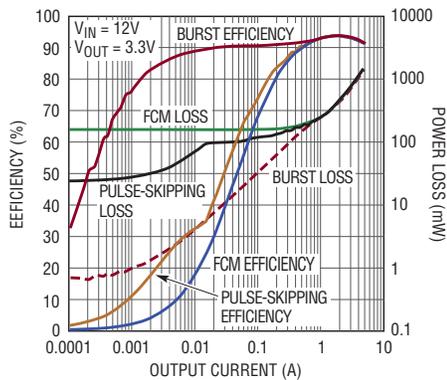
標準的応用例



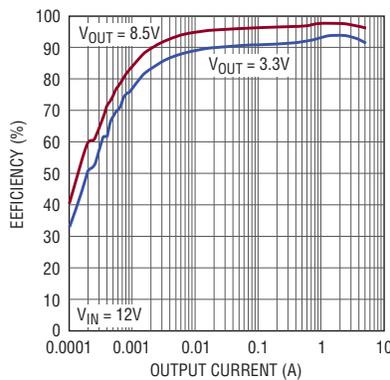
MTOP1, MTOP2, MBOT1, MBOT2: RJK0651DPB
 L1: COILCRAFT SER1360-472KL
 L2: COILCRAFT SER1360-802KL
 COUT1: SANYO 6TPE470M
 COUT2: SANYO 10TPE330M
 D1, D2: DFLS1100

図 13. 高効率のデュアル 8.5V/3.3V 降圧コンバータ

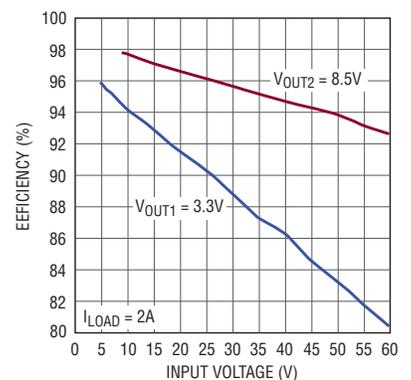
効率および電力損失と
出力電流



効率と負荷電流

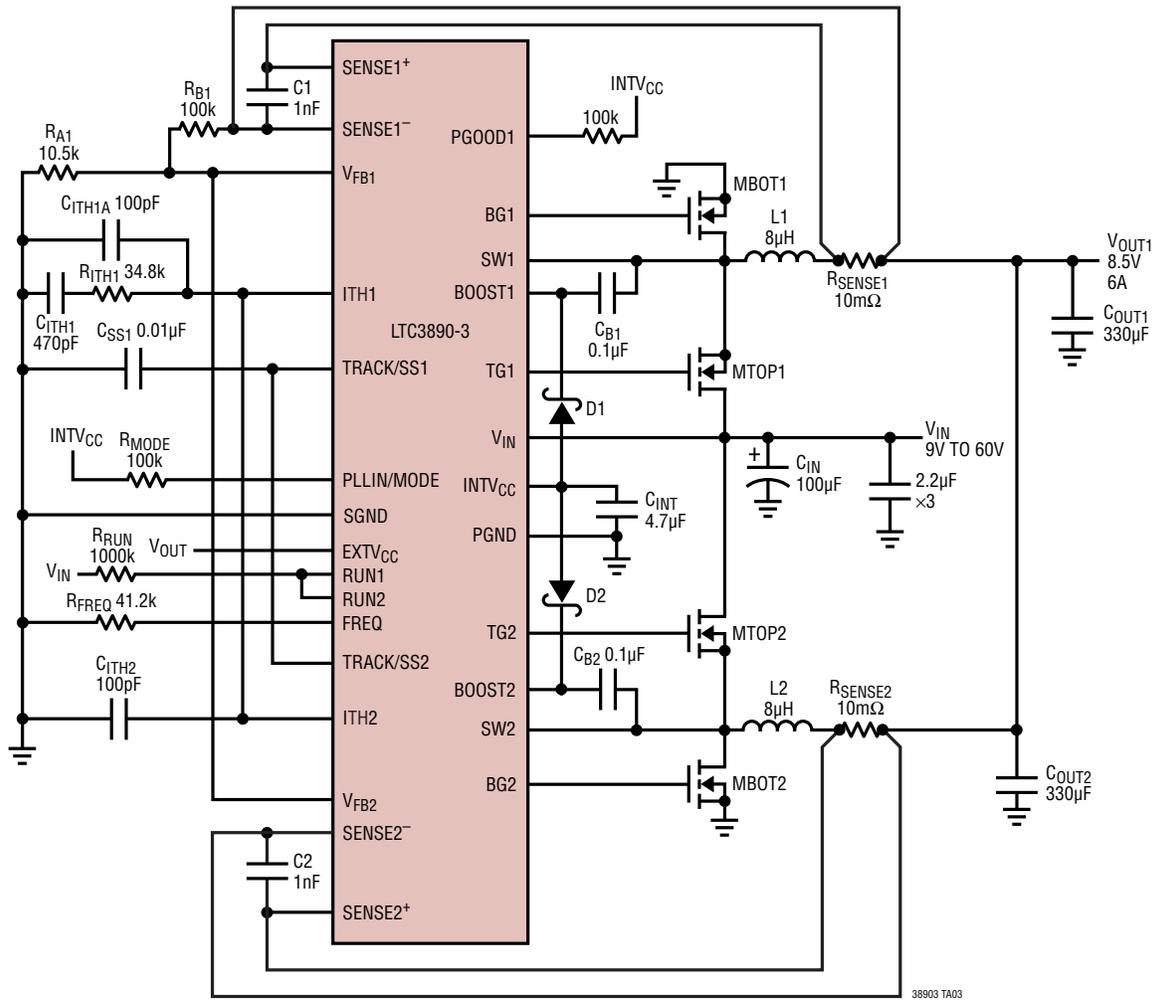


効率と入力電圧



標準的応用例

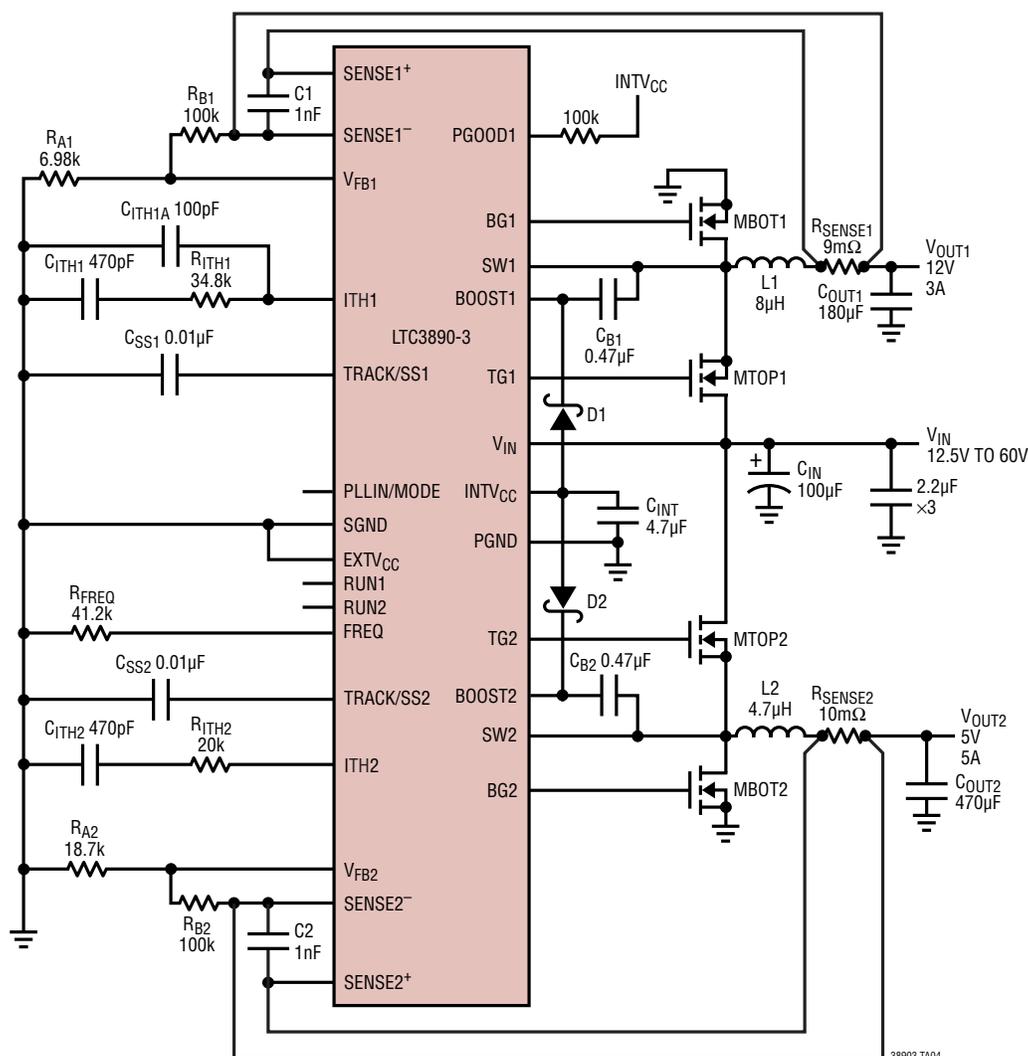
高効率の8.5Vデュアル・フェーズ降圧コンバータ



MOTOP1, MOTOP2, MBOT1, MBOT2: RJK0651DPB
 L1, L2: COILCRAFT SER1360-802KL
 COUT1, COUT2: SANYO 10TPE330M
 D1, D2: DFLS1100

標準的応用例

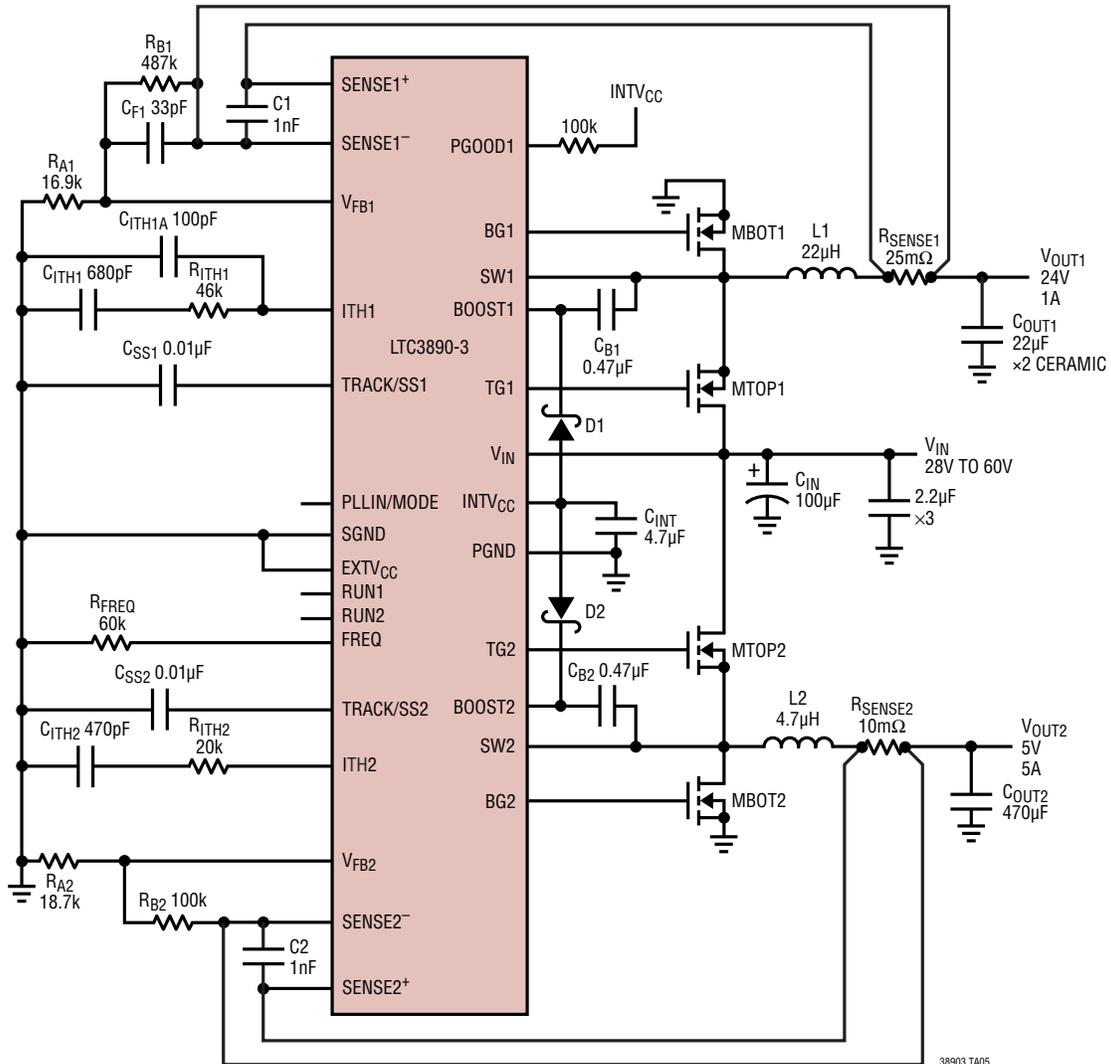
高効率のデュアル12V/5V降圧コンバータ



MTOP1, MTOP2, MBOT1, MBOT2: RJK0651DPB
 L1: COILCRAFT SER1360-802KL
 L2: COILCRAFT SER1360-472KL
 COUT1: 16SVP180MX
 COUT2: SANYO 6TPE470M
 D1, D2: DFLS1100

標準的応用例

高効率のデュアル24V/5V降圧コンバータ

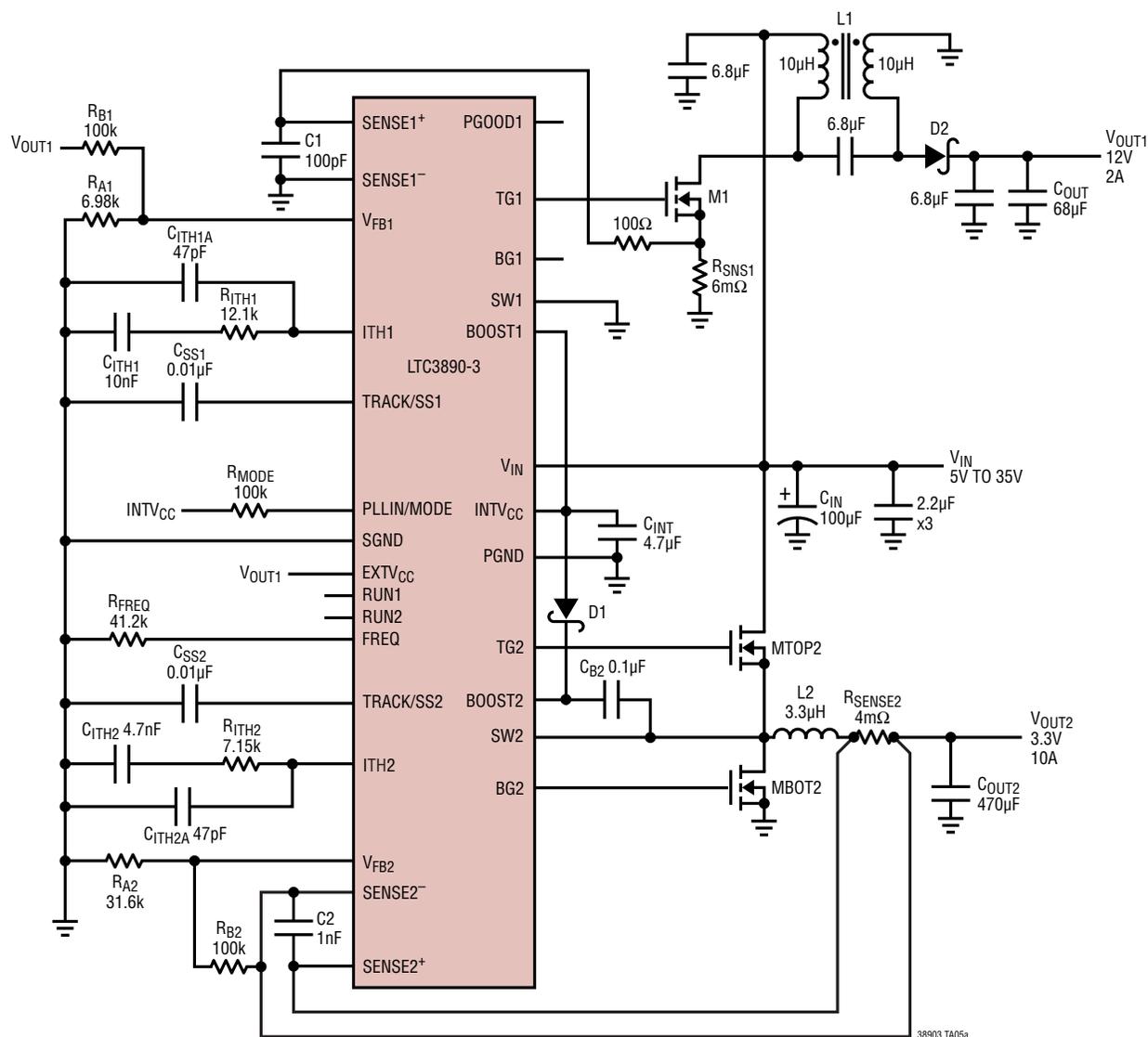


MTOP1, MTOP2, MBOT1, MBOT2: RJK0651DPB
 L1: SUMIDA CDR7D43MN
 L2: COILCRAFT SER1360-472KL
 COUT1: KEMET T525D476M016E035
 COUT2: SANYO 6TPE470M
 D1, D2: DFLS1100

38903 TA05

標準的応用例

12V SEPIC および 3.3V 降圧コンバータ

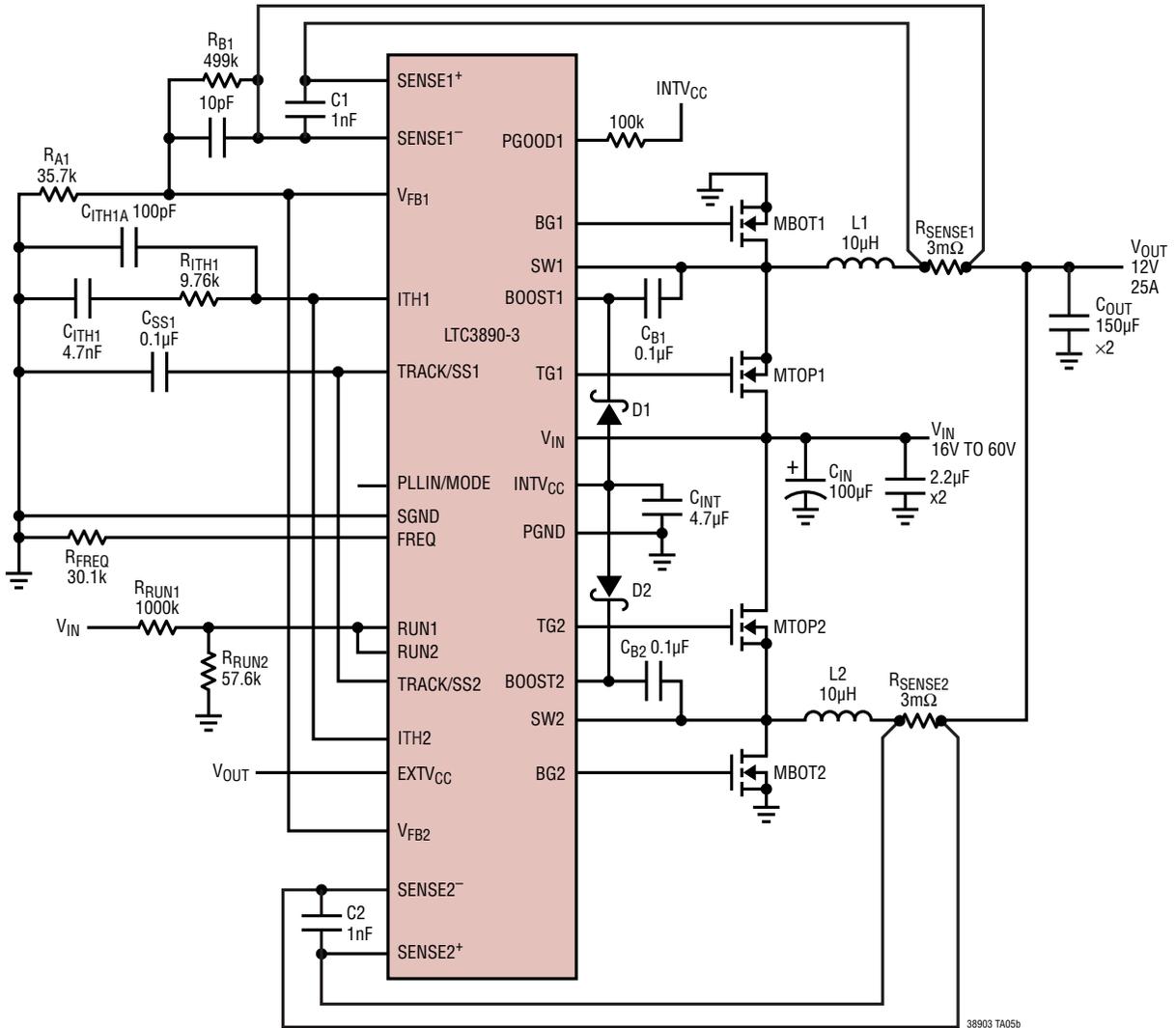


M1, MBOT1, MBOT2: RJK0651DPB
 L1: WÜRTH 7448709100
 L2: WÜRTH 7443320330
 C_{OUT1}: SANYO 16TQC68M
 C_{OUT2}: SANYO 6TPE470M
 D1: DFLS1100
 D2: PDS560

38903 TA05a

標準的応用例

高効率の12V/25A デュアル・フェーズ降圧コンバータ

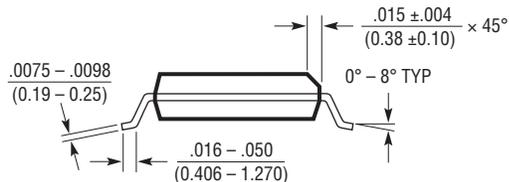
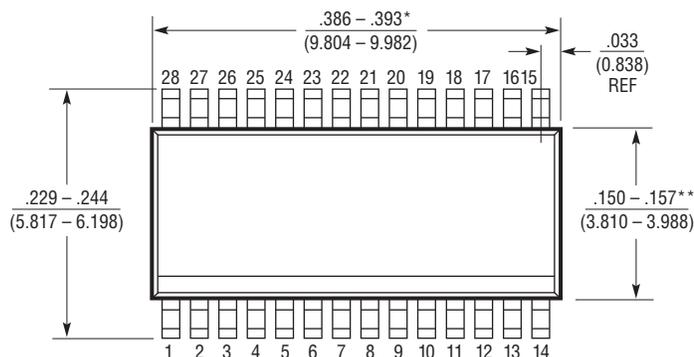
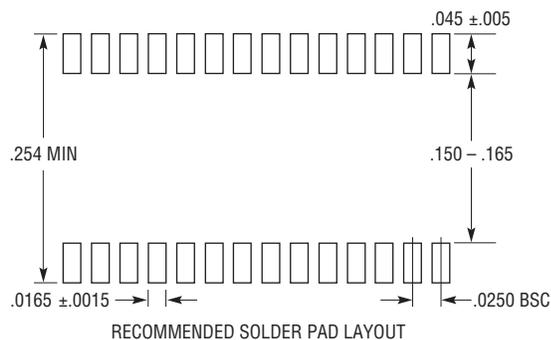


MTOPT1, MTOPT2, MBOT1, MBOT2: RJK0651DPB
 L1, L2: WÜRTH 7443631000
 COUT: SANYO 16SVPC150M
 CIN: SUN ELECT. 63CE100BS
 D1, D2: DFSL1100

38903 TA05b

パッケージ

GNパッケージ
28ピン・プラスチックSSOP(細型0.150インチ)
(Reference LTC DWG # 05-08-1641 Rev B)



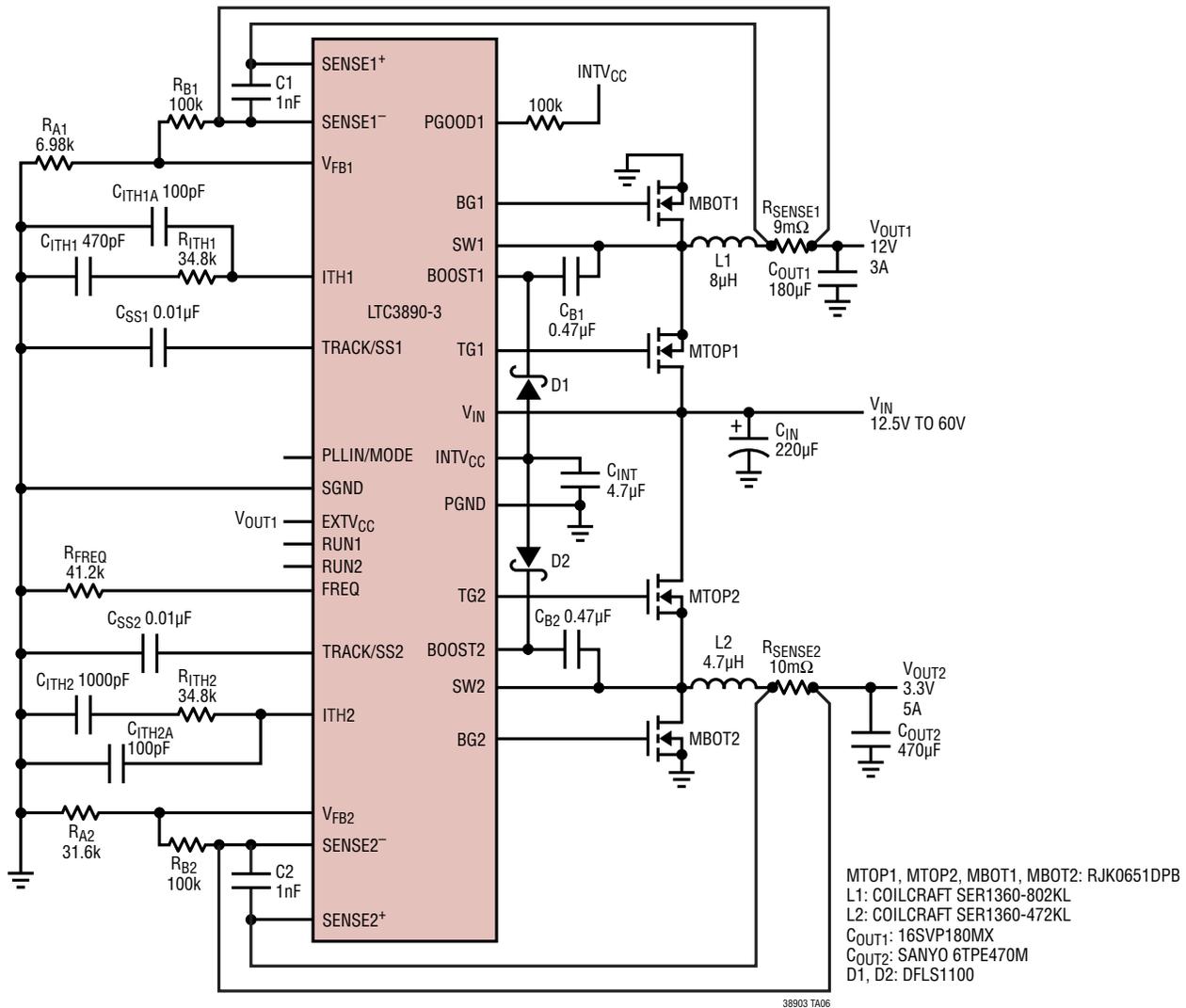
- 注記：
1. 標準寸法：インチ
2. 寸法は $\frac{\text{インチ}}{\text{ミリメートル}}$
3. 図は実寸とは異なる
4. ピン1は斜めのエッジかへこみのいずれか

- * 寸法にはモールドのバリを含まない。
モールドのバリは各サイドで0.006" (0.152mm)を超えないこと
** 寸法にはリード間のバリを含まない。
リード間のバリは各サイドで0.010" (0.254mm)を超えないこと

LTC3890-3

標準的応用例

高効率のデュアル12V/3.3V降圧コンバータ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3891	低静止電流の、60V、同期整流式降圧DC/DCコントローラ	PLLによる固定周波数: 50kHz~900kHz、 $4V \leq V_{IN} \leq 60V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 24V$ 、TSSOP-20E、3mm×4mm QFN-20
LTC3857/LTC3857-1/ LTC3858/LTC3858-1	99%デューティ・サイクルの、低静止電流、デュアル出力、2フェーズ同期整流式降圧DC/DCコントローラ	PLLによる固定周波数: 50kHz~900kHz、 $4V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 24V$ 、 $I_Q = 50\mu A/170\mu A$
LTC3834/LTC3834-1/ LTC3835/LTC3835-1	99%デューティ・サイクルの、低静止電流、シングル出力同期整流式降圧DC/DCコントローラ	PLLによる固定周波数: 140kHz~650kHz、 $4V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 10V$ 、 $I_Q = 30\mu A/80\mu A$
LTC3810	100V同期整流式降圧DC/DCコントローラ	オン時間が一定の谷電流モード、 $4V \leq V_{IN} \leq 100V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 0.93V_{IN}$ 、SSOP-28パッケージ
LTC3859A	改良されたBurst Mode動作の、低静止電流、トリプル出力、同期整流式降圧/降圧/昇圧DC/DCコントローラ	コールドクランク時にも出力($\geq 5V$)がレギュレーション状態を維持、 $2.5V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $V_{OUT}(BUCK)$: 最大24V、 $V_{OUT}(BOOST)$: 最大60V

38903f