入出力保護機能を備えた PolyPhase™ 同期整流式 昇圧コントローラ

特長

- 入力電源電圧範囲：4.5V～65V（サージは最大75V）
- –40Vまでの逆入力保護
- 昇圧コンバータの突入電流制御、過電流保護、および出力遮断
- 調整可能なクランプ電圧による入力電圧サージ保護
- 理想ダイオード・コントローラ内蔵
- 低自己消費電流：55μA
- 2相動作により、入力と出力に必要な容量およびノイズを低減
- 出力電圧：最大60V
- ロジックレベル閾値または標準閾値のFETに合わせて調整可能なゲート駆動レベル：5V～10V（OPTI-DRIVE）
- 外付けブートストラップ・ダイオード不要

アプリケーション

- 産業用機器
- 自動車用機器
- 防衛／アビオニクス（航空電子機器）

概要

LTC®3897は、サージ・ストッパと理想ダイオード・コントローラを備えた同期整流式昇圧DC/DCコントローラです。

昇圧コントローラは、2つのNチャンネル・パワーMOSFET段を、その位相をずらして駆動することで入出力のコンデンサ条件を軽減するので、単相の同等品より小型のインダクタを使用できます。同期整流により、電力損失が減少し、熱条件が緩和されます。

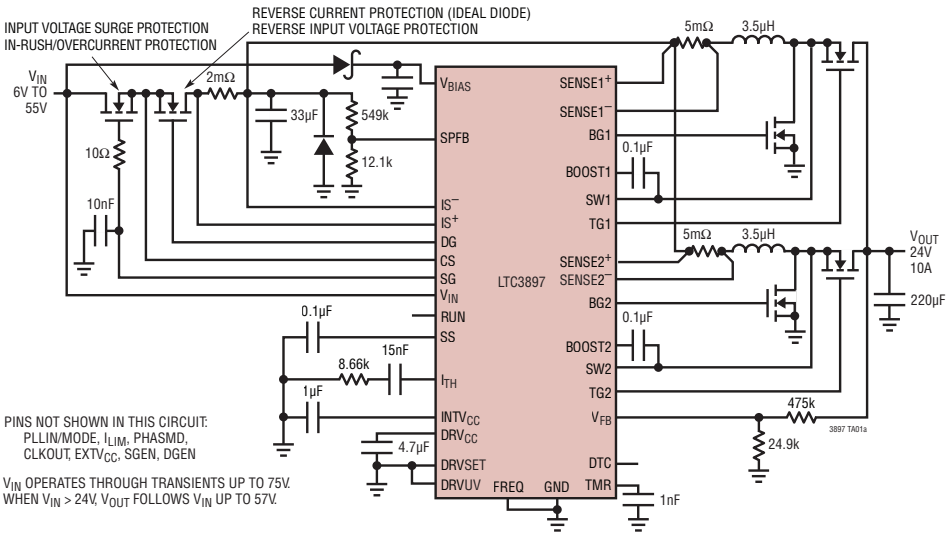
サージ・ストッパは外付けのNチャンネルMOSFETのゲートを制御して、高電圧の入力トランジェントから保護し、昇圧コンバータの突入電流制御、過電流保護、および出力遮断機能を提供します。内蔵の理想ダイオード・コントローラは、別のNチャンネルMOSFETを駆動して、逆入力保護および電圧保持またはピーク検出のためのショットキー・ダイオードを置き換えます。このコントローラは、MOSFETの順方向電圧降下を制御して、逆電流を最小限に抑えます。

LTC3897は、熱特性を向上した38ピン・リードレスQFNパッケージまたは38ピンTSSOPパッケージで供給されます。

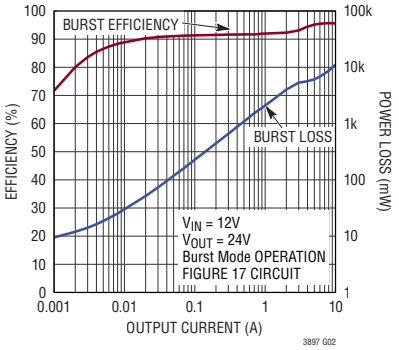
LT、LTC、LTM、Linear Technology、リニアのロゴ、Burst Mode、LTspice、OPTI-LOOP、およびPolyPhaseはアナログ・デバイセズ社の登録商標です。No R_{SENSE}はアナログ・デバイセズ社の商標です。その他全ての商標は該当各社の財産です。5408150、5481178、5705919、5929620、6144194、6177787、6580258を含む米国特許によって保護されています。

標準的応用例

サージ保護機能と逆入力保護機能を備えた24V/10A 2相同期整流式昇圧コンバータ



効率および電力損失と出力電流

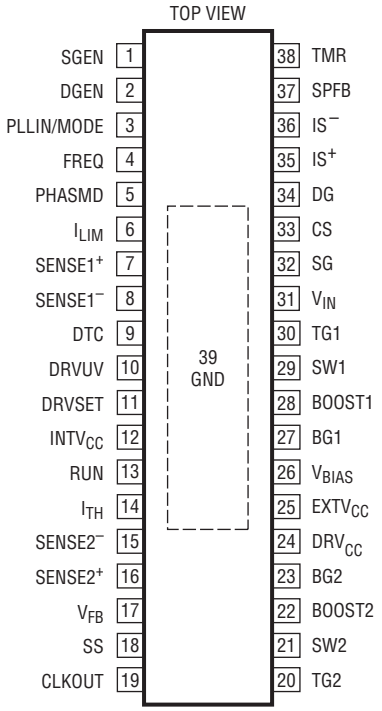


絶対最大定格

(Note 1)

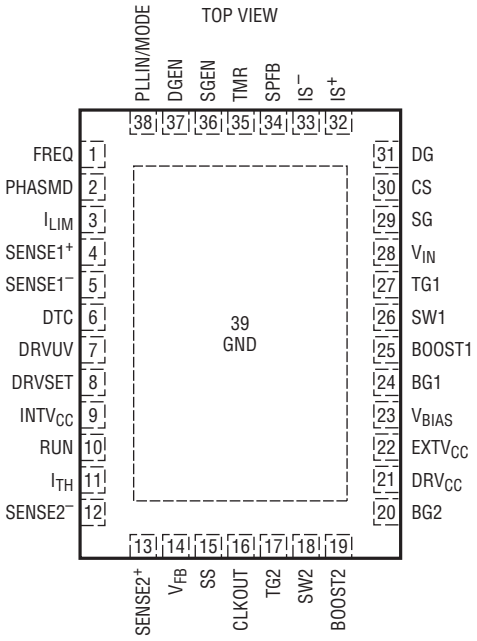
V_{IN}、SGEN ..... –40V～76V
V_{BIAS}、IS^+、IS^- 76V
$SENSE1^+$、$SENSE2^+$、$SENSE1^-$、$SENSE2^-$ 65V
CS ..... –40V～76V
SG、DG (Note 8) ..... CS – 0.3V～CS + 10V
BOOST1 および BOOST2 ..... –0.3V～71V
SW1 および SW2 ..... –5V～65V
BG1、BG2、TG1、TG2 ..... (Note 9)
RUN、DGEN ..... –0.3V～76V
PLLIN/MODE、TMR、V_{FB}、SPFB ..... –0.3V～6V
$INTV_{CC}$ ..... –0.3V～6V
$EXTV_{CC}$ ..... –0.3V～14V
DRV_{CC}、(BOOST1-SW1)、(BOOST2-SW2) ..... –0.3V～11V
($SENSE1^+$-$SENSE1^-$)、
($SENSE2^+$-$SENSE2^-$) ..... –0.3V～0.3V
I_{LIM}、SS、I_{TH}、FREQ、
PHASMD、DTC ..... –0.3V～$INTV_{CC}$ + 0.3V
DRVUV、DRVSET ..... –0.3V～$INTV_{CC}$ + 0.3V
動作ジャンクション温度範囲 (Note 2、3) ..... –40°C～150°C
保存温度範囲 ..... –65°C～150°C

ピン配置



FE PACKAGE
38-LEAD PLASTIC TSSOP

θ_{JA} = 28°C/W
EXPOSED PAD (PIN 39) IS GND, MUST BE SOLDERED TO PCB



UHF PACKAGE
38-LEAD (5mm × 7mm) PLASTIC QFN

θ_{JA} = 34°C/W
EXPOSED PAD (PIN 39) IS GND, MUST BE SOLDERED TO PCB

発注情報 https://www.analog.com/jp/LTC3897#oderinfo

鉛フリー仕上げ	テープ&リール	製品マーキング	パッケージ	温度範囲
LTC3897EUHF#PBF	LTC3897EUHF#TRPBF	3897	38-Lead (5mm x 7mm) Plastic QFN	–40°C to 125°C
LTC3897IUHF#PBF	LTC3897IUHF#TRPBF	3897	38-Lead (5mm x 7mm) Plastic QFN	–40°C to 125°C
LTC3897HUHF#PBF	LTC3897HUHF#TRPBF	3897	38-Lead (5mm x 7mm) Plastic QFN	–40°C to 150°C
LTC3897EFE#PBF	LTC3897EFE#TRPBF	LTC3897FE	38-Lead Plastic TSSOP	–40°C to 125°C
LTC3897IFE#PBF	LTC3897IFE#TRPBF	LTC3897FE	38-Lead Plastic TSSOP	–40°C to 125°C
LTC3897HFE#PBF	LTC3897HFE#TRPBF	LTC3897FE	38-Lead Plastic TSSOP	–40°C to 150°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。

鉛フリー仕上げの製品マーキングの詳細については、Webサイト http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/ をご覧ください。
テープ&リールの仕様の詳細については、http://www.linear-tech.co.jp/tapeandreel/ をご覧ください。
一部のパッケージは、#TRMPBF接尾部の付いた指定の販売経路を通じて500個入りのリールで供給可能です。

電気的特性

●は規定動作ジャンクション温度範囲の規格値を意味する。それ以外はT_A = 25°Cの値(Note 2)。
注記がない限り、V_{IN} = 12V、V_{BIAS} = 12V。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
電源電圧と動作電流							
V_{BIAS}	Bias Voltage Operating Range			4.5		75	V
	SENSE Pins Common Mode Range (BOOST Converter Input Supply Voltage)			2.3		65	V
V_{IN}	Input Supply Voltage Operating Range			4.2		75	V
	Reverse Input Current	V_{IN} = –30V			0	–10	µA
I_Q	Input DC Supply Current	(Note 5)					
	Pulse-Skipping or Forced Continuous Mode	RUN = 12V, V_{FB} = 1.25V (No Load)			1.32		mA
	Burst Mode (Sleep)	RUN = 12V, DGEN = SGEN = 0V, V_{FB} = 1.25V (No Load), CS = IS^+ = IS^- = V_{SPFB} = 0V			55	90	µA
		RUN = DGEN = 12V, SGEN = 0V, V_{FB} = 1.25V (No Load), CS = 12V, IS^+ = IS^- = CS – 0.1V			125	175	µA
		RUN = 12V, DGEN = 0V, SGEN = 12V, V_{FB} = 1.25V (No Load), CS = IS^+ = IS^- = 12V			260	350	µA
		RUN = DGEN = SGEN = 12V, V_{FB} = 1.25V (No Load), CS = 12V, IS^+ = IS^- = CS – 0.1V			325	450	µA
	Shutdown	RUN = DGEN = SGEN = 0V			15	22	µA
昇圧コントローラの主制御ループ							
V_{OUT}	Regulated Boost Output Voltage in Synchronous Configuration					60	V
V_{FB}	Regulated Feedback Voltage	I_{TH} = 1.2 V (Note 4)	●	1.188	1.200	1.212	V
I_{FB}	Feedback Current	(Note 4)			±10	±50	nA
	Reference Line Voltage Regulation	(Note 4) V_{IN} = 6V to 75V			0.002	0.02	%/V
	Output Voltage Load Regulation	(Note 4)					
		(Note 4) Measured in Servo Loop, I_{TH} Voltage = 1V to 0.6V	●		0.01	0.1	%
		(Note 4) Measured in Servo Loop, I_{TH} Voltage = 1V to 1.4V	●		–0.01	–0.1	%

電気的特性

●は規定動作ジャンクション温度範囲の規格値を意味する。それ以外は T_A = 25°Cの値(Note 2)。
注記がない限り、V_{IN} = 12V、V_{BIAS} = 12V。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
g_m	Error Amplifier Transconductance	I_{TH} = 1.2 V			2		mmho
UVLO	Undervoltage Lockout	DRV_{CC} Ramping Up DRVUV = 0V DRVUV = $INTV_{CC}$	 ● ●		 4.0 7.5	 4.2 7.8	 V V
		DRV_{CC} Ramping Down DRVUV = 0V DRVUV = $INTV_{CC}$	 ● ●	 3.6 6.4	 3.8 6.7	 4.0 7.0	 V V
V_{RUN}	RUN Pin ON Threshold	V_{RUN} Rising	●	1.18	1.28	1.38	V
	RUN Pin Hysteresis				100		mV
I_{SS}	Soft-Start Charge Current	V_{SS} = GND		7	10	13	μA
$V_{SENSE1,2(MAX)}$	Maximum Current Sense Threshold	V_{FB} = 1.15V, I_{LIM} = $INTV_{CC}$, V_{SENSE}+ = 12V	●	125	140	155	mV
		V_{FB} = 1.15V, I_{LIM} = Float, V_{SENSE}+ = 12V	●	85	95	105	mV
		V_{FB} = 1.15V, I_{LIM} = GND, V_{SENSE}+ = 12V	●	41	48	55	mV
	Matching Between $V_{SENSE1(MAX)}$ and $V_{SENSE2(MAX)}$	V_{FB} = 1.15V, I_{LIM} = $INTV_{CC}$, V_{SENSE}+ = 12V	●	–12	0	12	mV
		V_{FB} = 1.15V, I_{LIM} = Float, V_{SENSE}+ = 12V	●	–10	0	10	mV
		V_{FB} = 1.15V, I_{LIM} = GND, V_{SENSE}+ = 12V	●	–9	0	9	mV
	$SENSE^+$ Pin Current	V_{FB} = 1.1V, I_{LIM} = Float			250	350	μA
	$SENSE^-$ Pin Current	V_{FB} = 1.1V, I_{LIM} = Float				±2	μA
	Top Gate Pull-Up Resistance	DRV_{CC} = 10V			2.5		Ω
	Top Gate Pull-Down Resistance	DRV_{CC} = 10V			1.5		Ω
	Bottom Gate Pull-Up Resistance	DRV_{CC} = 10V			2.5		Ω
	Bottom Gate Pull-Down Resistance	DRV_{CC} = 10V			1		Ω
BDSW	BOOST to DRV_{CC} Switch On-Resistance	V_{SW} = 0V, V_{DRVSET} = $INTV_{CC}$		2.6	3.7		Ω
	Top Gate Off to Bottom Gate On Switch-On Delay Time	DTC = 0V			55	70	ns
		DTC = Float			90	120	ns
		DTC = $INTV_{CC}$			170	235	ns
	Bottom Gate Off to Top Gate On Switch-On Delay Time	DTC = 0V			55	70	ns
		DTC = Float			90	120	ns
		DTC = $INTV_{CC}$			170	235	ns
	Maximum BG Duty Factor				96		%
$t_{ON(MIN)}$	Minimum BG On-Time	(Note 7) V_{DRVSET} = $INTV_{CC}$			90		ns
DRV_{CC} LDO レギュレータ							
	DRV_{CC} Voltage from Internal V_{BIAS} LDO	V_{EXTVCC} = 0V 7V < V_{BIAS} < 75V, DRVSET = 0V 11V < V_{BIAS} < 75V, DRVSET = $INTV_{CC}$		 5.8 9.6	 6.0 10.0	 6.2 10.4	 V V
	DRV_{CC} Load Regulation from V_{BIAS} LDO	I_{CC} = 0mA to 50mA, V_{EXTVCC} = 0V, V_{DRVSET} = $INTV_{CC}$			0.7	2	%
	DRV_{CC} Voltage from Internal $EXTV_{CC}$ LDO	7V < V_{EXTVCC} < 13V, DRVSET = 0V 11V < V_{EXTVCC} < 13V, DRVSET = $INTV_{CC}$		5.8 9.6	6.0 10.0	6.2 10.4	V V
	DRV_{CC} Load Regulation from Internal $EXTV_{CC}$ LDO	I_{CC} = 0mA to 50mA, V_{EXTVCC} = 8.5V, V_{DRVSET} = 0V			0.7	2	%

電気的特性

●は規定動作ジャンクション温度範囲の規格値を意味する。それ以外はT_A = 25°Cの値(Note 2)。
注記がない限り、V_{IN} = 12V、V_{BIAS} = 12V。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
	$EXTV_{CC}$ LDO Switchover Voltage	$EXTV_{CC}$ Ramping Positive DRVUV = 0V DRVUV = $INTV_{CC}$		 4.5 7.4	 4.7 7.7	 4.9 8.0	 V V
	$EXTV_{CC}$ Hysteresis				250		mV
	Programmable DRV_{CC}	R_{DRVSET} = 50kΩ, V_{EXTVCC} = 0V			5.0		V
	Programmable DRV_{CC}	R_{DRVSET} = 70kΩ, V_{EXTVCC} = 0V		6.4	7.0	7.6	V
	Programmable DRV_{CC}	R_{DRVSET} = 90kΩ, V_{EXTVCC} = 0V			9.0		V
発振器とフェーズ・ロック・ループ							
	Programmable Frequency	R_{FREQ} = 25k			105		kHz
		R_{FREQ} = 60k		335	400	465	kHz
		R_{FREQ} = 100k			760		kHz
	Lowest Fixed Frequency	V_{FREQ} = 0V		320	350	380	kHz
	Highest Fixed Frequency	V_{FREQ} = $INTV_{CC}$		488	535	585	kHz
f_{SYNC}	Synchronizable Frequency	PLLIN/MODE = External Clock	●	75		850	
	PLLIN/MODE Input High Level	PLLIN/MODE = External Clock	●	2.5.			V
	PLLIN/MODE Input Low Level	PLLIN/MODE = External Clock	●			0.5	V
BOOST1とBOOST2のチャージポンプ							
	BOOST Charge Pump Available Output Current	FREQ = 0V, Forced Continuous or Pulse-Skipping Mode $V_{SW1,2}$ = 12V; $V_{BOOST1,2}$ = 16.5V $V_{SW1,2}$ = 12V; $V_{BOOST1,2}$ = 19.5V			 70 30		 μA μA
サージ・ストッパ							
	SGEN Pin ON Threshold	V_{SGEN} Rising	●	1.16	1.26	1.36	V
	SGEN Pin Hysteresis				100		mV
	SG Pin Output High Voltage (V_{SG} – V_{CS})	V_{IN} = 4.2V, I_{SG} = 0, –1μA, DG – CS = 1V	●	4.5		8	V
		V_{IN} = 8V to 75V, I_{SG} = 0, – 1μA	●	10	12	16	V
	SG Pin Pull-Up Current	V_{IN} = SG = DG = CS = 12V	●	–5	–10	–15	μA
	SG Pin Pull-Down Current	Overvoltage: SPFB = 1.5V, SG – CS = 5V	●	50	130		mA
		Overcurrent: ΔV_{IS} = 100mV, SG – CS = 5V	●	50	130		mA
		Shutdown: DGEN = SGEN = 0V, SG – CS = 5V	●	0.4	1		mA
	CS Pin Input Current	V_{IN} = CS = 12V, IS^+ = IS^- = 11.9V, SGEN = Float	●		2	6	μA
		V_{IN} = CS = 12V, SGEN = 0V	●		25	100	μA
		V_{CS} = –30V	●		–2.5	–3.5	mA
V_{SPFB}	Regulated Surge Protection Feedback Voltage		●	1.205	1.235	1.265	V
ΔV_{IS}	Overcurrent Fault Threshold, (V_{IS}+ – V_{IS}–)	IS^- > 2.5V	●	45	50	55	mV
		IS^- < 1.5V	●	21	27	33	mV
	IS^+ Pin Input Current	IS^+ = IS^- = V_{IN} = CS = 12V, SGEN = DGEN = Float	●		35	100	μA
		IS^+ = IS^- = V_{IN} = CS = 12V, SGEN = DGEN = 0V	●		1	15	μA
	SPFB Pin Input Current	SPFB = 1.235V	●		±20	±500	nA
	IS^- Pin Input Current	IS^+ = IS^- = V_{IN} = CS = 12V, SGEN = DGEN = Float	●		20	100	μA
		IS^+ = IS^- = V_{IN} = CS = 12V, SGEN = DGEN = 0V	●		5	15	μA

電気的特性

●は規定動作ジャンクション温度範囲の規格値を意味する。それ以外はT_A = 25°Cの値(Note 2)。
注記がない限り、V_{IN} = 12V、V_{BIAS} = 12V。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
$I_{TMR,UP}$	TMR Pin Pull-Up Current, Overvoltage	TMR = 1V, SPFB = 1.5V, $V_{IN} – V_{IS^–}$ = 0.5V TMR = 1V, SPFB = 1.5V, $V_{IN} – V_{IS^–}$ = 70V	● ●	–1.5 –43	–2.3 –53	–3.2 –63	µA µA
	TMR Pin Pull-Up Current, Overcurrent	TMR = 1V, ΔV_{IS} = 60mV, $V_{IN} – V_{IS^–}$ = 0.5V TMR = 1V, ΔV_{IS} = 60mV, $V_{IN} – V_{IS^–}$ = 75V	● ●	–6 –230	–10 –270	–15 –310	µA µA
	TMR Pin Pull-Up Current, Warning	TMR = 1.3V, SPFB = 1.5V, $V_{IN} – V_{IS^–}$ = 0.5V	●	–3	–5	–8	µA
	TMR Pin Pull-Up Current, Retry	TMR = 1V, SPFB = 1.5V	●	–1.5	–2.3	–3.2	µA
$I_{TMR,DN}$	TMR Pin Pull-Down Current	TMR = 1V, SPFB = 1.5V, Retry SGEN = 0V	● ●	1.2 0.4	2 0.75	2.8 1.5	µA mA
	Retry Duty Cycle, Overcurrent	ΔV_{IS} = 60mV, $V_{IN} – V_{IS^–}$ = 12V	●	0.06	0.08	0.11	%
	TMR Pin Thresholds	SG Falling, V_{IN} = 4.2V to 75V SG Rising (after 32 cycles), V_{IN} = 4.2V to 75V	● ●	1.31 0.13	1.35 0.15	1.38 0.18	V V
理想ダイオード							
	DGEN Pin ON Threshold	V_{DGEN} Rising	●	1.16	1.26	1.36	V
	DGEN Pin Hysteresis				100		mV
	DG Pin Output High Voltage, ($V_{DG} – V_{CS}$)	V_{IN} = 4.2V, I_{DG} = 0, – 1µA, No Fault, SG Open	●	4.5			V
		8V < V_{IN} < 75V, I_{DG} = 0, –1µA, No Fault, SG Open	●	10	12	16	V
	DG Pin Pull-Up Current	DG = CS = V_{IN} = 12V, CS – IS^+ = 0.1V	●	–5	–10	–15	µA
	DG Pin Pull-Down Current	DG = CS + 5V, CS – IS^+ = –0.2V	●	60	130		mA
		DG = CS + 5V, SGEN = DGEN = 0V	●	0.4	1.		mA
ΔV_{SD}	Source-Drain Regulation Voltage, ($V_{CS} – V_{IS^+}$)	DG – CS = 2.5V, V_{IN} = CS = 4.2V to 75V	●	20	30	40	mV
	DG Turn Off Propagation Delay in Fault Condition	CS – IS^+ = –1V, DG High to Low	●		0.6	2	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。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恐れがある。

Note 2: LTC3897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。LTC3897Eは0°C～85°Cのジャンクション温度範囲で仕様に適合することが確認されている。–40°C～125°Cの動作ジャンクション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。LTC3897Iは–40°C～125°Cの動作ジャンクション温度範囲での動作が確認されている。LTC3897Hは–40°C～150°Cの動作温度範囲での動作が確認されている。ジャンクション温度が高いと、動作寿命は短くなる。125°Cを超えるジャンクション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抵抗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。ジャンクション温度(T_J(°C))は周囲温度(T_A(°C))および消費電力(P_D(W))から次式に従って計算される。

$T_J = T_A + (P_D \bullet \theta_{JA})$、ここで、QFNパッケージでは$\theta_{JA}$ = 34°C/W、FEパッケージではθ_{JA} = 28°C/W。

Note 3: このデバイスには、短時間の過負荷状態の間デバイスを保護するための過熱保護機能が備わっている。この保護がアクティブなときは、最大定格ジャンクション温度を超えることができる。規定された絶対最大動作ジャンクション温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なうか、またはデバイスに永続的損傷を与える恐れがある。

Note 4: LTC3897は、I_{TH}を電流制限範囲の中点に保持したままV_{FB}をエラーアンプの出力にサーボ制御する帰還ループでテストされる。

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。

Note 6: 立上がり時間と立下がり時間は10%と90%のレベルを使用して測定されている。遅延時間は50%レベルを使用して測定されている。

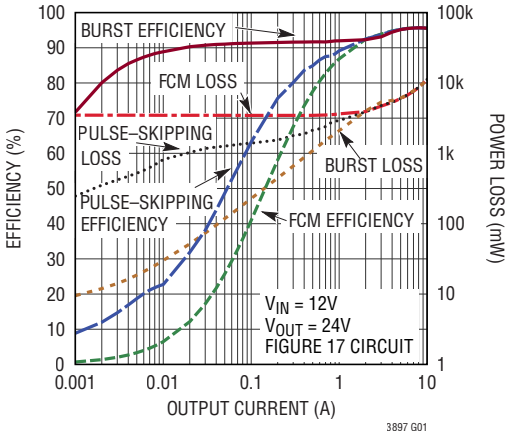
Note 7: アプリケーション情報セクションの最小オン時間に関する検討事項を参照。

Note 8: 内部クランプにより、SGピンとDGピンはCSピンより10V以上高い電圧に制限される。これらのピンをクランプより高い電圧に駆動するとデバイスを損傷する恐れがある。

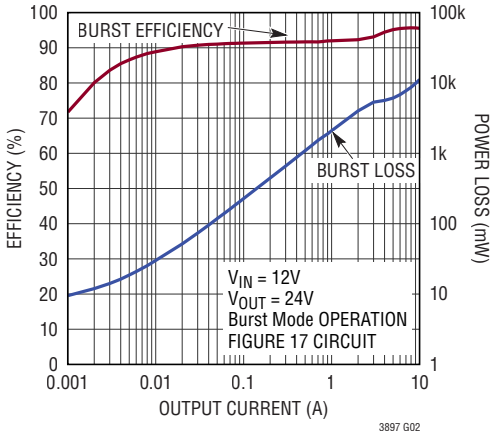
Note 9: これらのピンには電圧源も電流源も印加してはならない。接続するのは容量性負荷のみにする必要がある。そうしないと永続的な損傷が生じる恐れがある。

代表的な性能特性　注記がない限り、T_A = 25°C。

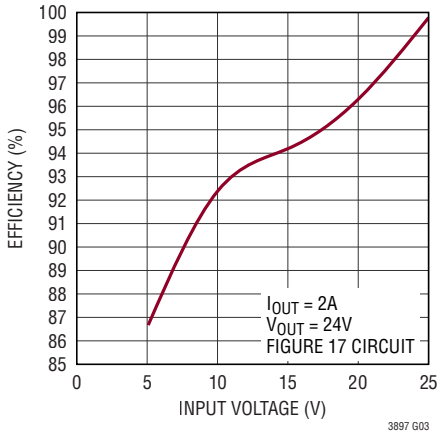
効率および電力損失と出力電流



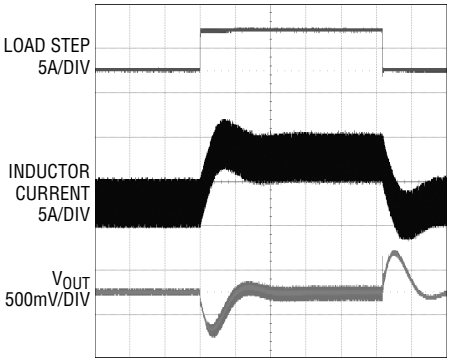
効率および電力損失と出力電流



効率と入力電流

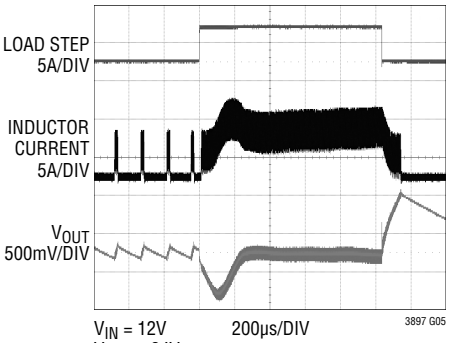


負荷ステップ強制連続モード



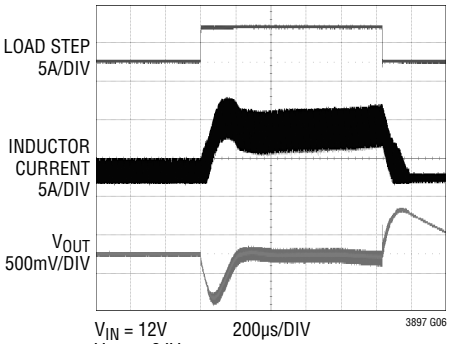
VIN = 12V　200μs/DIV
VOUT = 24V
LOAD STEP FROM 100mA TO 5A
FIGURE 17 CIRCUIT

負荷ステップ Burst Mode 動作



VIN = 12V　200μs/DIV
VOUT = 24V
LOAD STEP FROM 100mA TO 5A
FIGURE 17 CIRCUIT

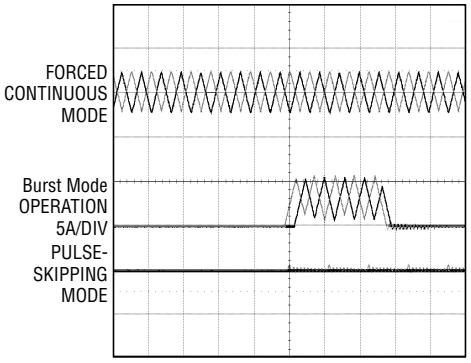
負荷ステップ パルススキップ・モード



VIN = 12V　200μs/DIV
VOUT = 24V
LOAD STEP FROM 100mA TO 5A
FIGURE 17 CIRCUIT

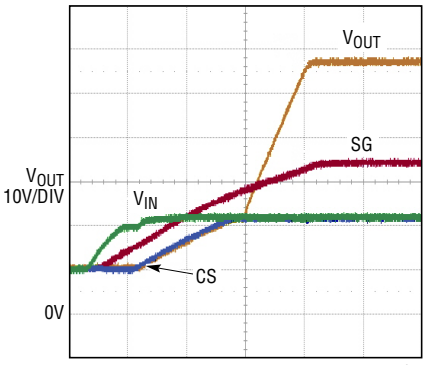
代表的な性能特性　注記がない限り、T_A = 25°C。

軽負荷時のインダクタ電流



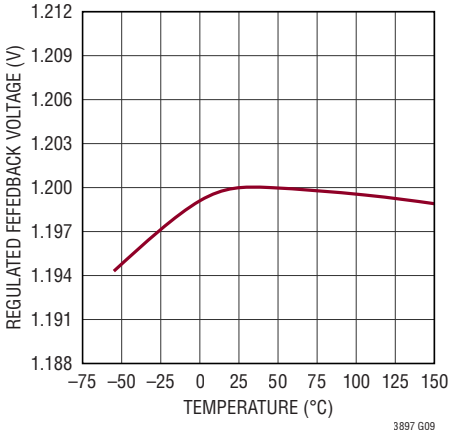
V_{IN} = 12V　5μs/DIV
V_{OUT} = 24V
I_{LOAD} = 200μA
FIGURE 17 CIRCUIT

起動

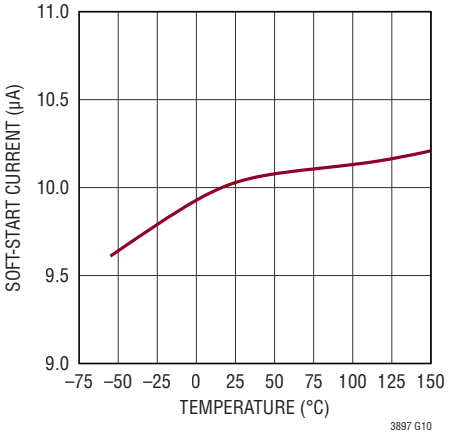


V_{IN} = 12V　10ms/DIV
V_{OUT} = 48V
FIGURE 16 CIRCUIT

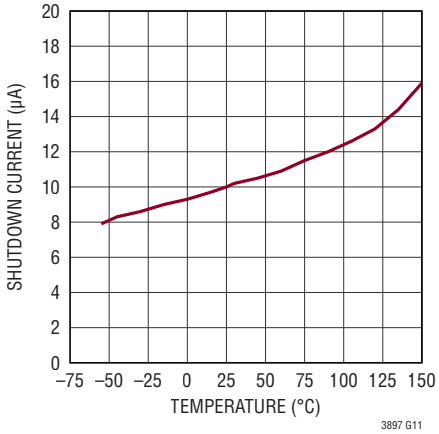
安定化された帰還電圧と温度



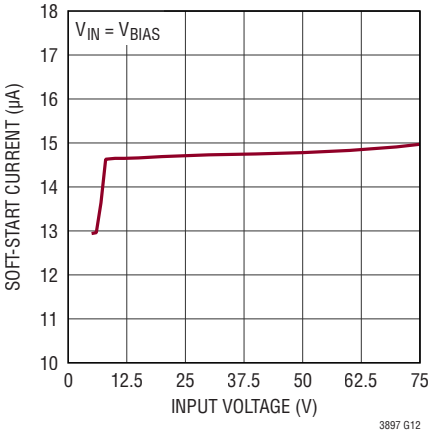
ソフトスタートのプルアップ電流と温度



シャットダウン電流と温度

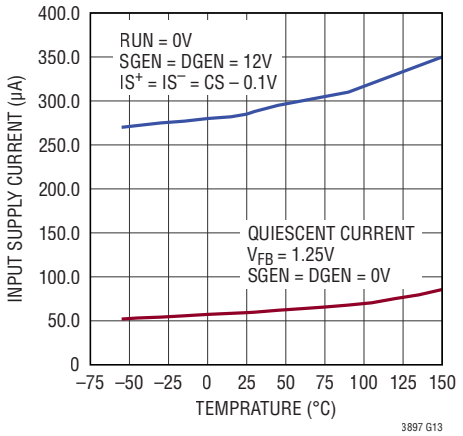


シャットダウン電流と入力電圧

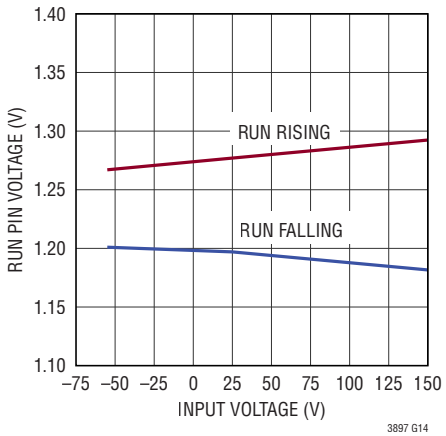


代表的な性能特性　注記がない限り、T_A = 25°C。

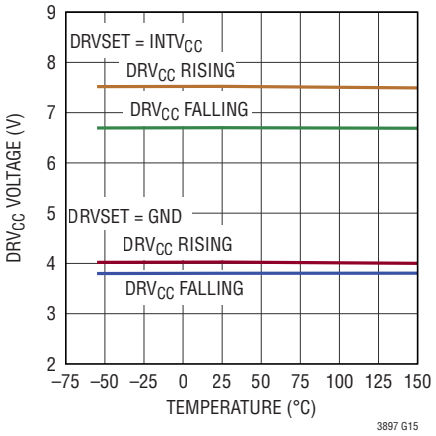
入力電源電流と温度



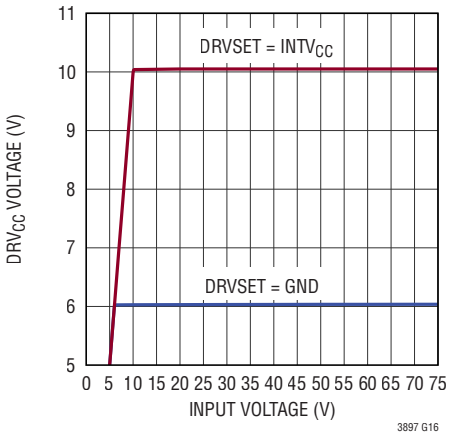
昇圧コントローラのシャットダウン(RUN)閾値と温度



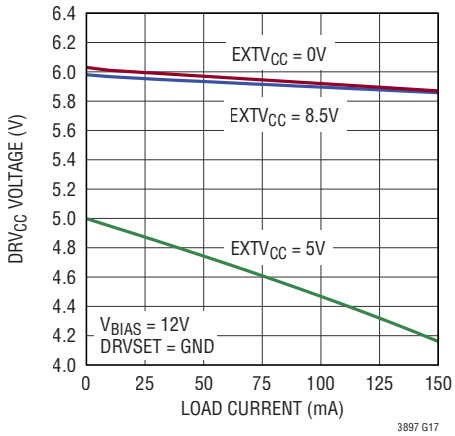
低電圧ロックアウト閾値と温度



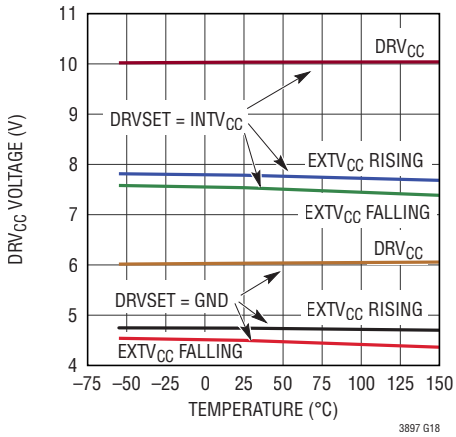
DRV_{CC} のライン・レギュレーション



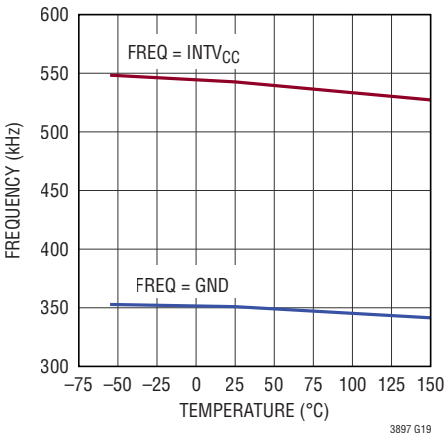
DRV_{CC} および $EXTV_{CC}$ と負荷電流



$EXTV_{CC}$ 切替え電圧および DRV_{CC} 電圧と温度

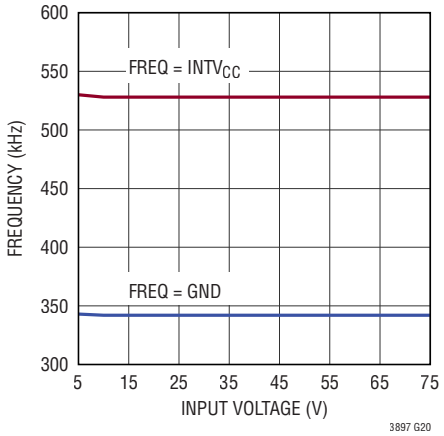


発振周波数と温度

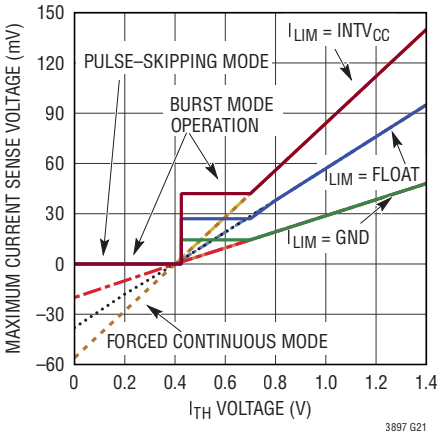


代表的な性能特性　注記がない限り、T_A = 25°C。

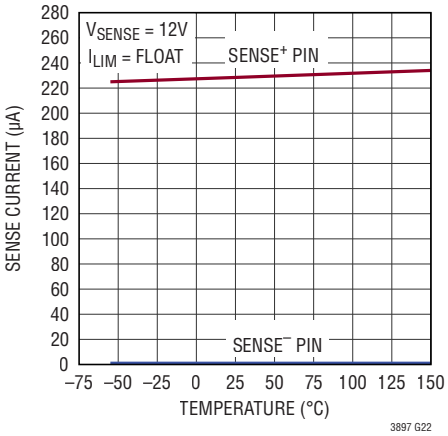
発振周波数と入力電圧



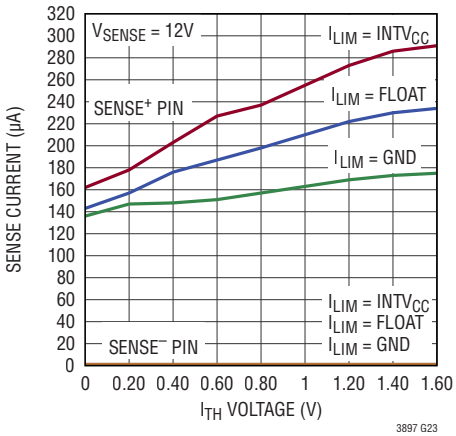
最大電流検出閾値とI_{TH}電圧



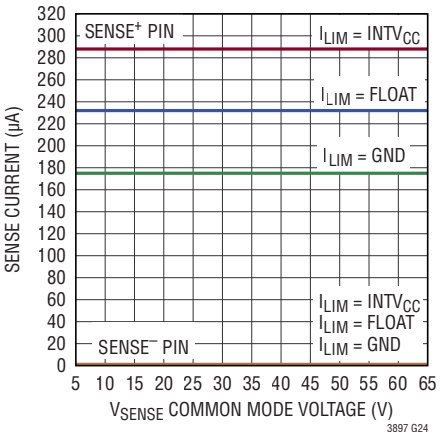
SENSEピンの入力電流と温度



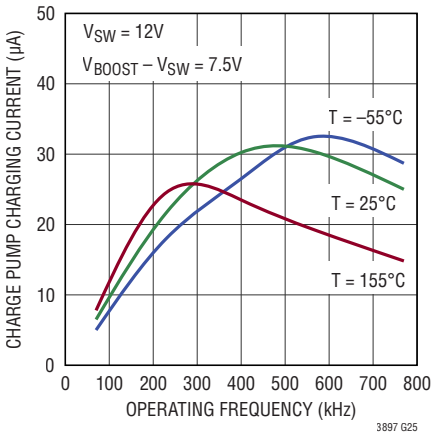
SENSEピンの入力電流とI_{TH}の電圧



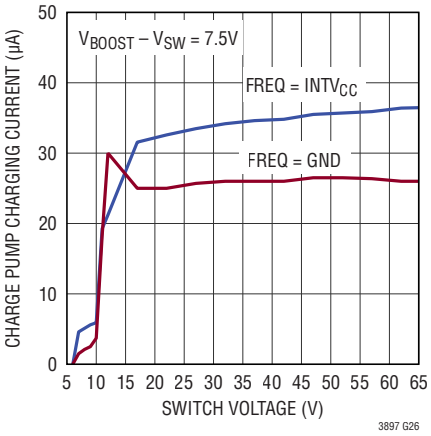
SENSEピンの入力電流とV_{SENSE}の電圧



BOOST-SW間のチャージ・ポンプ充電電流と動作周波数

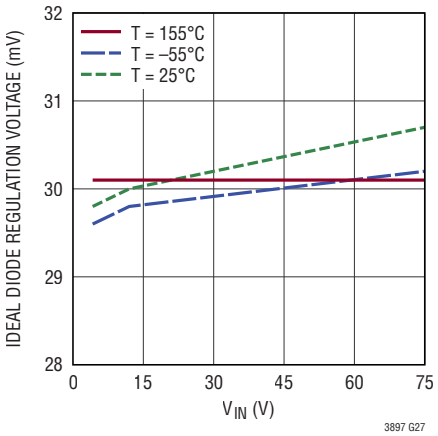


BOOST-SW間のチャージ・ポンプ充電電流とスイッチ電圧

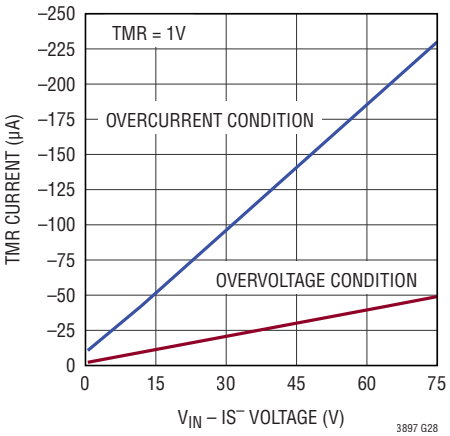


代表的な性能特性　注記がない限り、T_A = 25°C。

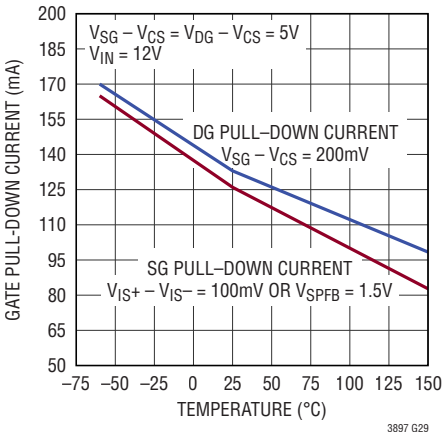
理想ダイオードのレギュレーション電圧とV_{IN}



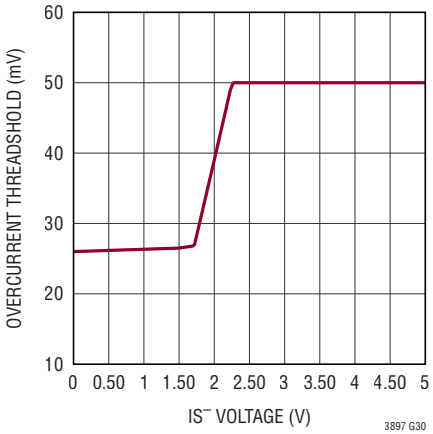
TMRの電流とV_{IN} – IS^-間の電圧



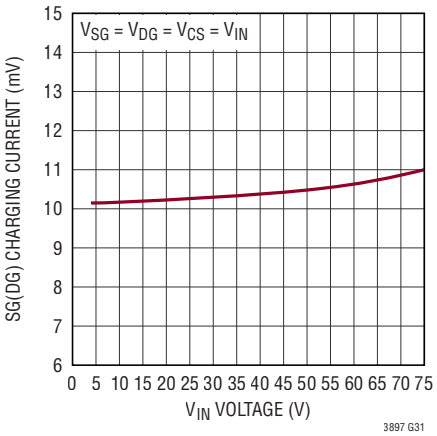
TMRの電流と温度



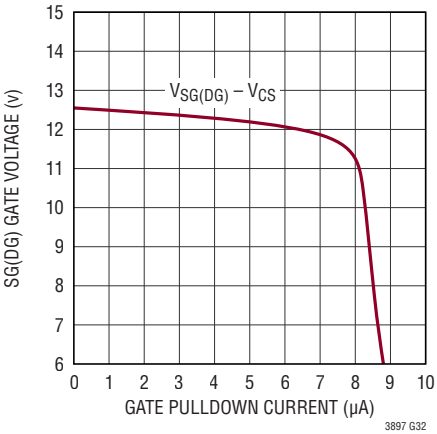
過電流閾値とIS^-の電圧



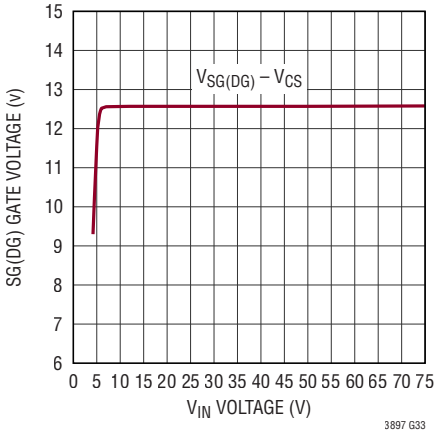
SG(DG)の充電電流とV_{IN}の電圧



SG(DG)のゲート電圧とゲート・プルダウン電流



SG(DG)のゲート電圧とV_{IN}の電圧



ピン機能 (QFN/TSSOP)

FREQ(ピン1/ピン4): 内部VCOの周波数制御ピン。このピンをGNDに接続すると、VCOは強制的に350kHzの固定低周波数になります。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。周波数は、FREQピンとGNDの間に抵抗を接続することによって設定できます。抵抗と20μAの内部ソース電流により、内部発振器が周波数を設定するのに使う電圧を発生します。あるいは、このピンをDC電圧で駆動して、内部発振器の周波数を変更することもできます。

PHASMD(ピン2/ピン5): このピンをフロートにするか、GNDに接続するか、$INTV_{CC}$に接続すれば、BG1とBG2の立上がりエッジ間の位相関係およびBG1とCLKOUTの間の位相関係をプログラムできます。

I_{LIM}(ピン3/ピン6): 電流コンパレータの検出電圧範囲入力。このピンは、電流コンパレータのピーク電流検出電圧を設定するときに使用します。このピンをGNDに接続するか、オープンにしておくか、$INTV_{CC}$に接続して、ピーク電流検出電圧をそれぞれ48mV、95mV、140mVに設定します。

$SENSE1^+$、$SENSE2^+$(ピン4、13/ピン7、16): 昇圧コントローラの各チャンネルの電流検出コンパレータの正(非反転)入力。電流コンパレータの(+)入力は、通常は電流検出抵抗の正端子に接続されます。また、このピンは電流コンパレータにも電力を供給します。

$SENSE1^-$、$SENSE2^-$(ピン5、12/ピン8、15): 昇圧コントローラの各チャンネルの電流検出コンパレータの負(反転)入力。電流コンパレータの(-)入力は、通常、インダクタと直列に接続された電流検出抵抗の負端子に接続されます。

DTC(ピン6/ピン9): デッド・タイム制御。このピンは、TGとBGの間の様々なデッド・タイムを選択します。このピンをフロートにすると、デッド・タイムは100nsに設定されます。このピンをGNDまたは$INTV_{CC}$に接続すると、デッド・タイムはそれぞれ60nsまたは200nsに設定されます。

DRVUV(ピン7/ピン10): 電気的特性の表に示すように、DRV_{CC}のUVLO閾値および$EXTV_{CC}$の切替え閾値の高い方と低い方を設定します。このピンをGNDに接続すると低い方の閾値が設定されるのに対して、このピンを$INTV_{CC}$に接続すると、高い方の閾値が設定されます。立上がり/立下がり閾値と許容誤差については、電気的特性の表を参照してください。

DRVSET(ピン8/ピン11): DRV_{CC} LDOレギュレータの安定化出力電圧を設定します。このピンをGNDに接続すると、DRV_{CC}は6.0Vに設定されます。このピンを$INTV_{CC}$に接続すると、DRV_{CC}は10.0Vに設定されます。5.0V～10.0Vの範囲のその他の電圧を設定するには、DRVSETピンとGNDの間に抵抗(50k～100k)を使用します。抵抗を使用してDRVSETをプログラミングする場合は、(DRVSETをGNDに短絡する場合を除き)50kより小さいか100kより大きい抵抗値を選択しないでください。

$INTV_{CC}$(ピン9/ピン12): 内部の3.5V低ドロップアウト・レギュレータの出力。低電圧のアナログ回路およびデジタル回路の電源ピン。低ESRの0.1μFセラミック・バイパス・コンデンサを、デバイスにできるだけ近づけて、$INTV_{CC}$とGNDの間に接続します。$INTV_{CC}$を使用して外部回路に電力またはバイアスを供給することはしないでください。ただし、FREQ、PHASMD、I_{LIM}、DTC、DRVUV、DRVSET、PLLIN/MODEピンを設定する場合は除きます。

RUN(ピン10/ピン13): 昇圧コントローラの実行制御入力。このピンを1.28Vより低い電圧に強制すると、コントローラがシャットダウンします。このピンと共にSGENピンおよびDGENピンの電圧を強制的に0.7Vより低くすると、LTC3897全体がシャットダウンし、自己消費電流は約15μAまで減少します。V_{BIAS}に抵抗分圧器を外付けすると、コンバータ動作の閾値を設定できます。

I_{TH}(ピン11/ピン14): 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点。電流コンパレータの作動閾値は、この制御電圧に応じて増加します。

V_{FB}(ピン14/ピン17): このピンは、昇圧コントローラ出力両端の外付け抵抗分圧器からリモート検出帰還電圧を受け取ります。

SS(ピン15/ピン18): 出力ソフトスタートの入力。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、起動時の出力電圧の上昇率が設定されます。

CLKOUT(ピン16/ピン19): マルチフェーズ・システムでデイジーチェーン接続されている複数のLTC3897デバイスに対して使用されるデジタル出力。PHASMDピンの電圧は、BG1とCLKOUTの間の関係を制御します。このピンの電圧変動範囲はGNDと$INTV_{CC}$の間です。

ピン機能 (QFN/TSSOP)

TG2、TG1(ピン17、27/ピン20、30):上側ゲート。同期NチャンネルMOSFETのゲートに接続します。

SW2、SW1(ピン18、26/ピン21、29):スイッチ・ノード。同期NチャンネルMOSFET(TG)のソース、メインNチャンネルMOSFET(BG)のドレイン、およびインダクタに接続します。

BOOST2、BOOST1(ピン19、25/ピン22、28):同期NチャンネルMOSFETのフローティング電源。1つのコンデンサを使用してSWピンにバイパスします。

BG2、BG1(ピン20、24/ピン23、27):下側ゲート。メインNチャンネルMOSFETのゲートに接続します。

DRV_{CC}(ピン21/ピン24):昇圧コントローラのゲート・ドライバに電力を供給する内部低ドロップアウト(LDO)レギュレータの出力。DRV_{CC}の安定化電圧はDRVSETピンで設定します。最小4.7μFのセラミック・コンデンサまたは他の低ESRコンデンサを使用して、グラウンドにデカップリングする必要があります。DRV_{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22/ピン25):DRV_{CC}に接続された内部LDOへの外部電源入力。このLDOは$EXTV_{CC}$からDRV_{CC}に電力を供給し、$EXTV_{CC}$がその切替え閾値(DRVUVピンの状態に応じて4.7Vまたは7.7V)より高いときは必ず、V_{BIAS}を電源とする内部LDOをバイパスします。アプリケーション情報のセクションの「$EXTV_{CC}$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。$EXTV_{CC}$はV_{BIAS}より高い電圧に接続しないでください。使用しない場合は、GNDに接続します。

V_{BIAS}(ピン23/ピン26):バイアス電源ピン。このピンは、チップのほとんどに電力を供給します。入力に理想ダイオードを使用して負の入力電圧を遮断する場合は、V_{IN}ピンとV_{BIAS}ピンの間にショットキー・ダイオードを接続します。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。

V_{IN}(ピン28/ピン31):入力電源ピン。このピンとGNDピンの間にバイパス・コンデンサを接続します。電源入力電圧の範囲が4.2V～75Vのとき通常動作となります。また、逆バッテリ状態のときにグラウンド電位より最大で40V低い電圧になっても、デバイスは損傷せずに済みます。

SG(ピン29/ピン32):サージ・ストッパ・コントローラのNチャンネルMOSFETゲート駆動出力。SGピンは内部チャージ・ポンプ電流源によってプルアップされ、CSピンより12V高い電圧にクランプされます。このピンに外付けコンデンサを接続することで、スルー・レートと突入電流を制御できます。電圧アンプと電流アンプがSGピンを制御して、SPFBピンの電圧を安定化します。IS^+ピンとIS^-ピンをモニタリングしている過電流コンパレータが作動すると、SGピンはローになり、電子式の電流ブレーカを形成します。

CS(ピン30/ピン33):共通ソース入力およびゲート駆動帰還ピン。このピンは外付けのバック・ツー・バックNチャンネルMOSFETのソースに直接接続し、抵抗を10Ω未満に制限します。CSは理想ダイオードのアノードであり、このピンとIS^+ピンとの間で検出された電圧を使用して、NチャンネルMOSFETのソース/ドレイン間電圧(理想ダイオードの順方向電圧)を制御します。

DG(ピン31/ピン34):理想ダイオード・コントローラのNチャンネルMOSFETゲート駆動出力。負荷電流によってMOSFETの両端に生じた電圧降下が30mVを超えると、内部チャージ・ポンプ電流源によってDGピンはハイになり、CSピンより12V高い電圧にクランプされます。負荷電流が小さい場合、DGピンは能動的に駆動され、MOSFET両端間の電圧は30mVに維持されます。逆方向電流が流れると、100mAの高速プルダウン回路によってDGピンはCSピンにすぐに接続され、MOSFETはオフになります。

IS^+(ピン32/ピン35):過電流検出の正(非反転)入力。このピンは過電流検出抵抗の入力に接続します。IS^-ピンの電圧が2.5Vより高い場合は、IS^+ピンとIS^-ピンの間の検出電圧が50mVを超えると、電流制限回路によってSGピンはローになります。IS^-の電圧が1.5Vより低くなると、検出電圧は28mVに減少して、出力過電流状態時の保護が強化されます。IS^-ピンとの電圧差は30V未満に制限する必要があります。使用しない場合はIS^-ピンに接続してください。

IS^-(ピン33/ピン36):過電流検出の負(反転)入力。このピンは過電流検出抵抗の出力に接続します。

SPFB(ピン34/ピン37):サージ保護電圧レギュレータの帰還入力。このピンは、保護対象電圧とグラウンドの間に接続する抵抗分圧器の中間タップに接続します。過電圧状態のときは、SGピンがサーボ制御され、SPFBピンで1.235Vの閾値が維持されます。過電圧クランプを無効にするには、GNDに接続します。

ピン機能 (QFN/TSSOP)

TMR(ピン35/ピン38): サージ・ストッパの障害タイマー入力。このピンとグラウンドの間にコンデンサを接続して、障害期間と冷却期間の時間を設定します。過電圧または過電流が検出されると、電流源がTMRピンを充電します。障害状態時にこのピンを充電する電流は、V_{IN}ピンとIS^{-}ピンの間の電圧差に依存します。V_{TMR}が1.35Vに達すると、パス・トランジスタはオフします。障害状態が解消されるとすぐに冷却期間が始まり、その間に2.5μAの充電電流と2μAの放電電流により、TMRピンの電圧は0.15Vと1.35Vの間を32回往復します。冷却期間の最後に、SGピンがハイになり、パス・トランジスタをオンに戻すことができます。

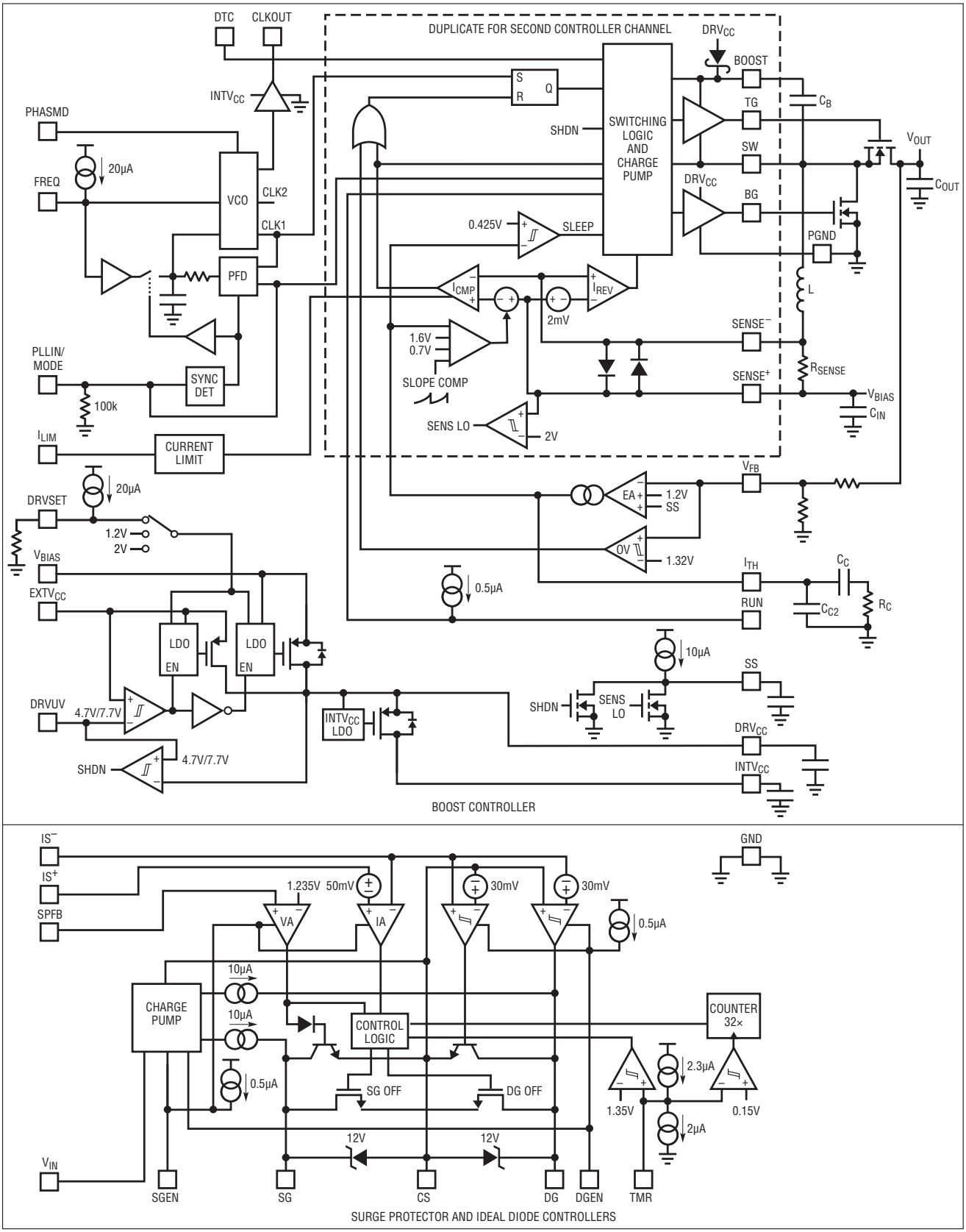
SGEN(ピン36/ピン1): サージ・ストッパのゲート・イネーブル・ピン。このピンはサージ・ストッパ・コントローラ(電圧クランプと出力保護)を有効にします。SGENをローにすると、SGの電圧はCSの電圧になります。

DGEN(ピン37/ピン2): 理想ダイオードのイネーブル・ピン。このピンは、理想ダイオードの順方向電圧降下のレギュレーションを有効にします。このピンをSGNDに接続するとレギュレーションは無効になりますが、逆入力電圧保護機能は引き続き維持されます。

PLLIN/MODE(ピン38/ピン3): 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入力すると、コントローラは強制的に強制連続動作モードになり、またフェーズ・ロック・ループは、BG1信号の立上がりを外部クロックの立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は、この入力によってLTC3897の軽負荷時の動作が決まります。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。また、このピンをフロートにすると、接地された内部100k抵抗によりBurst Mode®動作が起動します。このピンを$INTV_{CC}$に接続すると、連続インダクタ電流動作が強制されます。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。これを行うには、PLLIN/MODEピンと$INTV_{CC}$の間に100kの抵抗を追加します。

GND(露出パッド・ピン39/露出パッド・ピン39): グラウンド。定格の電気的性能および熱性能を得るため、露出パッドはPCBにハンダ処理する必要があります。

ブロック図


DUPLICATE FOR SECOND CONTROLLER CHANNEL
DTC
CLKOUT
INTVCC
PHASMD
FREQ
20μA
VCO
CLK2
CLK1
PFD
PLLIN/
MODE
100k
SYNC
DET
ILIM
CURRENT
LIMIT
DRVSET
20μA
1.2V
2V
VBIAS
EXTVCC
LDO
EN
LDO
EN
DRVUV
4.7V/7.7V
SHDN
4.7V/7.7V
INTVCC
LDO
S
R
Q
SHDN
SWITCHING
LOGIC
AND
CHARGE
PUMP
DRVCC
BOOST
TG
SW
DRVCC
BG
CB
VOUT
COUT
PGND
L
0.425V
SLEEP
ICMP
IREV
2mV
1.6V
0.7V
SLOPE COMP
SENS LO
2V
SENSE−
SENSE+
RSENSE
VBIAS
CIN
VFB
EA
1.2V
SS
OV
1.32V
ITH
CC
RC
CC2
RUN
0.5μA
10μA
SS
SHDN
SENS
LO
DRVCC
INTVCC
BOOST CONTROLLER
IS−
IS+
SPFB
GND
1.235V
50mV
VA
IA
30mV
30mV
0.5μA
10μA
10μA
CHARGE
PUMP
CONTROL
LOGIC
COUNTER
32×
0.5μA
SG OFF
DG OFF
2.3μA
1.35V
0.15V
2μA
12V
12V
VIN
SGEN
SG
CS
DG
DGEN
TMR
SURGE PROTECTOR AND IDEAL DIODE CONTROLLERS

動作

概要

LTC3897は、多相昇圧コントローラと共に、昇圧コントローラの入力／出力保護を有効にするサージ・ストッパ・コントローラおよび理想ダイオード・コントローラを内蔵しています。3つのコントローラは、どれも個別にイネーブルまたはディスエーブルが可能なので、保護回路の組み合わせが多彩な種々の昇圧コンバータ・アプリケーションを構築できます。

サージ・ストッパは外付けのNチャンネルMOSFETのゲートを制御して、高電圧の入力トランジェントから保護し、昇圧コンバータの突入電流制御および出力遮断機能を提供します。電流制限回路ブレーカは、昇圧出力の短絡状態やその他の過電流状態から保護します。

内蔵の理想ダイオード・コントローラは、別のNチャンネルMOSFETを駆動して、逆(負)入力保護および電圧保持またはピーク検出のためのショットキー・ダイオードを置き換えます。このコントローラは、MOSFETの順方向電圧降下を制御して、電源障害時、電圧低下時、または入力短絡時の逆電流トランジェントを最小限に抑えます。

昇圧コントローラの主制御ループ

LTC3897の昇圧コントローラは、固定周波数の電流モード昇圧アーキテクチャを採用しており、2つのコントローラ・チャンネルが位相をずらして動作します。通常動作中、それぞれの外付け下側MOSFETは、対応するチャンネルのクロックがRSラッチをセットするとオンし、メインの電流コンパレータ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、I_{TH}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(出力電圧V_{OUT}とグラウンドの間に接続した外付けの抵抗分圧器によって発生)を内部の1.200Vリファレンス電圧と比較します。昇圧コンバータでは、必要なインダクタ電流が、負荷電流、V_{IN}、およびV_{OUT}によって決まります。負荷電流が増加すると、V_{FB}はリファレンス電圧と比較してわずかに低くなるので、各チャンネルの平均インダクタ電流がその後の負荷電流に基づく新たな条件と一致するまで、エラーアンプはI_{TH}の電圧を上昇させます。

下側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、上側MOSFETがオンします。

DRV_{CC}/$EXTV_{CC}$/$INTV_{CC}$電源

上側と下側のMOSFETドライバへの電力は、DRV_{CC}ピンから供給されます。DRV_{CC}の電源電圧は、DRVSETピンを制御することにより、5V～10Vの範囲で設定できます。$EXTV_{CC}$ピンをその切替え電圧(DRVSETの電圧に応じて4.7Vまたは7.7V)より低い電圧に接続すると、V_{BIAS} LDO(低ドロップアウト・リニア電圧レギュレータ)は、DRVSETによって設定されたDRV_{CC}の電圧をV_{BIAS}からDRV_{CC}に供給します。$EXTV_{CC}$をその切替え電圧より高くすると、V_{BIAS} LDOはオフして、$EXTV_{CC}$ LDOがオンします。$EXTV_{CC}$ LDOは、イネーブルされると、$EXTV_{CC}$からDRV_{CC}に電圧を供給します。$EXTV_{CC}$ピンを使用すると、高効率の外部電源からDRV_{CC}の電力を得ることができるので、V_{BIAS} LDOが電力を消費せずに済みます。

それぞれの上側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、SWがローになるたびに、通常は各サイクル中に内部スイッチを通じて再充電されます。

$INTV_{CC}$は、LTC3897の昇圧コントローラ内部にあるその他の内部回路のほとんどの電力を供給します。$INTV_{CC}$ LDOは3.5Vの固定値に安定化し、その電力はDRV_{CC}電源から供給されます。

シャットダウンと起動(RUN、SGEN、DGEN、SSピン)

LTC3897の昇圧コントローラ、サージ・ストッパ、および理想ダイオードは、イネーブル・ピン(つまりRUNピン)、SGENピン、およびDGENピンを使用して個別にシャットダウンできます。RUNピンの電圧を1.28Vより低くすると、昇圧コントローラの両方の位相の主制御ループがシャットダウンします。RUNピンの電圧を0.7Vより低くすると、両方の位相とほとんどの内部回路がディスエーブルされます。また、SGENとDGENが両方ともローの場合、RUNピンの電圧を0.7Vより低くすると、DRV_{CC} LDOと$INTV_{CC}$ LDOもディスエーブルされます。この状態では、LTC3897に流れる自己消費電流はわずか15μAです。

動作

注：入出力保護回路を使用しない場合は、チップがシャットダウンしている間、長時間にわたって重負荷をかけないでください。上側MOSFETはシャットダウン中オフになり、出力負荷によってボディ・ダイオードで過度の電力が消費されることがあります。

いずれかのイネーブル・ピン（RUN、SGEN、またはDGEN）を解放すると、少量の内部電流が流れてこのピンの電圧が上昇し、対応する回路をイネーブルできます。イネーブル・ピンは外部から引き上げるか、またはロジックで直接駆動できます。各イネーブル・ピンは最大75V（絶対最大定格）に耐えることができるので、コントローラまたは保護回路が絶えずイネーブルされて決してシャットダウンしない常時オン・アプリケーションでは、電源に接続すると便利です。また、SGENピンは–40Vまでの負電圧に耐えることができるので、V_{IN}電源への直接接続が可能です。

入出力保護回路がイネーブルされると、IS^-ピンの電圧が（V_{IN} – 0.7V）より高くなるまで昇圧コントローラはイネーブルされません。これは、入出力保護回路の外付けMOSFETが完全に導通してから昇圧コントローラが動作を開始できるようにするためです。

昇圧コントローラの出力電圧V_{OUT}の起動は、SSピンの電圧によって制御されます。SSピンの電圧が1.2Vの内部リファレンス電圧より低いと、LTC3897はV_{FB}の電圧を1.2Vのリファレンス電圧ではなくSSピンの電圧に安定化します。このため、外付けコンデンサをSSピンからGNDに接続することにより、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。10μAの内部プルアップ電流がこのコンデンサを充電して、SSピンに電圧ランプを生成します。SSの電圧が0Vから1.2V（更には最大$INTV_{CC}$）まで直線的に上昇するにつれ、出力電圧はその最終値まで滑らかに上昇します。

軽負荷電流動作—Burst Mode動作、パルススキップ、または連続導通（PLLIN/MODEピン）

LTC3897の昇圧コントローラは、低負荷電流時に、高効率のBurst Mode動作、固定周波数パルススキップ・モード、または強制連続導通モードにな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ピンをグラウンド（例：GND）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動作になるようイネーブルされているとき、I_{TH}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30%に設定されます。平均インダクタ電流が必要な電流より大きい場合、エラーアンプEAはI_{TH}ピンの電圧を低下させます。I_{TH}の電圧が0.425Vより低くなると、内部のスリープ信号がハイになり（スリープ・モードがイネーブルされ）、外付けMOSFETは両方ともオフします。

スリープ・モードでは、内部回路の大部分がオフしており、入出力の保護回路を使用しない場合、LTC3897の昇圧コントローラに流れる自己消費電流はわずか55μAです。スリープ・モードでは、負荷電流が出力コンデンサから供給されます。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。出力電圧が十分低下するとスリープ信号はローになり、コントローラは、内部発振器の次のサイクルで外付けの下側MOSFETをオンすることにより、通常の動作を再開します。

コントローラがBurst Mode動作になるようにイネーブルされていると、インダクタ電流は反転することができません。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）が外付けの上側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電流動作となります。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に外部クロック信号源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時または大きなトランジェント状態時に反転できます。ピーク・インダクタ電流は、通常動作と全く同様に、I_{TH}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動作の場合よりも低下します。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。負荷電流に依存しない固定周波数動作を維持するからです。

動作

パルススキップ・モードになるようにPLLIN/MODEピンを接続すると、LTC3897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、外付けの下側MOSFETを同じサイクル数だけ強制的にオフにする(つまり、パルスをスキップする)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間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。

LTC3897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。

PLLIN/MODEピンを外部クロック信号源で駆動しない場合は、FREQピンをGND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GND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GND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7を参照)。

LTC3897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信号源に内部発振器を同期させることができます。LTC3897の位相検出器は、(内部ローパス・フィルタを介して)VCO入力の電圧を調節し、第1コントローラの外付け下側MOSFETがオンするタイミングを同期信号の立上がりエッジに揃えます。したがって、第2コントローラの外付け下側MOSFETがオンするタイミングは、外部クロック信号源の立上がりエッジに対して位相が180度または240度ずれます。

外部クロックが入力される前に、VCO入力の電圧は、FREQピンで設定した動作周波数にプリバイアスされます。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、VCO入力をわずかに変化させるだけで、外部クロックの立上がりエッジをBG1の立上がりエッジに同期させることができます。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。

LTC3897のPLLの標準的なキャプチャ・レンジは約55kHz～1MHzで、周波数範囲が75kHz～850kHzの外部クロック信号源に同期することが確認されています。

PLLIN/MODEピンの標準的な入力クロック閾値は、1.6V(立上がり)および1.2V(立下がり)です。外部クロックのロー・レベルの推奨最大振幅は0Vであり、ハイ・レベルの推奨最小振幅は2.5Vです。

PolyPhaseアプリケーション(CLKOUTピンとPHASMDピン)

LTC3897は2つのピン(CLKOUTとPHASMD)を備えており、これらを使用すると、PolyPhaseアプリケーションで他のコントローラICをLTC3897とデイジーチェーン接続できます。CLKOUTピンのクロック出力信号を使用して、単一の大電流出力または複数の独立した出力に電力を供給するマルチフェーズ電源ソリューションでの追加パワー段を同期させることができます。表1にまとめているように、PHASMDピンを使用する目的は、CLKOUT信号の位相を調整することと、2つの内部コントローラ間の相対位相を調整することです。位相はゼロ度の位相を基準にして計算されます。ゼロ度の位相は、コントローラ1(BG1)の下側ゲート・ドライバ出力の立上がりエッジとして定義されます。位相の選択に応じて、複数のLTC3897を使用するPolyPhaseアプリケーションを2相、3相、4相、6相、および12相の動作に合わせて設定できます。

表1.

V_{PHASMD}	コントローラ2の位相	CLKOUTの位相
GND	180°	60°
Floating	180°	90°
$INTV_{CC}$	240°	120°

コントローラがシャットダウンしているときやスリープ・モードのとき、CLKOUTは無効になっています。

動作

V_{IN} が V_{OUT} の安定化電圧より高い場合の昇圧コントローラの動作

昇圧チャンネルへの入力電圧が上昇して V_{OUT} の安定化電圧より高くなると、昇圧コントローラは、モード、インダクタ電流、および V_{IN} の電圧に応じて異なる動作をすることがあります。強制連続モードでは、V_{IN} が V_{OUT} を超えると、ループが働いて上側MOSFETを連続的にオン状態に保ちます。内部チャージ・ポンプは昇圧コンデンサに電流を供給し、十分に高いTG電圧を維持します。チャージ・ポンプが供給可能な電流量は、代表的な性能特性のセクションの2つの曲線を調べて求めることができます。

パルススキップ・モードでは、V_{IN} が V_{OUT} の安定化電圧の100%～110%の範囲内にある場合、TGがオンするのはインダクタ電流が増加して一定の閾値より大きくなった場合であり、TGがオフするのはインダクタ電流が減少してこの閾値より小さくなった場合です。この閾値電流は、I_{LIM} ピンを接地するか、フローティング状態にするか、または $INTV_{CC}$ に接続すると、I_{LIM} の最大電流のそれぞれ約6%、4%、または3%に設定されます。コントローラが同じ V_{IN} 範囲でBurst Mode動作になるようプログラムされていると、インダクタ電流に関係なく、TGはオフのままです。

V_{IN} が V_{OUT} の安定化電圧の110%より高くなると、どのモードであっても、コントローラはインダクタ電流に関係なくTGをオンします。ただし、Burst Mode動作では、チップがスリープ・モードである場合、内部チャージ・ポンプがオフします。チャージ・ポンプがオフの状態では昇圧コンデンサの放電を妨げるものがなく、上側MOSFETを完全なオン状態に維持するために必要なTG電圧が得られなくなります。この状況で上側MOSFETのボディ・ダイオードでの消費電力が過剰にならないようにするには、チップを強制連続モードに切り替えてチャージ・ポンプをイネーブルします。あるいは、ショットキー・ダイオードを上側MOSFETと並列に接続する方法もあります。

SENSEピンの低コモンモード電圧での動作

LTC3897の電流コンパレータには、電力がSENSE$^+$ピンから直接供給されます。これにより、SENSE$^+$ピンとSENSE$^-$ピンのコモンモード電圧は、最小2.3V（UVLO閾値より低い電圧）になります。最初のページの図は、コントローラの V_{BIAS} の電力を V_{OUT} から供給しつつ、V_{IN} 電源の電圧を2.3Vまで下げることができる代表的なアプリケーションを示しています。SENSE$^+$の電圧が2.3Vより低くなると、SSピンはローに保持されます。SENSEの電圧が通常動作範囲に戻ると、SSピンは解放され、新しいソフトスタート・サイクルが始まります。

昇圧電源のリフレッシュと内部チャージ・ポンプ

各上側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、下側MOSFETがオンすると、通常はそれぞれのサイクル中に内部スイッチを通じて再充電されます。昇圧電源を必要なバイアス・レベルに保つために、2つの考慮事項があります。起動時に、UVLOがローになってから100μs以内に下側MOSFETがオンしない場合、下側MOSFETは約400nsの間オンになることを強制されます。この強制リフレッシュにより、BOOST-SW間に十分な電圧が発生するので、充電のために最初の数サイクルを待つことなく、上側MOSFETを完全に導通できる状況になります。また、BOOSTに必要なバイアスを維持するチャージ・ポンプも内蔵しています。チャージ・ポンプは、強制連続モードとパルススキップ・モードの両方で常に動作します。Burst Mode動作では、チャージ・ポンプはスリープ状態のときオフしており、チップが起動するとイネーブルされます。内部チャージ・ポンプは、通常は30μAの充電電流を供給できます。

サージ・ストッパ・コントローラと理想ダイオード・コントローラ

LTC3897は、高電圧サージを抑圧し、昇圧コントローラの入力電圧を制限して、高可用性の電源システムで通常動作を確保するよう設計された入出力保護回路を内蔵しています。LTC3897は、電源トランジェント時や過電流発生時にSGピンのNチャンネルMOSFET M_{SG} を駆動して、昇圧コントローラへの電圧および電流を制限します。また、LTC3897は、DGピンの第2のNチャンネルMOSFET M_{DG} を理想ダイオードとして駆動して、逆極性入力条件時に昇圧コントローラが損傷しないよう保護し、入力電圧が低下した場合に逆電流が流れないようにします。

LTC3897は、広い V_{IN} 電源電圧範囲（4.2V～75V）で動作します。クランプ回路が V_{IN} 電源を制限するので、入力電圧は75Vより高くなってもかまいません。また、入力電源がグラウンド電位より最大で40V低い電圧になっても、LTC3897は損傷せずに済みます。4.2Vの低電源電圧条件により、デバイスはオートモーティブ・アプリケーションでの冷間始動条件時でも動作できます。

動作

通常はパス・デバイスM_{SG}が完全に導通して負荷に電流を供給し、電力損失はほとんど発生しません。入力電圧サージが高すぎる場合は、電圧アンプ(VA)がM_{SG}のゲートを制御して、IS^-ピンの電圧を、IS^-ピンとグラウンドの間の外付け抵抗分圧器(SFPBピン)と1.235Vの内部リファレンスによって設定されるレベルに安定化します。また、LTC3897は、IS^+ピンとIS^-ピンの間に配置した外付け検出抵抗両端の電圧をモニタすることにより、過電流状態を検出します。IS^-の電圧が2.5Vより高い場合は、アクティブな電流制限回路(IA)がM_{SG}のゲートを制御して、検出電圧を50mVに制限します。IS^-の電圧が1.5Vより低くなる厳しい出力過電流が流れると、検出電圧が28mVまで減少して、M_{SG}のストレスを軽減します。

過電圧または過電流が発生すると、電流源はTMRピンとグラウンドの間に接続されているコンデンサを充電し始めます。過電流状態でのプルアップ電流源は、過電圧状態でのプルアップ電流源の5倍の電流でターンオフを加速します。TMRピンが充電されて電圧が1.35Vに達するまで、パス・デバイスM_{SG}はオンのままであり、1.35Vに達すると、SGピンがローになってM_{SG}をオフにします。障害タイマーにより、短時間のトランジェント事象の間は負荷が引き続き機能できる上に、車のロード・ダンプなど、長時間の入力過電圧による損傷からMOSFETを保護できます。障害タイマーの期間は、MOSFETをその安全動作領域(SOA)内に維持できるように、MOSFET両端にかかる電圧に応じて短くなります。M_{SG}は冷却タイマーのサイクル終了後にオンに戻ります。

MOSFET M_{DG}のソースおよびドレインは、理想ダイオードのアノードおよびカソードとして機能します。LTC3897はDGピンの電圧を制御して、M_{DG}のドレイン端子とソース端子間の30mVの順方向電圧を維持します。この方法は、ディスクリートのブロッキング(逆流防止)ダイオードを使用する場合と比較して、消費電力が減少し、負荷に供給できる電源電圧が増加します。M_{DG}を完全な導通状態で駆動して、負荷電流によって順方向電圧が30mVより大きくなると、順方向電圧は$R_{DS(ON)} \cdot I_{LOAD}$に等しくなります。

入力短絡または電源の故障が発生した場合は、オンしているMOSFET M_{DG}に逆電流が一時的に流れます。逆電圧が–30mVを超えると、LTC3897はDGピンを確実にローにしてM_{DG}をオフし、出力での外乱を最小限に抑えます。

V_{IN}ピンの電圧がGNDピンの電圧より低くなると、DGピンの電圧はCSピンの電圧まで低下して、M_{DG}はオフのままです。何らかの障害状態でSGピンがローになると、DGピンもローになるので、両方のパス・デバイスがオフになります。

IS^+ピンとIS^-ピン(更にM_{DG}のボディ・ダイオードを介してCSピン)の電圧がGNDより低くなると、SGピンの電圧はCSピンの電圧まで低下し、M_{SG}がオフになって、順方向の電流経路が遮断されます。

アプリケーション情報

最初のページの標準的応用例は、LTC3897の基本的なアプリケーション回路です。LTC3897の昇圧コントローラは、インダクタのDCR（DC抵抗）による検出またはディスクリートの検出抵抗（R_{SENSE}）を使用して電流を検出するよう構成できます。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による検出は電流検出抵抗が不要であり、特に大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、電流検出抵抗からは、コントローラの最も正確な電流制限値が得られます。他の外付け部品は負荷条件に基づいて選択し、（R_{SENSE}を使用する場合は、）R_{SENSE}とインダクタ値の選択から始めます。次に、パワーMOSFET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。LTC3897の2つのコントローラ・チャンネルは、同じ部品を使用して設計してください。

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。電流コンパレータのコモンモード入力電圧範囲は2.3V～65V（絶対最大定格）であり、昇圧コントローラはこの全範囲の入力で動作できます。電流検出抵抗は、通常は昇圧コントローラの入力に、インダクタと直列に接続して配置します。また、SENSE⁺ピンは電流コンパレータにも電力を供給します。通常動作時には約250μAが流れます。SENSE⁻ピンには、1μA未満の少量のベース電流が流れ込みます。電流コンパレータへのSENSE⁻入力は高インピーダンスであるため、DCRによる高精度の検出が可能です。

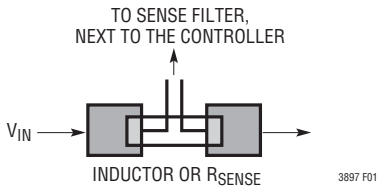
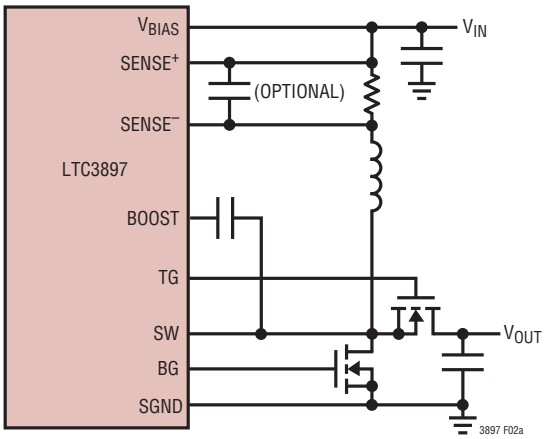


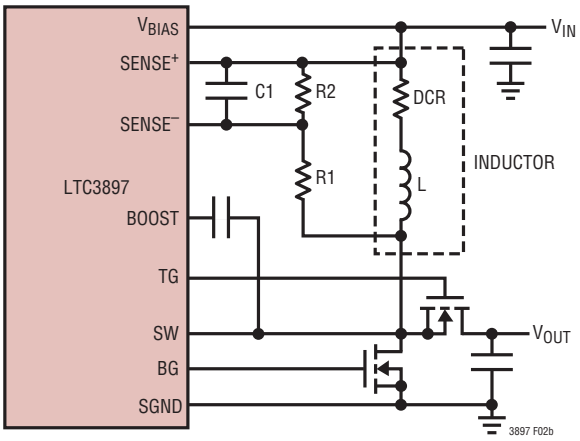
図1. インダクタまたは検出抵抗を使った検出ラインの配置

検出ラインに関係するフィルタ部品はLTC3897の近くに配置し、検出ラインは電流検出素子の下の4端子接続に近づけて一緒に配線します（図1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、電流制限の設定値が予測不能になることがあります。DCRによる検出を使用する場合（図2b）、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結合するのを防ぎます。

SENSE⁺ピンとSENSE⁻ピンの電圧の絶対最大定格は65Vです。入力電源電圧が65Vを超えることが予想される場合は、サージ保護電圧レギュレータ（SPFBピン）を使用してこれらのピンを保護する必要があります。



（2a）電流検出に抵抗を使用



PLACE C1 NEAR SENSE PINS　$(R1||R2) \cdot C1 = \frac{L}{DCR}$　$R_{SENSE(EQ)} = DCR \cdot \frac{R2}{R1 + R2}$

（2b）電流検出にインダクタのDCRを使用

図2. 2つの異なる電流検出方法

アプリケーション情報

検出抵抗による電流検出

ディスクリート抵抗を使用した標準的な検出回路を図2a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。

電流コンパレータには、最大閾値$V_{SENSE(MAX)}$があります。I_{LIM}ピンを接地するか、フローティング状態にするか、または$INTV_{CC}$に接続すると、最大閾値はそれぞれ48mV、95mV、または140mVに設定されます。電流コンパレータの閾値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to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インダクタ電流I_{MAX}が得られます。検出抵抗の値を計算するには次式を使用します。

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

各チャンネルのI_{MAX}の実際の値は、必要な出力電流$I_{OUT(MAX)}$に依存しており、次式を使用して計算できます。

$$I_{MAX} = \left(\frac{I_{OUT(MAX)}}{2}\right) \bullet \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

V_{IN}が低く出力電圧が非常に高いアプリケーションでコントローラを使用する場合は、50%を超えるデューティ・ファクタで動作する昇圧レギュレータの安定性基準に適合するのに必要な内部補償が原因で、最大インダクタ電流が減少し、それに応じて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における、この低下を推定するため、代表的な性能特性のセクションに特性曲線を示してあります。

インダクタのDCRによる検出

高負荷電流時に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2bに示すように、LTC3897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。大電流インダクタでは、インダクタのDCRが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、検出抵抗による導通損失は、DCRによる検出に比べると効率が数パーセント低下すると考えられます。

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、目標とする検出抵抗値よりもDCRが大きいアプリケーションにおいて、検出端子両端の電圧をスケーリングします。外部フィルタ部品を適切な大きさにするには、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することができますが、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、目標とする検出抵抗値は次のようになります。

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

アプリケーションが全動作温度範囲にわたって最大負荷電流を確実に供給できるように、最大電流検出閾値($V_{SENSE(MAX)}$)の最小値を選択します。

次に、インダクタのDCRを決めます。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である抵抗の温度係数を考慮して、この値を増加させます。インダクタの最大温度($T_{L(MAX)}$)の控えめな値は100°Cです。

インダクタの最大DCRを目的の検出抵抗値に合わせて増減するには、次の分圧器の比を使います。

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

C1は通常、0.1μF～0.47μFの範囲に入るように選択します。これにより、R1||R2は必然的に約2kになるので、SENSE⁻ピンの±1μAの電流によって生じることがある誤差が減少します。

等価抵抗R1||R2の大きさは室温のインダクタンスと最大DCRに従って次のように調整されます。

$$R1||R2 = \frac{L}{(DCR \text{ at } 20°C) \bullet C1}$$

アプリケーション情報

抵抗の値は、次のようになります。

$$R1 = \frac{R1||R2}{R_D};\quad R2 = \frac{R1 \bullet R_D}{1 - R_D}$$

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、電力損失が最大になるのは、連続モードでのV_{IN} = 1/2V_{OUT}のときです(次式)。

$$P_{LOSS_R1} = \frac{(V_{OUT} - V_{IN}) \bullet V_{IN}}{R1}$$

R1の電力定格がこの値より大きいことを確認してください。軽負荷時に高い効率が必要な場合、DCR検出と検出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、検出抵抗の場合よりDCRネットワークの方がわずかに大きくなることがあります。ただし、DCRによる検出では検出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な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。なぜ誰もが大きな値の部品を使用した低周波数動作を選ぶのでしょうか。答えは効率です。MOSFETのゲート電荷損失とスイッチング損失のために、一般に周波数が高いほど効率が低下します。また、周波数が高くなると、ボディ・ダイオード導通のデューティ・サイクルが高くなり、このため効率が低下します。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。次式に示すように、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いほど減少し、V_{IN}が高いほど増加します。

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

ΔI_Lが大きくても構わなければ、小さいインダクタンスを使用できますが、出力電圧リップルと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ΔI_L = 0.3(I_{MAX})です。ΔI_Lが最大になるのは、V_{IN} = 1/2V_{OUT}のときです。

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減少した結果、ピーク電流が、R_{SENSE}によって決定される電流制限値の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(ΔI_Lを高くする)と、低い負荷電流でBurst Modeに移行するので、低電流動作の値の高い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。Lの値が分かったら、DCRによる損失とコア損失が少ないインダクタを選択します。

昇圧コントローラのパワーMOSFETの選択

LTC3897では昇圧コントローラの各位相に対して2つの外付けパワーMOSFETを選択する必要があります。1つは下側(メイン)スイッチ用のNチャンネルMOSFETであり、もう1つは上側(同期)スイッチ用のNチャンネルMOSFETです。

ピークtoピーク駆動レベルはDRV_{CC}電圧により設定されます。この電圧は、DRVSETピンの構成に応じて5V～10Vの範囲になります。したがって、閾値がロジック・レベルおよび標準レベルのMOSFETは、どちらもDRV_{CC}の設定電圧に応じてほとんどのアプリケーションで使用することができます。MOSFETのBV_{DSS}仕様にも十分注意してください。

ゲート駆動レベルを5V～10Vの範囲で調整するLTC3897特有の機能(OPTI-DRIVE)により、効率に合わせてアプリケーション回路を的確に最適化することができます。ゲートの駆動レベルを調整する場合の最終的な決定要因はレギュレータの全入力電流です。変更を加えて入力電流が減少すれば、効率は向上しています。入力電流に変化がなければ効率にも変化がありません。

アプリケーション情報

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}の変化量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上側MOSFETと下側MOSFETのデューティ・サイクルは以下の式で与えられます。

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

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

最大出力電流が$I_{OUT(MAX)}$で、各チャンネルが全出力電流の半分を分担する場合、最大出力電流時の各チャンネルのMOSFETの消費電力は、以下の式で与えられます。

$$P_{MAIN} = \frac{(V_{OUT} - V_{IN})V_{OUT}}{V^2_{IN}} \bullet \left(\frac{I_{OUT(MAX)}}{2}\right)^2 \bullet (1+\delta) \bullet R_{DS(ON)} + k \bullet V_{OUT}^3 \bullet \frac{I_{OUT(MAX)}}{2 \bullet V_{IN}} \bullet C_{MILLER} \bullet f$$

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

ここで、σは$R_{DS(ON)}$（約1Ω）の温度依存性です。逆回復電流によって生じる損失を反映する定数kは、ゲート駆動電流に反比例し、その経験値は1.7です。

I^2R損失は両方のMOSFETに共通していますが、下側のNチャンネルMOSFETの式には遷移損失の項が追加されており、これは入力電圧が低いときに最も大きくなります。V_{IN}が高い場合、大電流での効率は一般に大型のMOSFETを使用すると向上しますが、V_{IN}が低い場合は遷移損失が急激に増加するので、実際には$R_{DS(ON)}$が大きくC_{MILLER}が小さいMOSFETを使用した方が効率が高くなります。同期MOSFETの損失は、下側スイッチのデューティ・ファクタが低くなる高入力電圧時、または同期スイッチが周期の100%近くオンになる過電圧時に最も大きくなります。

MOSFETの場合の(1 + σ)の項は、一般に、正規化された$R_{DS(ON)}$と温度の曲線の形で与えられますが、低電圧MOSFETの場合は、近似値として σ = 0.005/°Cを使用できます。

昇圧コンバータのC_{IN}とC_{OUT}の選択

昇圧コンバータの入力リップル電流は連続しているので、(出力リップル電流と比較して)相対的に低くなります。昇圧コンバータの入力端に置く入力コンデンサC_{IN}の電圧定格は、最大入力電圧を余裕をもって超えることが必要です。セラミック・コンデンサは過電圧状態には比較的耐えることができますが、アルミ電解コンデンサはそうではありません。入力コンデンサに過度のストレスを与える可能性のある過電圧トランジェントに関して、入力電圧の特性を必ず評価してください。

C_{IN}の値は信号源インピーダンスの関数で、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が大きくなります。必要な入力容量の大きさはデューティ・サイクルによっても大きく影響されます。高いデューティ・サイクルで動作する大出力電流アプリケーションは、DC電流とリップル電流の両方の点で、入力電源に大きな負担を負わせることがあります。

昇圧コンバータでは出力電流が不連続なので、C_{OUT}は出力電圧リップルを減少させることができなければなりません。与えられた出力リップル電圧に対する適切なコンデンサを選択するには、ESR(等価直列抵抗)とバルク容量の影響について検討する必要があります。単相の昇圧コンバータでのバルク容量の充放電による定常リップル電圧は、次式で与えられます。

$$V_{RIPPLE} = \frac{I_{OUT(MAX)} \bullet (V_{OUT} - V_{IN(MIN)})}{C_{OUT} \bullet V_{OUT} \bullet f} \text{ V}$$

ここで、C_{OUT}は出力フィルタ・コンデンサです。

アプリケーション情報

ESR両端の電圧降下による定常リップルは次式で与えられます。

$$\Delta V_{ESR} = I_{L(MAX)} \bullet ESR$$

LTC3897の昇圧コントローラは、2相シングル出力コンバータとして構成されています。ここでは、2つのチャンネルの出力が互いに接続されており、両チャンネルのデューティ・サイクルは同じです。2相動作では、2つのチャンネルが位相を180度ずらして動作します。このため、出力コンデンサの電流パルスが実質的にインターリーブされるので、出力コンデンサのリップル電流は大幅に減少します。その結果、コンデンサのESR条件を緩和できます。出力コンデンサに流れるリップル電流は方形波なので、出力コンデンサのリップル電流条件は、デューティ・サイクル、位相数、および最大出力電流に依存します。出力コンデンサの正規化リップル電流を、2相構成でのデューティ・サイクルの関数として図3に示します。出力コンデンサのリップル電流定格を選択するには、最初に、出力電圧と入力電圧範囲に基づいてデューティ・サイクルの範囲を設定します。図3を参照して、最も厳しい条件での大きな正規化リップル電流を最大負荷電流のパーセンテージとして選択します。

ESRおよびRMS電流処理の条件を満たすために、複数のコンデンサを並列に配置する必要がある場合があります。乾式タンタル、特殊ポリマー、アルミ電解およびセラミックの各コンデンサは、全て表面実装パッケージで入手できます。セラミック・コンデンサは優れた低ESR特性を備えていますが、電圧係数が高いことがあります。現在では、低ESRで高リップル電流定格のコンデンサ(例えば、OS-CONやPOSCAPなど)を入手できます。

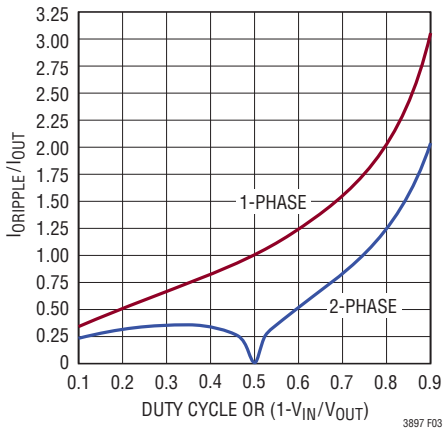


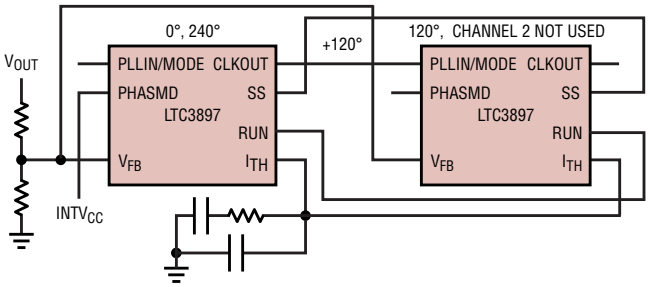
図3. 昇圧コンバータの出力コンデンサ正規化リップル電流(RMS)

PolyPhase動作

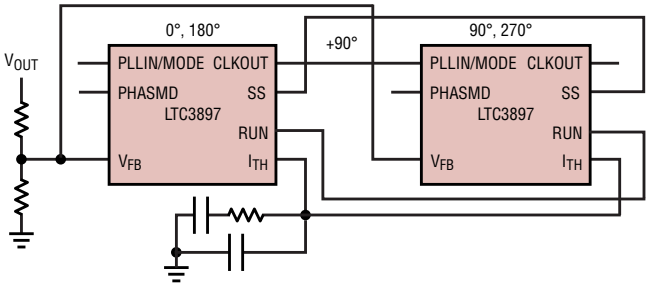
出力負荷が大電流を必要とする場合は、複数のLTC3897をカスケード接続して位相をずらして動作させ、出力電流を増やすと同時に入出力の電圧リップルを低減できます。PLLIN/MODEピンを使用すると、LTC3897を別のLTC3897のCLKOUT信号に同期させることができます。CLKOUT信号を後段のLTC3897のPLLIN/MODEピンに接続して、システム全体の周波数と位相の両方を揃えることができます。

PHASMDピンを$INTV_{CC}$またはSGNDに接続するか、フローティング状態にすると、(PLLIN/MODEとCLKOUTの間に)それぞれ240°、60°、90°の位相差が発生し、(CH1とCH2の間に)それぞれ120°、180°、180°の位相差が発生します。3相、4相、6相、または12相動作に必要な接続を図4に示します。全12相をカスケード接続して、互いに対して位相がずれた状態で同時に動作させることができます。

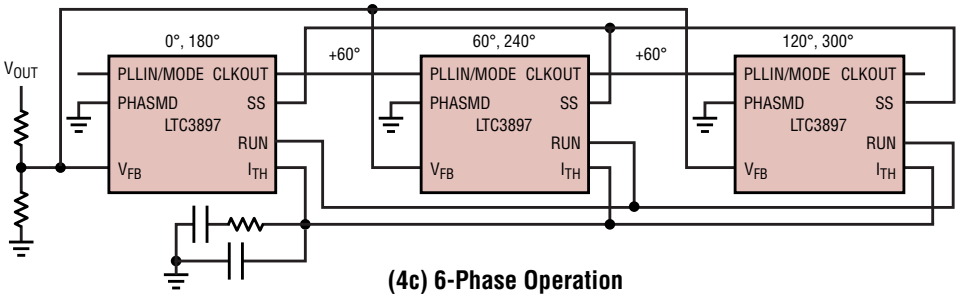
アプリケーション情報



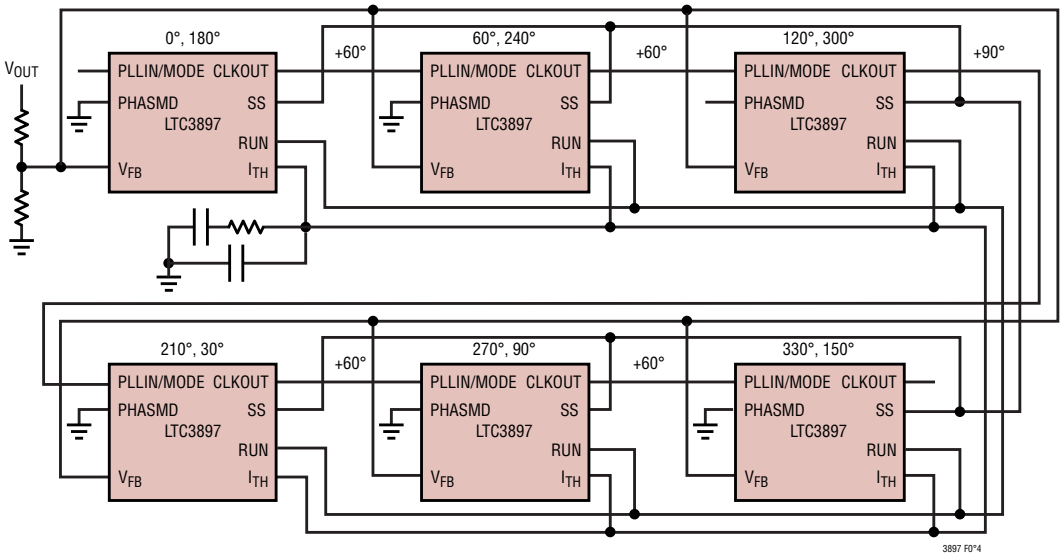
(4a) 3-Phase Operation



(4b) 4-Phase Operation



(4c) 6-Phase Operation



(4d) 12-Phase Operation

図4. PolyPhase動作

アプリケーション情報

出力電圧の設定

LTC3897の出力電圧は、図5に示されているように、出力に注意深く接続した外付け帰還抵抗分圧器によって設定されます。安定化出力電圧は次式により求められます。

$$V_{OUT} = 1.2V\left(1+\frac{R_B}{R_A}\right)$$

V_{FB}の配線は、インダクタやSWの配線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。また、V_{FB}ノードはできるだけ小さくして、ノイズを拾わないようにしてください。

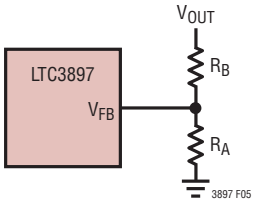


図5. 出力電圧の設定

ソフトスタート(SSピン)

V_{OUT}の起動はSSピンの電圧によって制御されます。SSピンの電圧が1.2Vの内部リファレンスより低いと、LTC3897はV_{FB}ピンの電圧を1.2VではなくSSピンの電圧に安定化します。

ソフトスタートを有効にするため、図6に示すように、SSピンとグラウンドの間にコンデンサを接続します。内部10μA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SSピンに発生させます。LTC3897はV_{FB}ピンの電圧(したがってV_{OUT})をSSピンの電圧に従って安定化するので、V_{OUT}はV_{IN}から最終的な安定化電圧値まで滑らかに上昇することができます。全ソフトスタート時間はおおよそ次のようになります。

$$t_{SS} = C_{SS} \bullet \frac{1.2V}{10\mu A}$$

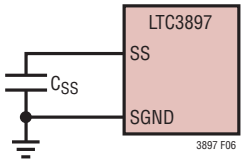


図6. SSピンを使ったソフトスタートの設定

DRV_{CC}レギュレータと$INTV_{CC}$レギュレータ(OPTI-DRIVE)

LTC3897には異なる2つのPチャンネル低ドロップアウト・リニア電圧レギュレータ(LDO)が内蔵されており、$EXTV_{CC}$ピンとDRVSETピンの接続状態に応じて、V_{BIAS}電源ピンまたは$EXTV_{CC}$ピンのどちらかからDRV_{CC}ピンに電力を供給します。第3のPチャンネルLDO電源は、DRV_{CC}ピンから$INTV_{CC}$ピンに電力を供給します。DRV_{CC}はゲート・ドライバに電力を供給するのに対して、$INTV_{CC}$はLTC3897の内部回路のほとんどに電力を供給します。V_{BIAS} LDOおよび$EXTV_{CC}$ LDOは、DRVSETピンをどう設定したかに応じて、DRV_{CC}を5V～10Vの範囲内で安定化します。これらの各LDOは50mA以上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。MOSFETゲート・ドライバが必要とする大きな過渡電流を供給し、チャンネル間の相互作用を防ぐために、十分なバイパスが必要です。$INTV_{CC}$電源は0.1μFのセラミック・コンデンサでバイパスする必要があります。

DRVSETピンは、DRV_{CC}の電源電圧を設定します。DRVSETピンを$INTV_{CC}$に接続すると、DRV_{CC}は10Vに設定されます。DRVSETピンをGNDに接続すると、DRV_{CC}は6Vに設定されます。図7に示すように、DRVSETとGNDの間に50k～100kの抵抗を配置することにより、DRV_{CC}の電圧を5V～10Vに設定できます。

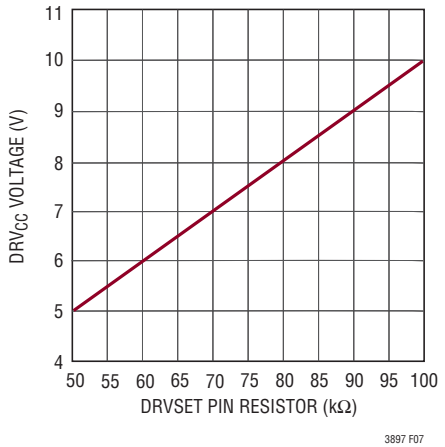


図7. DRV_{CC}の電圧とDRVSETピンの抵抗値との関係

アプリケーション情報

大きなMOSFETが高い周波数で駆動される高電圧のアプリケーションでは、LTC3897の最大ジャンクション温度定格を超える恐れがあります。DRV_{CC}の電流はゲート充電電流が中心となるので、V_{BIAS} LDOまたは$EXTV_{CC}$ LDOのどちらで供給してもかまいません。$EXTV_{CC}$ピンの電圧がその切替え閾値（DRVUVピンで決まる4.7Vまたは7.7V）より低いと、V_{BIAS} LDOがイネーブルされます。この場合、デバイスの消費電力は最大となり、$V_{BIAS} \cdot I_{DRVCC}$に等しくなります。効率に関する検討事項のセクションで説明しているように、ゲート充電電流は動作周波数に依存します。ジャンクション温度は電気的特性のNote 2に与えられている式を使って推定できます。例えば、QFNパッケージのLTC3897を使用してDRV_{CC}を6Vに設定した場合、70°Cの周囲温度で$EXTV_{CC}$電源を使用しない条件では、40Vの電源から流れるDRV_{CC}電流が47mA未満に制限されます（次式参照）。

$$T_J = 70°C + (47mA)(40V - 6V)(34°C/W) = 125°C$$

FEパッケージでは、70°Cの周囲温度で$EXTV_{CC}$電源を使用しない場合、40Vの電源から流れるDRV_{CC}の電流は57mA未満に制限されます（次式参照）。

$$T_J = 70°C + (57mA)(40V - 6V)(28°C/W) = 125°C$$

最大ジャンクション温度を超えないようにするには、V_{BIAS}が最大のとき、強制連続モード（PLLIN/MODE = $INTV_{CC}$）で動作している間、V_{BIAS}の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切替え閾値を超えると、V_{BIAS} LDOがオフして$EXTV_{CC}$ LDOがイネーブルされます。$EXTV_{CC}$に印加される電圧が、切替え閾値からコンパレータのヒステリシスを減じた値より高い電圧に維持される限り、$EXTV_{CC}$ LDOはオンしたままです。$EXTV_{CC}$ LDOはDRV_{CC}の電圧をDRVSETピンで設定した電圧に安定化しようとするので、$EXTV_{CC}$がこの電圧より低い間、LDOはドロップアウト状態になり、DRV_{CC}の電圧は$EXTV_{CC}$にほぼ等しくなります。$EXTV_{CC}$が設定電圧より高く、絶対最大定格の14V以下である場合、DRV_{CC}は設定電圧に安定化されます。$EXTV_{CC}$ LDOから規定値以上の電流が必要な場合は、$EXTV_{CC}$ピンとDRV_{CC}ピンの間に外付けのショットキー・ダイオードを追加することができます。この場合、10Vを超える電圧を$EXTV_{CC}$に印加しないでください。また、$EXTV_{CC} \le V_{BIAS}$であることを確認してください。DRV_{CC}の電力を外部電源から供給すれば、かなりの熱利得が得られます。$EXTV_{CC}$ピンを8.5V電源に接続すると、前の例のジャンクション温度は125°Cから74°Cまで下がります。

$$T_J = 70°C + (47mA)(8.5V - 6V)(34°C/W) = 74°C$$

また、FEパッケージでも125°Cから74°Cまで下がります。

$$T_J = 70°C + (57mA)(8.5V - 6V)(34°C/W) = 74°C$$

$EXTV_{CC}$の接続方法として考えられる2つの方法を以下に示します。

1. $EXTV_{CC}$を接地します。こうすると、内部のV_{BIAS}レギュレータからDRV_{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10%低下します。
2. $EXTV_{CC}$を外部電源に接続します。範囲が5～14Vの外部電源を利用できる場合、MOSFETゲート駆動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$EXTV_{CC} \le V_{BIAS}$となるようにしてください。

上側MOSFETドライバの電源（C_B）

BOOSTピンに接続された外付けブートストラップ・コンデンサC_Bは、上側MOSFETのゲート駆動電圧を供給します。LTC3897は、DRV_{CC}と各コントローラのBOOSTピンの間にスイッチを内蔵しています。これらの内部スイッチにより、DRV_{CC}とBOOSTの間にブートストラップ・ダイオードを外付けする必要がありません。機能図のコンデンサC_Bは、SWピンがローのとき、DRV_{CC}からこの内部スイッチを介して充電されます。上側のMOSFET をオンするとき、ドライバはそのMOSFET のゲート-ソース間にC_B電圧を印加します。これによってこの上側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。上側MOSFETがオンしているとき、昇圧電圧は次のように入力電源より高くなります。$V_{BOOST} = V_{IN} + V_{DRVCC}$（昇圧コントローラでは$V_{BOOST} = V_{OUT} + V_{DRVCC}$）。昇圧コンデンサ$C_B$には、上側MOSFETの全入力容量の100倍の値が必要です。

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

LTC3897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)で構成されるフェーズ・ロック・ループ(PLL)を内蔵しています。これにより、チャンネル1の下側MOSFETがオンするタイミングを、PLLIN/MODEピンに加えられる外部クロック信号の立上がりエッジに同期させることができます。したがって、チャンネル2の下側MOSFETがオンするときの位相は、外部クロックと180度ずれています。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。このタイプの位相検出器は、外部クロックの高調波に誤って同期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が連続的に流れ出し、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、電流が連続的に流れ込み、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C_{LP}がVCO入力の電圧を保持します。

通常、(PLLIN/MODEピンの)外部クロックの入力ハイ閾値は1.6Vであり、入力ロー閾値は1.2Vです。

LTC3897は、周波数がLTC3897の内部VCOの範囲(公称55kHz～1MHz)の外部クロックにだけ同期できるという点に注意してください。これは75kHz～850kHzの範囲内になることが確認されています。

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づける必要はありませんが、そうすると動作周波数がPLL同期範囲として広範囲の周波数を通過しなくて済みます。

FREQピンを使用できる様々な状態を表2にまとめます。

表2.

FREQピン	PLLIN/MODEピン	周波数
0V	DC Voltage	350kHz
$INTV_{CC}$	DC Voltage	535kHz
Resistor	DC Voltage	50kHz to 900kHz
Any of the Above	External Clock	Phase Locked to External Clock

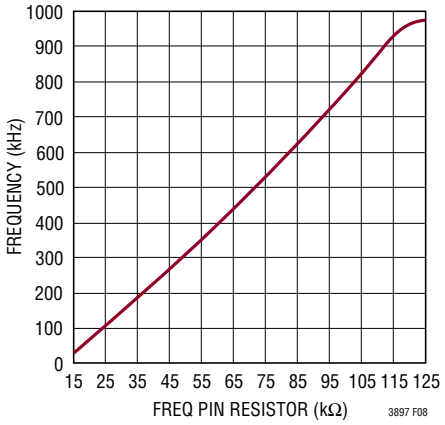


図8. 発振周波数とFREQピンの抵抗値の関係

最小オン時間に関する検討事項

最小オン時間$t_{ON(MIN)}$は、LTC3897が下側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上側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は、この最小オン時間の制限に近づくことがあります。

強制連続モードでは、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が、出力は引き続き安定化されます。V_{IN}が高くなると、スキップされるサイクル数も増えます。V_{IN}がV_{OUT}より高くなると、ループは上側MOSFETを常時オンに維持します。LTC3897の最小オン時間は約90nsです。

アプリケーション情報

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での効率は、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。多くの場合、個々の損失を分析して、効率を制限する要素が何であり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断することが有益です。パーセント表示の効率は、次式で表すことができます。

$$\%Efficiency = 100\% - (L1 + L2 + L3 + ...)$$

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全ての素子で損失が生じますが、LTC3897の回路での損失の大部分は、通常、主に次の5つの要因によって生じます。それは、1)デバイスのV_{BIAS}電流、2)DRV_{CC}レギュレータの電流、3)I^2R損失、4)下側MOSFETの遷移損失、5)ボディ・ダイオードの導通損失です。

1. V_{BIAS}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_{BIAS}電流による損失は通常小さな値です(0.1%未満)。

2. DRV_{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のゲートがローからハイに切り替わり、再びローに切り替わるたびに、DRV_{CC}からグラウンドに一定量の電荷ΔQが移動します。それによって生じるΔQ/ΔtはDRV$_{CC}$から流れ出る電流であり、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、$I_{GATECHG} = f(QT + QB)$です。ここで、QTとQBは上側MOSFETと下側MOSFETのゲート電荷です。

3. DCのI^2R損失。これは、MOSFET、検出抵抗、インダクタ、およびプリント回路基板のトレースの各抵抗成分によって発生し、大きな出力電流が流れるときに効率低下の原因になります。

4. 遷移損失は下側のMOSFETにのみ当てはまり、しかも大きくなるのは低い入力電圧で動作している場合に限ります。遷移損失は次式から概算できます。

$$\text{Transition Loss} = (1.7)\frac{V_{OUT}^3}{V_{IN}} \bullet \frac{I_{OUT(MAX)}}{2} \bullet C_{RSS} \bullet f$$

5. ボディ・ダイオードの導通損失は、スイッチング周波数が高いほど大きくなります。デッド・タイムの間、上側MOSFETでの損失は$I_{OUT} \bullet V_{DS}$です。ここで、V_{DS}は約0.7Vです。スイッチング周波数が高くなると、デッド・タイムがスイッチング・サイクルのかなりの割合を占めるようになり、効率が低下します。

銅パターンや内部バッテリ抵抗など、その他の隠れた損失が、携帯用システムでの更なる効率低下の原因になる可能性があります。こうしたシステム・レベルの損失を設計段階で盛り込むことが非常に重要です。

過電圧障害

LTC3897は、過電圧状態の間IS^-ピンの電圧を制限します。内部の電圧アンプがSGピンの電圧を制御して、SPFBピンを1.235Vに維持します(図14)。この期間中、NチャンネルMOSFETのM_{SG}はオンのままであり、負荷に電流を供給します。これにより、短時間の過電圧トランジェントが発生しても、動作を中断させずに済みます。

電圧レギュレーション・ループが動作する時間が、タイマー・コンデンサによって設定されるタイムアウト期間より長いと、過電圧障害が検出されます。130mAの電流によってSGピンの電圧がCSピンの電圧まで低下するので、M_{SG}はオフになります。これにより、自動車でのロード・ダンプなど、長時間の過電圧発生時にM_{SG}が損傷せずに済みます。障害状態が解消され、冷却期間に入ると、SGピンは再度ハイに向かいます。

過電流障害

LTC3897は、出力短絡や過大な負荷電流から保護する調整可能な電流制限回路を備えています。IS^-ピンの電圧が2.5Vより高いときに、過電流が発生すると、IS^+ピンとIS^-ピンの間の電流検出電圧を50mVに制限するようSGピンの電圧が調整されます。IS^-ピンの電圧が1.5Vより低いときは、電流制限検出電圧が27mVまで減少して、出力過電流発生時の保護能力が高まります。

電流検出抵抗はIS^+ピンとIS^-ピンの間に配置し、その値(R_{IS})は次式によって決まります。

$$R_{IS} = \frac{\Delta V_{IS}}{I_{IS}}$$

ここで、I_{IS}は電流制限の目標値です。

アプリケーション情報

電流制限回路が作動している時間が、タイマー・コンデンサによって設定されるタイムアウト遅延時間より長くなると、過電流障害が発生します。その後、SGピンはCSピンに流れ込む130mAによって直ちにローになり、MOSFET M_{SG}をオフします。障害状態が解消されて冷却期間に入ると、SGピンを再度プルアップしてパス・デバイスをオンさせることができます。

障害発生時に、MOSFET M_{SG}が突然オフした後、V_Pノードの電圧（図17参照）が放電する速度は、V_Pの容量、昇圧インダクタL1およびL2のインダクタンス値、および負荷電流に依存します。ダイオードD_{IN}をグラウンドとV_Pノードの間に接続して、インダクタ電流を自然に放電してゼロになるまで流し続ける経路を設けることが必要です。このダイオードは障害発生時に大電流を過渡的に導通させるだけで、通常は逆バイアスされているので、大量のDC電流に対応する定格である必要はありません。ほとんどのアプリケーションでは、定格が約1Aのダイオードで十分です。

障害タイマー

LTC3897には、調整可能な障害タイマーが組み込まれています。TMRピンとグラウンドの間にコンデンサを接続すると、過電圧または過電流障害状態の発生時にMOSFET M_{SG}がオフになるまでの遅延時間が設定されます。また、障害状態が解消された後にM_{SG}がオンに戻ることができるまでの冷却期間も、同じコンデンサで設定します。障害状態が検出されると、電流源がTMRピンを充電します。電流レベルは、V_{IN}ピンとIS^-ピンの間の電圧降下（MOSFETのV_{DS}に対応）に応じて変化します。オン時間はMOSFETでの電圧降下に反比例します。したがって、この方式は、タイマー電流が一定の方式と比べて、MOSFETの使用可能な安全動作領域（SOA）をより有効に活用しています。

タイマー電流は、過電圧障害時は$V_{IN} – V_{IS^-}$が0.5V以下の場合の約2.3μAから始まり、$V_{IN} – V_{IS^-}$が75Vの場合の53μAまで直線的に増加します。

$$I_{TMR(UP)OV} = 2.3\mu A + 0.681[\mu A/V] \bullet (V_{IN^-} V_{IS^-} – 0.5V)$$

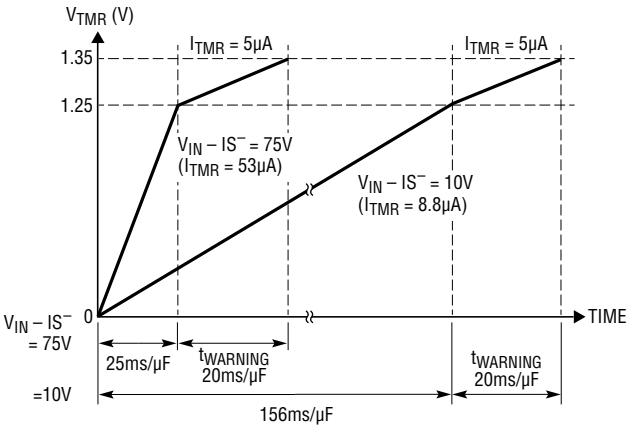
過電流障害状態時は、タイマー電流は$V_{IN} – V_{IS^-}$が0.5V以下の場合の10μAから始まり、$V_{IN} – V_{IS^-}$が75Vの場合の270μAまで増加します。

$$I_{TMR(UP)OC} = 10\mu A + 3.49[\mu A/V] \bullet (V_{IN} – V_{IS^-} – 0.5V)$$

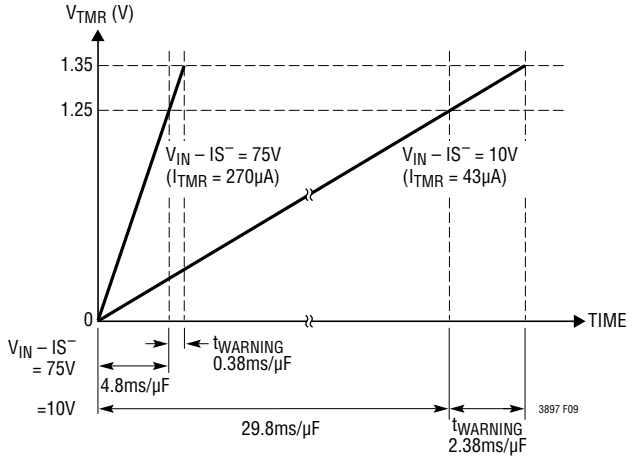
この仕組みにより、パス・デバイスは過電流発生時により迅速にオフすることができます。過電流状態の方が消費電力が増えるからです。過電圧と過電流の両方の事象での様々な$V_{IN} – IS^-$でのタイマー電流については、代表的な性能特性のセクションを参照してください。

TMRピンの電圧V_{TMR}が1.25Vに達すると、過電圧障害の場合は、タイマー電流が一定の5μAに切り替わります。V_{TMR}が1.25Vに達してからMOSFET M_{SG}がオフするまでの時間は、次式により与えられます。

$$t_{WARNING} = \frac{C_{TMR} \bullet 100mV}{5\mu A}$$



(9a) Overvoltage Fault Timer Current



(9b) Overcurrent Fault Timer Current

図9. LTC3897の障害タイマー電流

アプリケーション情報

この一定の早期警告時間により、昇圧コントローラは電源が遮断される前にハウスキーピング機能を実行できます。V_{TMR}が1.35Vの閾値を超えると、パス・デバイスM_{SG}は直ちにオフします。過電流が流れている間は、V_{TMR}が1.25Vの閾値に達しても、タイマー電流は5μAまで減少しません。これは、過電流によって障害タイマーの時間全体が長くなり、過電流が流れている間にパワー・トランジスタに加わるストレスが増すからです。

$V_{IN} – IS^{–}$が一定のままであるとすると、過電圧障害時のSGのオン時間は次のようになります。

$$t_{OV} = \frac{C_{TMR} \bullet 1.25V}{I_{TMR(UP)OV}} + \frac{C_{TMR} \bullet 100mV}{5\mu A}$$

また、過電流障害時の場合のオン時間は次のとおりです。

$$t_{OC} = \frac{C_{TMR} \bullet 1.35V}{I_{TMR(UP)OC}}$$

TMRの電圧が1.25Vに達した後に障害状態が解消されたが、1.35Vより低い場合、TMRピンは2μAで放電されます。昇圧コントローラがイネーブルされている場合は、CTMRの値を小さく(1nFなど)して、出力過電流発生時に大量の電流が流れないよう制限してください。

冷却期間と再起動

障害状態時にTMRピンの電圧が1.35Vに達してSGがローになると、TMRピンは2μAの電流で直ちに放電を開始します。TMRピンの電圧が0.15Vまで低下すると、TMRピンは2.3μAで充電されます。TMRピンの電圧が1.35Vに達すると、2μAで再び放電を開始します。このパターンは32回繰り返され、再試行までの長い冷却タイマー期間が形成されます。冷却期間の最後(TMRピンの電圧が0.15Vに低下する回数が32回に達したとき)に、LTC3897は再試行してSGピンの電圧を上昇させ、パス・デバイスM_{SG}をオンします。全冷却タイマー期間は次式で与えられます。

$$t_{COOL} = \frac{32 \bullet C_{TMR} \bullet 1.2V}{2\mu A} + \frac{31 \bullet C_{TMR} \bullet 1.2V}{2.3\mu A}$$

逆入力保護

LTC3897は、損傷せずに逆電圧に耐えることができます。V_{IN}、SGEN、SG、CS、DGの全てのピンは、GNDを基準にして–40Vまでの電圧に耐えることができます。

LTC3897は2番目のNチャンネルMOSFET(M_{DG})を理想ダイオードとして制御して、逆入力保護用のインライン・ブロッキング・ダイオードを置き換え、通常動作時の電圧降下を最小限に抑えます。入力短絡または電源電圧低下が発生した場合は、逆電流が一時的にM_{DG}を流れます。LTC3897はこの逆電流を検出し、DGピンの電圧をCSピンの電圧まで直ちに低下させて、M_{DG}をオフにします。これにより、出力平滑コンデンサの放電が最小限に抑えられ、出力電圧が保持されます。入力電源電圧がグラウンド電位より低くなると、CSピンの電圧はM_{SG}のボディ・ダイオードを通じてグラウンドより低くなります。LTC3897は、DGピンをCSピンに短絡してM_{DG}をオフに保つことにより、この状態に応答します。

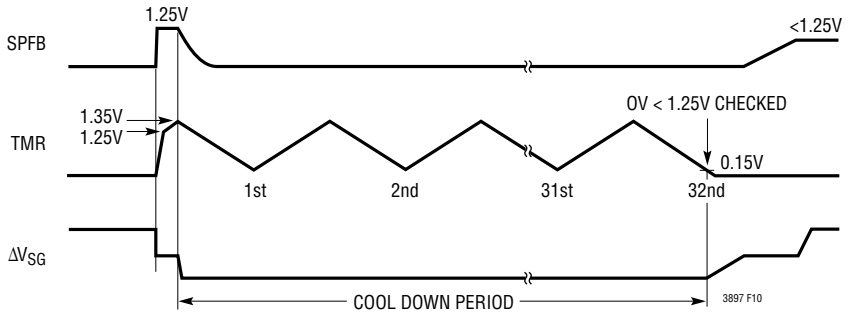


図10. 過電圧障害後の自動再試行冷却タイマー・サイクル

アプリケーション情報

突入電流の制限とSGピンの補償

LTC3897は、SGピンの電圧スルー・レートを制御することにより、負荷容量への突入電流と、昇圧コントローラのインダクタを流れる突入電流を制限します。SGピンとグラウンドの間に外付けコンデンサC_{SG}を接続して、突入電流を更に低減できますが、代償としてターンオフ時間が長くなります。ゲート・コンデンサは次のように設定します。

$$C_{SG} = \frac{I_{SG(UP)}}{I_{INRUSH}} C_L$$

ここで、$I_{SG(UP)}$はSGピンのプルアップ電流、I_{INRUSH}は突入電流の目標値、C_Lは出力の全負荷容量です。代表的なアプリケーションでは、過電圧および過電流発生時のループ補償のため、6.8nFのC_{SG}を推奨します。5V/μsより高速の入力電圧ステップが生じる場合は、ゲート・コンデンサの容量を増やすと、NチャンネルMOSFETの自己エンハンスメントを防止するのに役立ちます。

ゲート・コンデンサの追加により、障害状態時のターンオフ時間が長くなり、出力過電流発生時に流すことができるピーク電流が増えます。これが心配な場合は、追加の抵抗R3をC_{CS}と直列に接続すると、ターンオフ時間を元に戻すことができます(図14)。ダイオードD4をR3の両端に配置し、そのカソードをC_{SG}に接続します。高速の過渡入力ステップ発生時には、D4がC_{SG}へのバイパス経路になるので、SGをローに保持して、自己エンハンスメントを防止するという利点があります。

電源トランジェント保護

LTC3897は75Vまで動作することがテストされ、76V～−40Vの範囲で損傷せずに安全であることが確認されています。電圧トランジェントが76Vより高いか、−40Vより低いと、永続的な損傷を引き起こす恐れがあります。過電流状態時に、電源パターンを流れる電流が大きく変動すると、関連の配線によって生じる寄生インダクタンスと相まって、V_{IN}、CS、IS^-の各ピンに正負両方向の破壊的な電圧トランジェントが発生する可能性があります。電圧トランジェントを低減するには、短く幅の広いパターンを使用して、電源パターンの寄生インダクタンスを最小限に抑えます。V_{IN}ピンの小さなRCフィルタにより、パルス幅の狭い高電圧スパイクを除去します。

76Vを超える電源トランジェントがV_{IN}ピンに生じるのを制限するもう1つの方法は、図11に示すように、ツェナー・ダイオードD1と抵抗R1を使用する方法です。D1はV_{IN}ピンに生じたスパイクをクランプするのに対して、R1はサージ発生時にD1を流れる電流を安全なレベルに制限します。負の方向では、D1とR1の組み合わせによってV_{IN}ピンの電圧をGND付近にクランプします。R1をV_{IN}ピンと直列に配置すると、抵抗の両端に余分な電圧降下が生じるために、必要な最小電源電圧が高くなります。この電圧は、LTC3897の電源電流と、D1のリーク電流によって決まります。抵抗を2.2kにすると、最小動作電圧は約1V高くなります。

持続的で高い電源電圧の場合は、R1の消費電力が許容できなくなります。これを解決するには、外付けのNPNトランジスタ(図11のQ1)をバッファとして使用します。電源の反転からQ1を保護するには、ダイオードを直列に接続してQ1のコレクタ電流を遮断するか、図14のD2とD3のカソードにQ1のコレクタを接続します。

電圧トランジェントが200Vより高い場合は、図14のトランジェント・サプレッサD2が入力電圧を200VにクランプしてM_{SG}のブレークダウンを防ぎます。また、D3の順方向の導通も遮断します。入力電圧が負になると、D3はCSピンの電圧をGNDより24V低い電圧に制限します。C_Lは、入力が急に短絡したときに、出力に生じる誘導性エネルギーを吸収して、IS^+ピンとIS^-ピンを保護するのに役立ちます。

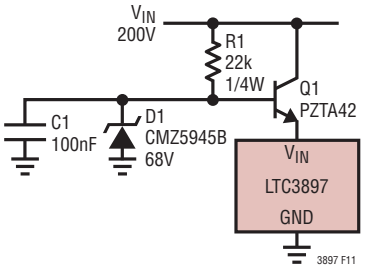


図11. V_{IN}のバッファリングによる入力電源電圧範囲の拡大

サージ・ストッパと理想ダイオード用のMOSFETの選択

LTC3897は、2つのNチャンネルMOSFET(M_{SG}およびM_{DG})をパス・デバイスとして駆動して、負荷電流を流します(図14)。重要な特性は、オン抵抗($R_{DS(ON)}$)、ドレイン-ソース間最大電圧(BV_{DSS})、閾値電圧、および安全動作領域(SOA)です。

アプリケーション情報

ドレイン - ソース間最大電圧定格は、最大入力電圧より高くなければなりません。出力がグラウンドに短絡した場合や過電圧が発生した場合は、M_{SG}に全電源電圧がかかります。入力がグラウンドに短絡すると、出力に保持されている電圧によってM_{DG}はストレスを受けます。V_{IN}が8Vより高いアプリケーションでは、両方のMOSFETのゲート駆動電圧が10Vより高く、16Vより低いことが確保されます。このため、閾値電圧が標準的なNチャンネルMOSFETを使用できます。V_{IN}が8Vより低いシステムでは、ゲート駆動電圧が5V程度まで低下する可能性があるので、ロジックレベルのMOSFETが必要です。24V以上の電源では、各MOSFETのゲートとソースの間に15Vのツェナー・ダイオードを接続して、保護を強化することを推奨します。

MOSFETでのトランジェント・ストレス

MOSFETのSOAは、全ての障害条件を網羅している必要があります。通常動作では、パス・デバイスは完全にオンしており、消費電力はごくわずかです。ただし、過電圧障害または過電流障害の発生時は、SGピンが制御されて、昇圧コンバータの入力電圧が調整されるか、MOSFET M_{SG}を流れる電流が調整されます。これらの場合には、大電流と大きな電圧降下がM_{SG}に併存する可能性があります。MOSFETのSOA曲線の他に、障害タイマー・コンデンサの選択も慎重に検討する必要があります。

過電圧が発生すると、LTC3897はパスMOSFET M_{SG}を駆動して、昇圧コンバータの入力電圧を許容可能なレベルに調整します。負荷回路はこの期間の最初から最後まで動作を継続できますが、MOSFETパス・デバイスの消費電力だけが負担です。MOSFETの消費電力つまりストレスは、入力電圧波形、レギュレーション電圧、および負荷電流の関数です。MOSFETは、このストレスに耐えられるサイズにする必要があります。

トランジェント事象に関するほとんどの仕様では、図12に示すモデルを使用します。この理想波形は、立上がり時間t_rで直線的に増加し、ピーク電圧V_{PK}に達してから、時定数τで指数関数的に減衰してV_{IN}に戻る構成になっています。車載品の代表的なトランジェント規格の定数は、t_r = 10μs、V_{PK} = 80V、τ = 1msです。「ロード・ダンプ」として知られるサージ条件での定数は、t_r = 5ms、V_{PK} = 60V、τ = 200msです。

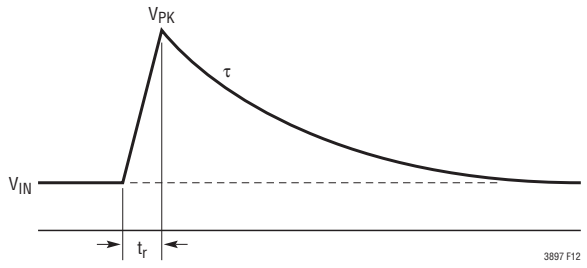


図12. 典型的なトランジェント波形

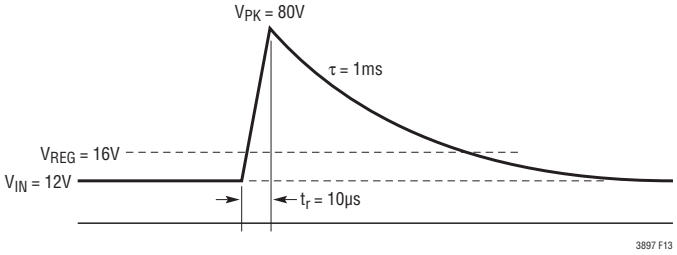


図13. 典型的なトランジェント波形に耐えるために必要な安全動作領域

MOSFETのストレスは、デバイスの内部で消費される電力に起因します。100ms以上の長時間のサージでは、ストレスが次第に熱伝達に支配されます。これはデバイスのパッケージングと実装、およびヒートシンクの熱質量の問題です。これはシミュレーションによって解析され、MOSFETの熱モデルを使用します。

100ms未満の短時間のトランジェントの場合、MOSFETの耐久性は次第にSOA（MOSFET固有の特性）の問題になります。SOAにより、V_{DS}およびI_Dの任意の条件でMOSFETのジャンクション温度を最大定格まで上昇させるのに必要な時間が定量化されます。MOSFETのSOAを表す単位はワットの2乗×秒（P^2t）であり、これは、$P(t)^2dt$をトランジェントの持続時間にわたって積分したものです。この数値はどんな種類のデバイスでも100ms未満の時間では実質的に一定で、DC動作条件では無限大まで増加します。正確に引かれたSOAグラフの直線を歪ませるのはバルクのダイ温度以外の破壊メカニズムなので、P^2tはI_DとV_{DS}の全ての組み合わせに対して同じにはなりません。特に、V_{DS}が最大定格に近づくとP^2tが低下する傾向があり、デバイスによっては、一定の電圧を超えるとエネルギーを吸収するには役に立たなくなります。

アプリケーション情報

M_{SG}のトランジェント・ストレスの計算

任意のアプリケーションに適したMOSFETを選択するには、M_{SG}のSOAストレスを、動作を中断しない入力トランジェントごとに計算する必要があります。こうすれば、計算上の最大ストレスに耐えられる適切なSOAを備えたデバイスを選択するのは簡単です。典型的なトランジェント波形のP^2tは、次のように計算します(図13)。

次のように仮定します。

$$a = V_{REG} - V_{IN}$$

$$b = V_{PK} - V_{IN}$$

ここで、V_{IN}は公称入力電圧です。

すると、次のようになります。

$$P^2t = I_{LOAD}^2 \left[\frac{1}{3} t_r \frac{(b-a)^3}{b} + \frac{1}{2}\tau\left(2a^2 \ln\frac{b}{a} + 3a^2 + b^2 + 4ab\right) \right]$$

通常は$V_{REG} \approx V_{IN}$および$\tau >> t_r$なので、上式を簡単にすると、次のようになります。

$$P^2t = \frac{1}{2} I_{LOAD}^2 \left(V_{PK} - V_{REG}\right)^2 \tau$$

トランジェントの条件がV_{PK} = 80V、V_{IN} = 12V、V_{REG}= 16V、t_r = 10μs、およびτ = 1msで、負荷電流が3Aの場合、P^2tは18.4W^2sです。これはDPAKパッケージのMOSFETで容易に対応できます。その他のトランジェント波形のP^2tは、MOSFETの電力の2乗を時間で積分することによって求めます。LTspice®を使用すると、より複雑なトランジェントの場合や過電圧障害と過電流障害が併存する場合にタイマーの動作のシミュレーションを実行できます。

M_{SG}の過電流ストレス

M_{SG}のSOAストレスは、出力過電流条件についても計算する必要があります。短絡時のP^2tは、次式により与えられます。

$$P^2t = \left(V_{IN} \bullet \frac{\Delta V_{IS}}{R_{IS}}\right)^2 \bullet t_{OC}$$

ここで、ΔV_{IS}は過電流障害の閾値であり、t_{OC}は過電流タイマーの時間です。

V_{IN} = 15V、IS^- = 0V、ΔV_{IS} = 25mV、R_{IS} = 12mΩ、およびC_{TMR} = 100nFの場合、P^2tは2.2W^2sです。これは、前の例で計算したトランジェントSOAより小さい値です。それでも、回路の許容誤差を考慮すると、この数値は2倍の4.4W^2sにすることが必要です。

過渡応答のチェック(昇圧コントローラ)

レギュレータのループ応答は、負荷電流の過渡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応答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$\Delta I_{LOAD(ESR)}$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。更に、ΔI_{LOAD}によりC_{OUT}の充放電が始まって帰還誤差信号が発生し、レギュレータを強制的に電流変化に適応させてV_{OUT}を定常値に回復させます。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ギ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値にわたって過渡応答を最適化することができます。I_{TH}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フィルタを通したクローズド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、立上がり時間、およびセトリングは、クローズド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、位相余裕やダンピング・ファクタは、このピンに現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できます。このピンの立上がり時間を調べることにより、帯域幅も概算できます。図10の回路に示すI_{TH}ピンの外付け部品は、ほとんどのアプリケーションにとって妥当な出発点となります。

I_{TH}ピンの直列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、過渡応答を最適化するために多少変更できます。ループのゲインと位相は、出力コンデンサの様々な種類と値によって決まるので、出力コンデンサは選択する必要があります。立上がり時間が1μs～10μsの最大負荷電流の20%～80%の出力電流パルスによって発生する出力電圧波形とI_{TH}ピンの波形により、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ます。

アプリケーション情報

パワーMOSFETと負荷抵抗を出力コンデンサの両端に直接接続し、適切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、I_{TH}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。

ループのゲインはR_Cを大きくすると増加し、ループの帯域幅はC_Cを小さくすると広くなります。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ので、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の様子はクローズドループ・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で切替えが行われると、更に大きなトランジェントが発生します。放電したバイパス・コンデンサが実質的にC_{OUT}と並列接続された状態になるため、V_{OUT}が急激に低下します。負荷スイッチの抵抗が小さく、かつ短時間で駆動されると、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できるほど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、スイッチの立上がり時間を制御して、負荷の立上がり時間を約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の立上がり時間が必要になり、充電電流は約200mAに制限されるようになります。

昇圧コンバータの設計例

設計例として、V_{IN} = 12V(公称)、V_{IN} = 22V(最大)、V_{OUT} = 24V、$I_{OUT(MAX)}$ = 8A、$V_{SENSE(MAX)}$ = 95mV、およびf = 350kHzと仮定します。

部品はシングル・チャンネル動作に基づいて設計されています。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。FREQピンをGNDに接続すると350kHz動作になります。リップル電流が30%の最小インダクタンスは次のとおりです。

リップル電流が最大になるのは、V_{IN} = 1/2V_{OUT} = 12Vのときであり、各チャンネルの最大平均インダクタ電流は次のようになります。

$$I_{MAX} = \left(\frac{I_{OUT(MAX)}}{2}\right)\bullet\left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) = 8A$$

6.8μHのインダクタは31%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9.25A)になります。

R_{SENSE}の抵抗値は、最大電流検出電圧の規定値を使用し、多少の許容差を考慮に入れることによって次のように計算できます。

$$R_{SENSE} \le \frac{75mV}{9.25A} = 0.008\Omega$$

1%抵抗を選択すると、R_A = 24.9kおよびR_B = 475kのとき、出力電圧は24.092Vになります。

各チャンネルの上側MOSFETの消費電力は、容易に推定できます。MOSFETにVishayのSi7848BDPを選択すると、$R_{DS(ON)}$ = 0.012Ω、C_{MILLER} = 150pF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。

$$P_{MAIN} = \frac{(24V-12V)\,24V}{(12V)^2}\bullet(4A)^2 \bullet\left[1+(0.005)(50°C-25°C)\right]\bullet 0.008\Omega + (1.7)(24V)^3\frac{4A}{12V}(150pF)(350kHz) = 0.7W$$

C_{OUT}は、出力の方形波電流を除去できるように選択します。最大出力電流のピーク値は次のとおりです。

$$I_{OUT(PEAK)} = 8\bullet\left(1+\frac{31\%}{2}\right) = 9.3A$$

低ESR(5mΩ)のコンデンサを推奨します。このコンデンサは、出力電圧リップルを46.5mVに制限します(ESRがリップルの主な要因と仮定)。

アプリケーション情報

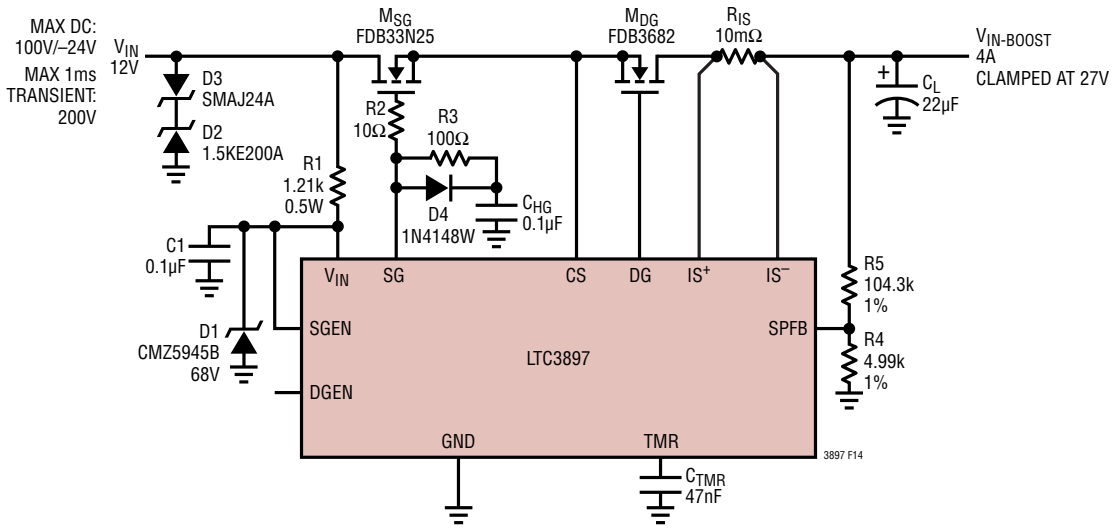


図14. 4A、12Vの過電圧保護および逆電流保護

サージ・ストッパと理想ダイオードの設計例

設計例として、以下の仕様のアプリケーションを考えます。V_{IN} = DC6V～14V（トランジェントのピーク電圧は200Vで、減衰時間の定数τは1ms）、昇圧コントローラの入力$V_{IN\text{-}BOOST}$ ≤ 27V、電流制限の最小値$I_{LIM(MIN)}$は4A、過電圧の早期警告は1msです（図14）。

D1としてCMZ5945Bを選択すると、200Vのサージ発生時にV_{IN}ピンの電圧は71V未満に制限されます。入力電源電圧が6Vのとき、V_{IN}ピンで必要な最小電圧は4.2Vです。また、LTC3897の電源電流は1.3mAです。正常な動作を確保するためのR1の最大値は、次のとおりです。

$$R1 = \frac{6V - 4.2V}{1.3mA} = 1.4k$$

あらゆる条件に適合するように、R1には1.21kを選択します。最小ツェナー電圧が64Vの場合、R1からD1に流れ込むピーク電流は、次のように計算されます。

$$I_{D1(PK)} = \frac{200V - 64V}{1.1k} = 124mA$$

CMZ5945Bの10/1000µsでのピーク電力定格は200Wなので、この電流はCMZ5945Bで処理できます。

0.1µF（C1）のバイパス容量と1.21kのR1を併用することにより、パルス幅が10µs未満で最大250Vの高電圧トランジェントをV_{IN}ピンで除去できます。

次に、過電圧発生時に$V_{IN\text{-}BOOST}$を27Vに制限する抵抗分圧器の値を計算します。

$$V_{REG} = \frac{1.235V \bullet (R4 + R5)}{R4} = 27V$$

抵抗分圧器に流れる電流として250µAを選択します。

$$R4 = \frac{1.235V}{250\mu A} = 5k$$

R4として4.99kを選択します。

$$R5 = \frac{(27V - 1.235V) \bullet R4}{1.235V} = 104.3k$$

この値に最も近いR5の標準値は105kです。ここで、検出抵抗R_{IS}の値を次のように計算します。

$$R_{IS} = \frac{\Delta V_{IS(MIN)}}{I_{LIM}} = \frac{45mV}{4A} = 11m\Omega$$

R_{IS}として10mΩを選択します。

アプリケーション情報

次に、TMRピンの電圧が1.25Vに達してからM_{SG}がオフするまでの時間が1msになるようにC_{TMR}を選択します。

$$C_{TMR} = \frac{1ms \bullet 5\mu A}{100mV} = 5\mu F$$

この値に最も近いC_{TMR}の標準値は47nFです。昇圧コントローラがイネーブルされている場合は、C_{TMR}の値を小さくして(1nFなど)、出力過電流発生時に大量の電流が流れないよう制限してください。

V_{IN} = 14Vでの出力過電流条件に耐えられるようにパス・デバイスM_{SG}を選択します。厳しい出力過電流の発生時で、$V_{IN\text{-}BOOST}$ = 0V、$I_{TMR(UP)}$ = 57μA、更に過電流障害の合計時間が次の値となる場合、

$$t_{OC} = \frac{C_{TMR} \bullet V_{TMR(G)}}{I_{TRM(UP)}} = \frac{47nF \bullet 1.35V}{57\mu A} = 1.11ms$$

M_{SG}での最大消費電力は次式で与えられます。

$$P = \frac{\Delta V_{DS(M1)} \bullet \Delta V_{IS(MAX)}}{R_{IS}} = \frac{14V \bullet 33mV}{10m\Omega} = 46.2W$$

これに対応するP^2tは$2.7W^2s$です。

出力過負荷またはソフト短絡の発生時に、IS^-ピンの電圧が2V以上に留まることがあります。$V_{IN\text{-}BOOST}$ = 2Vのとき、過電流障害の合計時間は次のとおりです。

$$t_{OC} = \frac{47nF \bullet 1.35V}{47\mu A} = 1.35ms$$

M_{SG}での最大消費電力は次式で与えられます。

$$P = \frac{(14V - 2V) \bullet 55mV}{10m\Omega} = 66W$$

これに対応するP^2tは$5.9W^2s$です。前述した2つの条件は、FDB33N25の安全動作領域内に十分入っています。

パス・デバイスM_{DG}を選択するには、まず最大負荷電流(5.5A)時に目的の順方向電圧降下V_{FW}が得られるように$R_{DS(ON)}$を計算します。V_{FW} = 0.25Vの場合は、次のようになります。

$$R_{DS(ON)} \le \frac{V_{FW}}{I_{LOAD(MAX)}} = \frac{0.25V}{5.5A} = 45.5m\Omega$$

FDB3682の$R_{DS(ON)}$の最大値はV_{GS} = 10Vのとき36mΩなので、よく適合しています。また、BV_{DSS}の最小値は100Vなので、入力短絡時の最大100Vの$V_{IN\text{-}BOOST}$トランジェントに対応するにも十分です。

プリント回路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。連続モードで動作している2相同期整流式レギュレータの様々な分岐に現れる電流波形を図15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. 下側のNチャンネルMOSFET(MBOT1およびMBOT2)と上側のNチャンネルMOSFET(MTOP1およびMTOP2)をC_{OUT}と共に面積の小さな1箇所に配置します。
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つにまとめたデバイスの信号グラウンド・ピンとC_{IN}のグラウンド帰還路は、1つにまとめたC_{OUT}の(-)端子に戻す必要があります。下側のNチャンネルMOSFETとコンデンサで形成される経路のリードとプリント基板パターンを短くします。出力コンデンサの(–)端子は下側MOSFETのソース端子にできるだけ近づけて接続します。
3. LTC3897のV_{FB}ピンの抵抗分圧器はC_{OUT}の(+)端子に接続されていますか。抵抗分圧器は、C_{OUT}の(+)端子と信号グラウンドの間に接続し、V_{FB}ピンの近くに配置する必要があります。帰還抵抗は入力コンデンサからの大電流入力経路に沿って配置しないでください。
4. $SENSE^+$と$SENSE^-$のリードは、最小の基板パターン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。検出抵抗にはケルビン接続を使って高精度の電流検出を確保します。
5. DRV_{CC}のデカップリング・コンデンサは、デバイスの近くでDRV_{CC}ピンとグラウンド・ピンの間に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。

アプリケーション情報

6. スイッチング・ノード(SW1、SW2)、上側ゲート・ノード(TG1、TG2)、および昇圧ノード(BOOST1、BOOST2)は、ノイズの影響を受けやすい小信号ノード、特に反対側のチャン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。これらのノードの信号は非常に大きく、高速で変化するので、LTC3897の出力側に配置し、占有される基板のパターン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広い銅領域の中央接地点で、ここにDRV_{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GNDピンを接続します。

8. IS^+ピンとIS^-ピンでの電流検出を正確に行うため、電流検出抵抗にはケルビン接続を使用してください。CSピンからNチャンネルMOSFETのソースまでの抵抗は10Ω未満に制限します。パターンが適切な温度を保つようにするための1オンスの銅箔の最小パターン幅は、アンプ1回路当たり0.02インチです。1オンスの銅には約530μΩ/□のシート抵抗があることに注意してください。抵抗が小さいと大電流アプリケーションでは誤差が大きくなります。V_{IN}とGNDのパターンを短くして抵抗分圧器をピンに近づけて配置することにより、ノイズ耐性を大幅に向上できます。

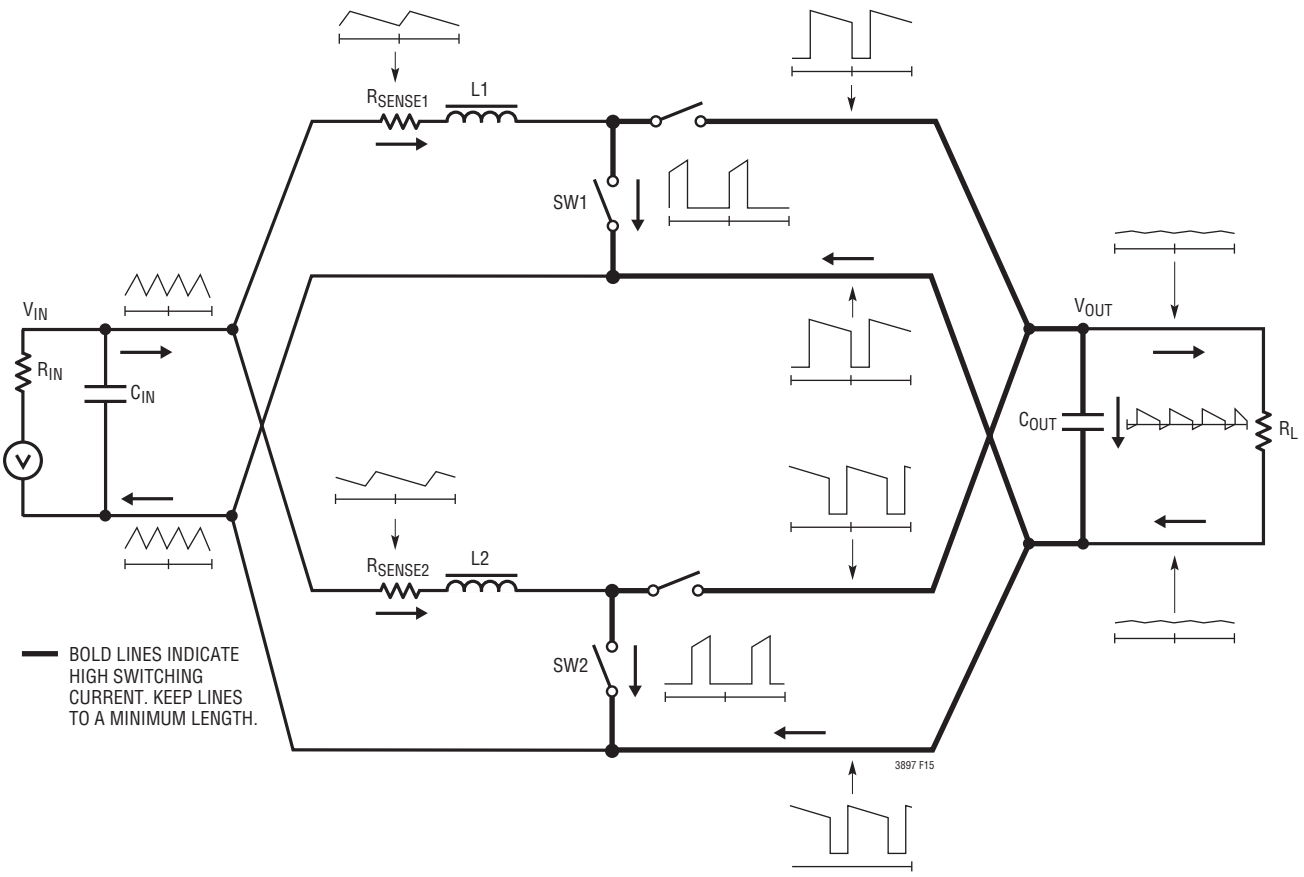


図15. 昇圧コンバータの分岐電流波形

アプリケーション情報

プリント回路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、実際の出力電圧を調べてください。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、更に、出力負荷が低電流動作閾値(Burst Mode動作では通常最大設計電流レベルの10%)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。

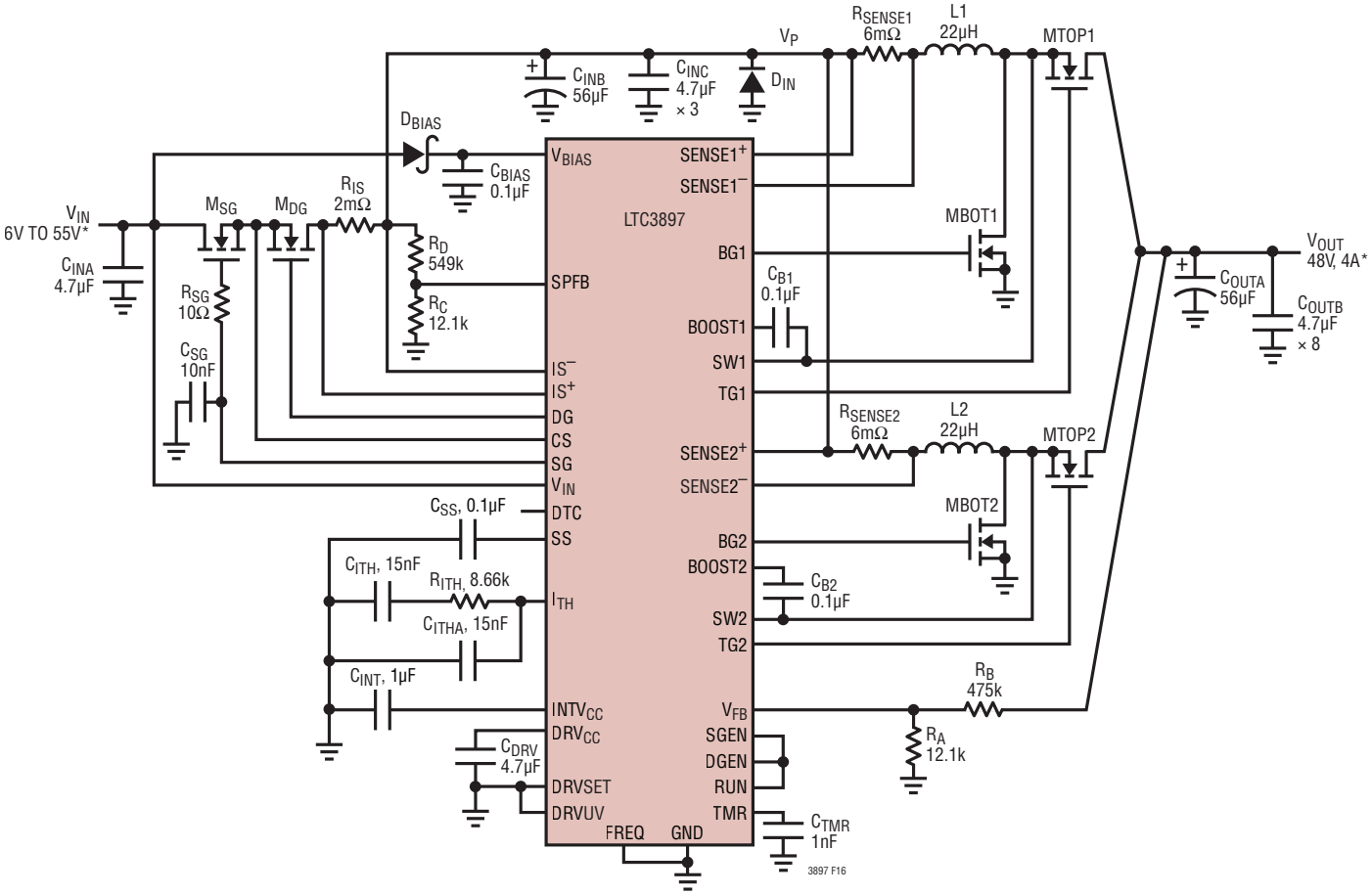
適切に設計された低ノイズのプリント回路基板実装では、デューティ・サイクルのパーセンテージがサイクル間で変動しません。低調波の周期でデューティ・サイクルが変動する場合、電流検出入力または電圧検出入力でノイズを拾っているか、またはループ補償が適当でない可能性があります。レギュレータの帯域幅を最適化する必要がない場合は、ループを過補償にしてPCBレイアウトの不備を補うことができます。2つのコントローラを両方同時にオンするのは、各コントローラの個々の性能をチェックした後にしてください。特に条件の厳しい動作領域は、一方のコントローラ・チャンネルが下側MOSFETをオンしているときにもう一方のチャンネルが電流コンパレータの作動点に近づいている場合です。この状況になるのは、内部クロックの位相同期のためにどちらかのチャンネルのデューティ・サイクルが50%付近のときであり、デューティ・サイクルの小さなジッタが発生する可能性があります。

V_{IN}をその公称レベルより低くして、高いデューティ・サイクルで動作していることを確認します。出力をモニタしながら更に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、場合によってはBGと、ノイズの影響を受けやすい電圧ピンおよび電流ピンとの間に容量性結合がないかを調べます。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。

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、かえって見逃す恐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。この現象は電流検出抵抗を一時的に短絡して調べることができます。検出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



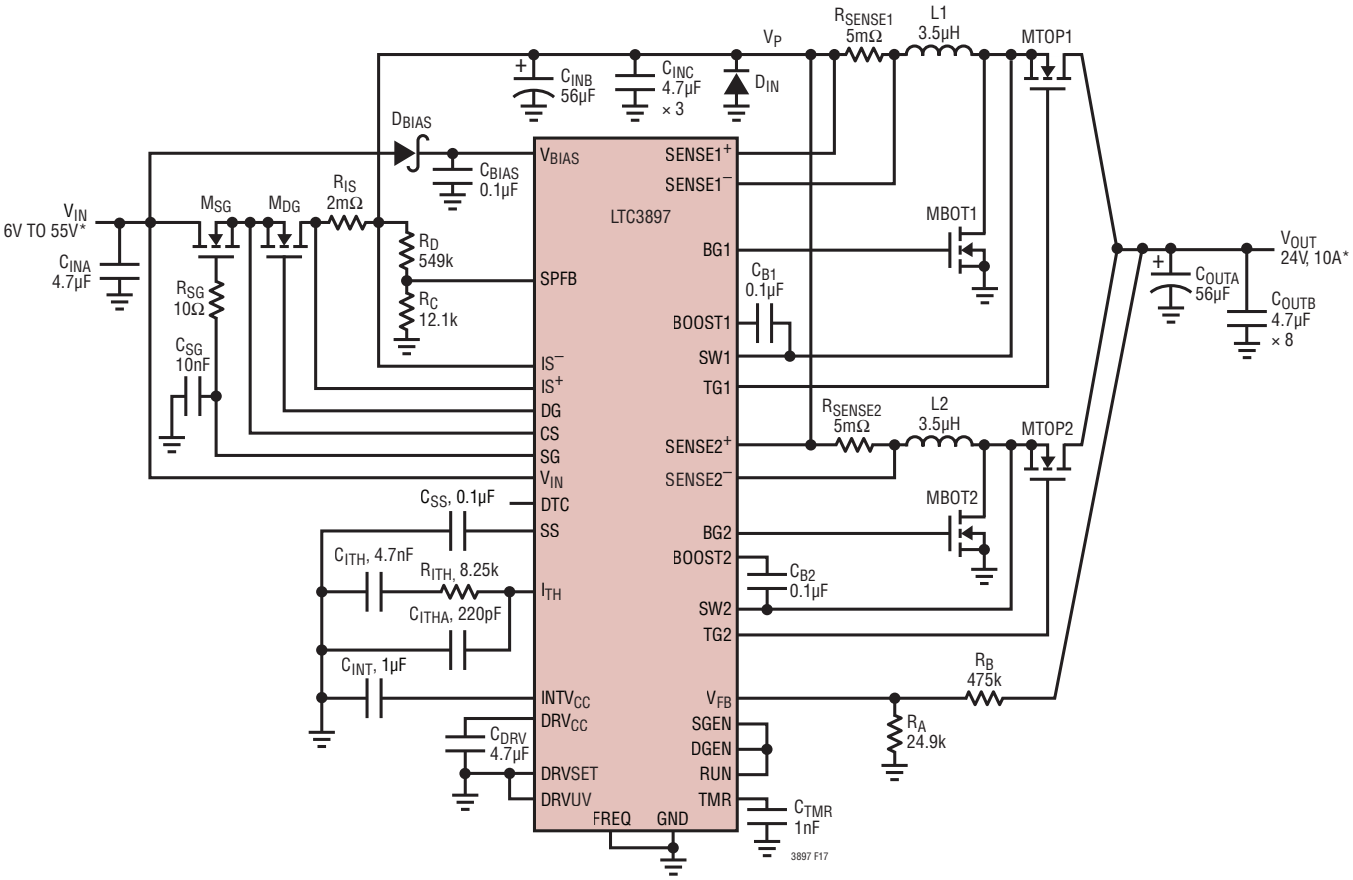
MSG: INFINEON IPB020N10N5
MDG: INFINEON BSC035N10NS
MBOT1, MBOT2, MTOP1, MTOP2: INFINEON BSC028N06NS
L1, L2: WURTH 7443632200
DIN: VISHAY ES1B-E3
DBIAS: DIODES INC DFLS1150-7
COUTA, CINB: PANASONIC EEHZA1J560P
COUTB, CINA, CINC: TDK C3225X7S2A475M
CBIAS: AVX 06035C104KAT2A

PINS NOT SHOWN IN THIS CIRCUIT:
PLLIN/MODE, ILIM, PHASMD, CLKOUT, EXTVCC

*WHEN VIN < 8V, MAXIMUM LOAD CURRENT AVAILABLE IS REDUCED. VIN OPERATES THROUGH TRANSIENTS UP TO 75V. WHEN VIN > 48V, VOUT FOLLOWS VIN UP TO 57V.

図16. 突入電流制御、過電流保護、入力電圧サージ保護、および逆入力保護機能を備えた高効率、2相48V昇圧コンバータ

アプリケーション情報



M_{SG}: INFINEON IPB020N10N5
M_{DG}: INFINEON BSC035N10NS
MBOT1, MBOT2, MTOP1, MTOP2: INFINEON BSC028N06NS
L1, L2: WURTH 7443556350
D_{IN}: VISHAY ES1B-E3
D_{BIAS}: DIODES INC DFLS1150-7
C_{OUTA}, C_{INB}: PANASONIC EEHZA1J560P
C_{OUTB}, C_{INA}, C_{INC}: TDK C3225X7S2A475M
C_{BIAS}: AVX 06035C104KAT2A

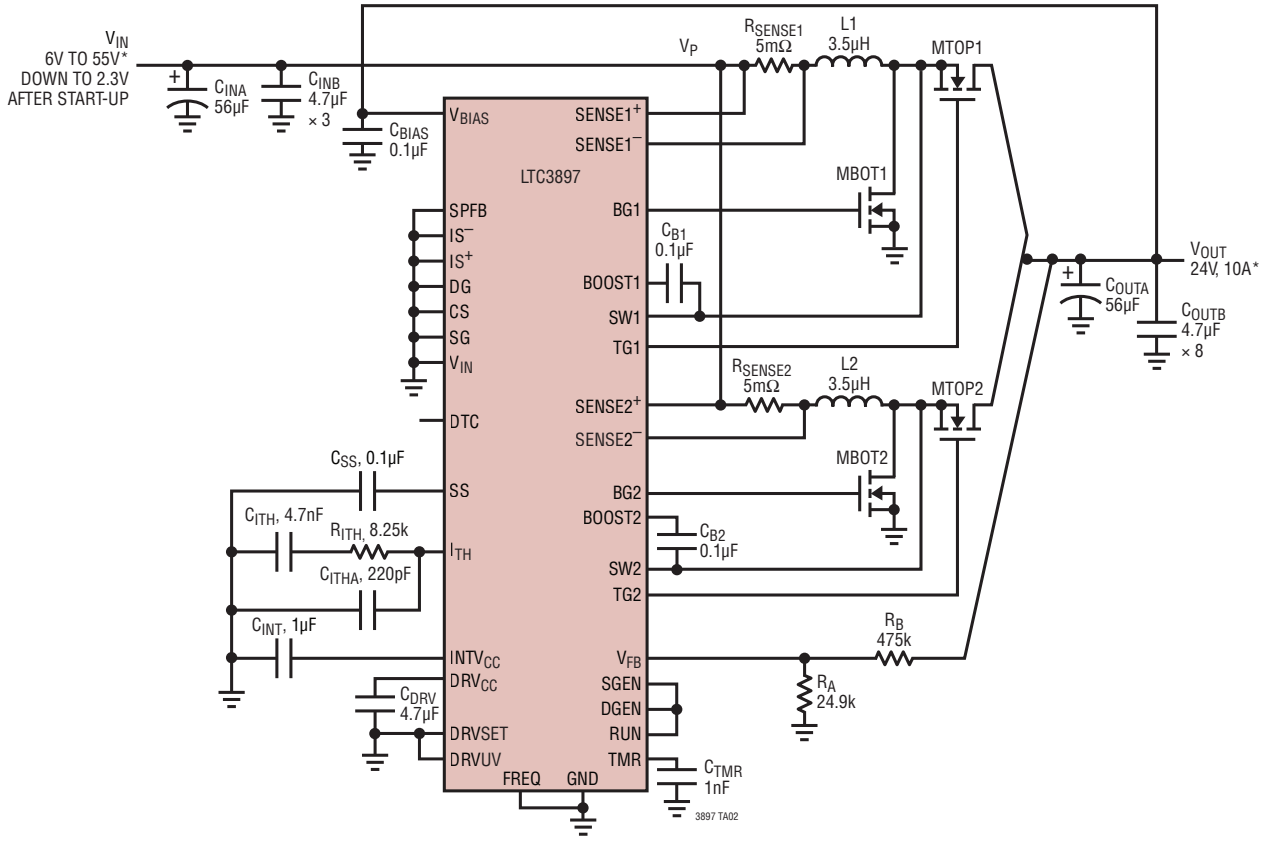
PINS NOT SHOWN IN THIS CIRCUIT:
PLLIN/MODE, I_{LIM}, PHASMD, CLKOUT, $EXTV_{CC}$

*WHEN V_{IN} < 8V, MAXIMUM LOAD CURRENT AVAILABLE IS REDUCED. V_{IN} OPERATES THROUGH TRANSIENTS UP TO 75V. WHEN V_{IN} > 24V, V_{OUT} FOLLOWS V_{IN} UP TO 57V.

図17. 突入電流制御、過電流保護、入力電圧サージ保護、および逆入力保護機能を備えた高効率、2相24V昇圧コンバータ

標準的応用例

高効率、2相24V昇圧コンバータ
（起動後は入力電源電圧が2.3Vに低下しても動作）



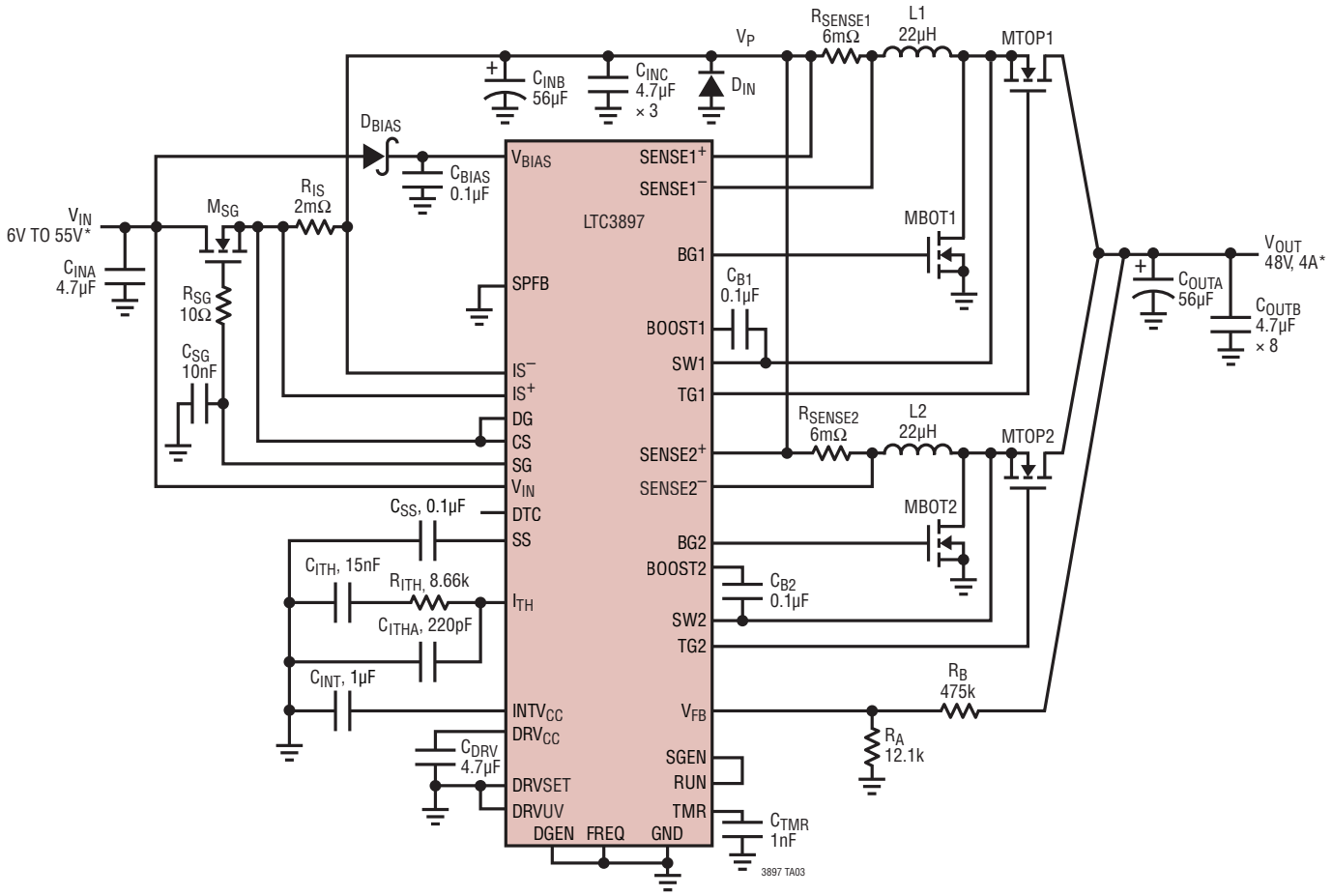
MBOT1, MBOT2, MTOP1, MTOP2: INFINEON BSC028N06NS
L1, L2: WURTH 7443556350
C_{OUTA}, C_{INA}: PANASONIC EEHZA1J560P
C_{OUTB}, C_{INB}: TDK C3225X7S2A475M
C_{BIAS}: AVX 06035C104KAT2A

PINS NOT SHOWN IN THIS CIRCUIT:
PLLIN/MODE, I_{LIM}, PHASMD, CLKOUT, $EXTV_{CC}$

*WHEN V_{IN} < 8V, MAXIMUM LOAD CURRENT AVAILABLE IS REDUCED.
WHEN V_{IN} > 24V, V_{OUT} FOLLOWS V_{IN} UP TO 55V.

標準的応用例

突入電流制御、入力電圧サージ保護、および過電流保護機能を備えた高効率、2相48V昇圧コンバータ（理想ダイオード・コントローラは使用せず）



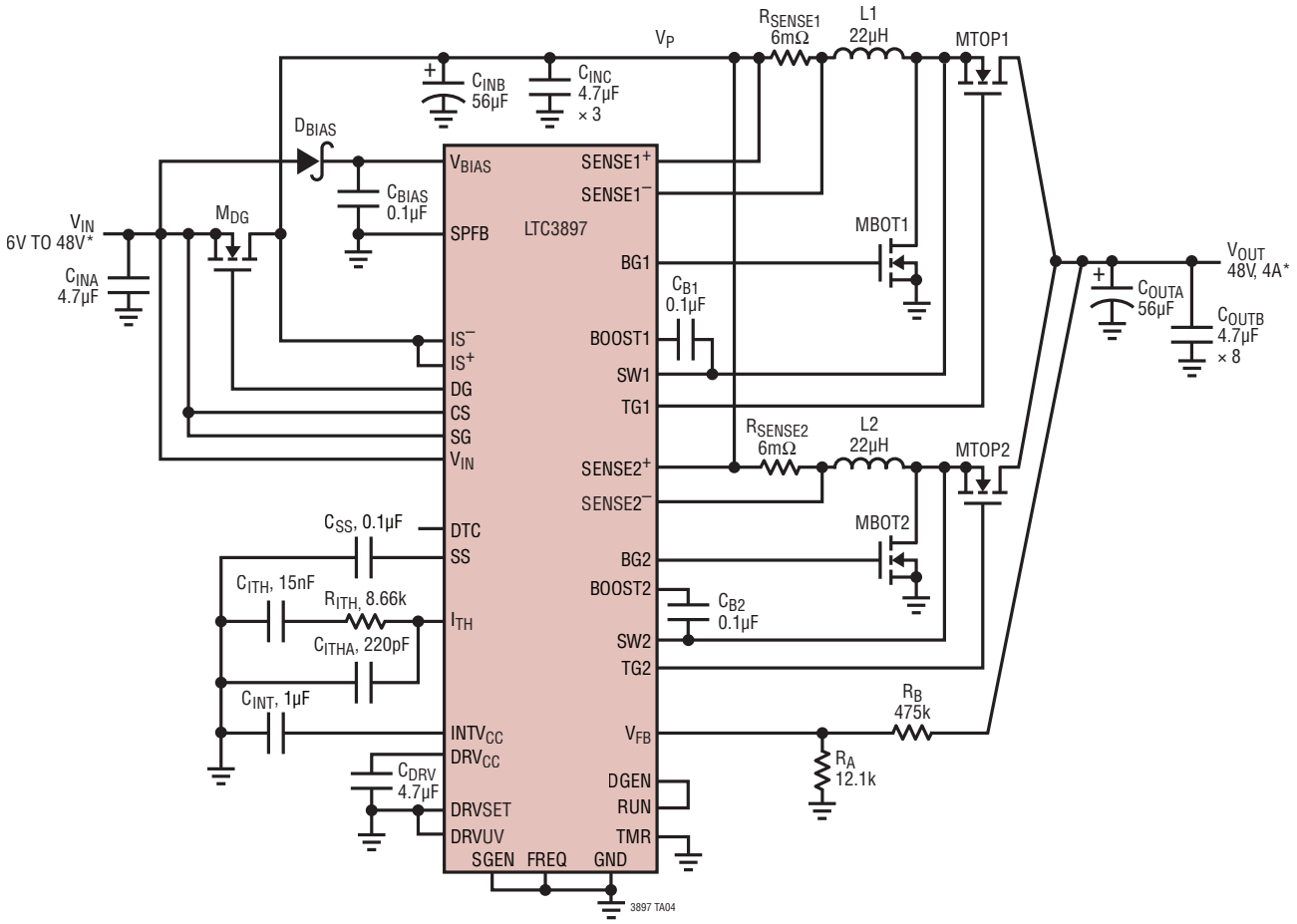
M_{SG}: INFINEON IPB020N10N5
MBOT1, MBOT2, MTOP1, MTOP2: INFINEON BSC028N06NS
L1, L2: WURTH 7443632200
D_{IN}: VISHAY ES1B-E3
D_{BIAS}: DIODES INC DFLS1150-7
C_{OUTA}, C_{INB}: PANASONIC EEHZA1J560P
C_{OUTB}, C_{INA}, C_{INC}: TDK C3225X7S2A475M
C_{BIAS}: AVX 06035C104KAT2A

PINS NOT SHOWN IN THIS CIRCUIT:
PLLIN/MODE, I_{LIM}, PHASMD, CLKOUT, $EXTV_{CC}$

*WHEN V_{IN} < 8V, MAXIMUM LOAD CURRENT AVAILABLE IS REDUCED. V_{IN} OPERATES THROUGH TRANSIENTS UP TO 75V. WHEN V_{IN} > 48V, V_{OUT} FOLLOWS V_{IN} UP TO 57V.

標準的応用例

逆入力保護機能を備えた高効率、2相48V昇圧コンバータ
（サージ・ストッパー・コントローラは使用せず）



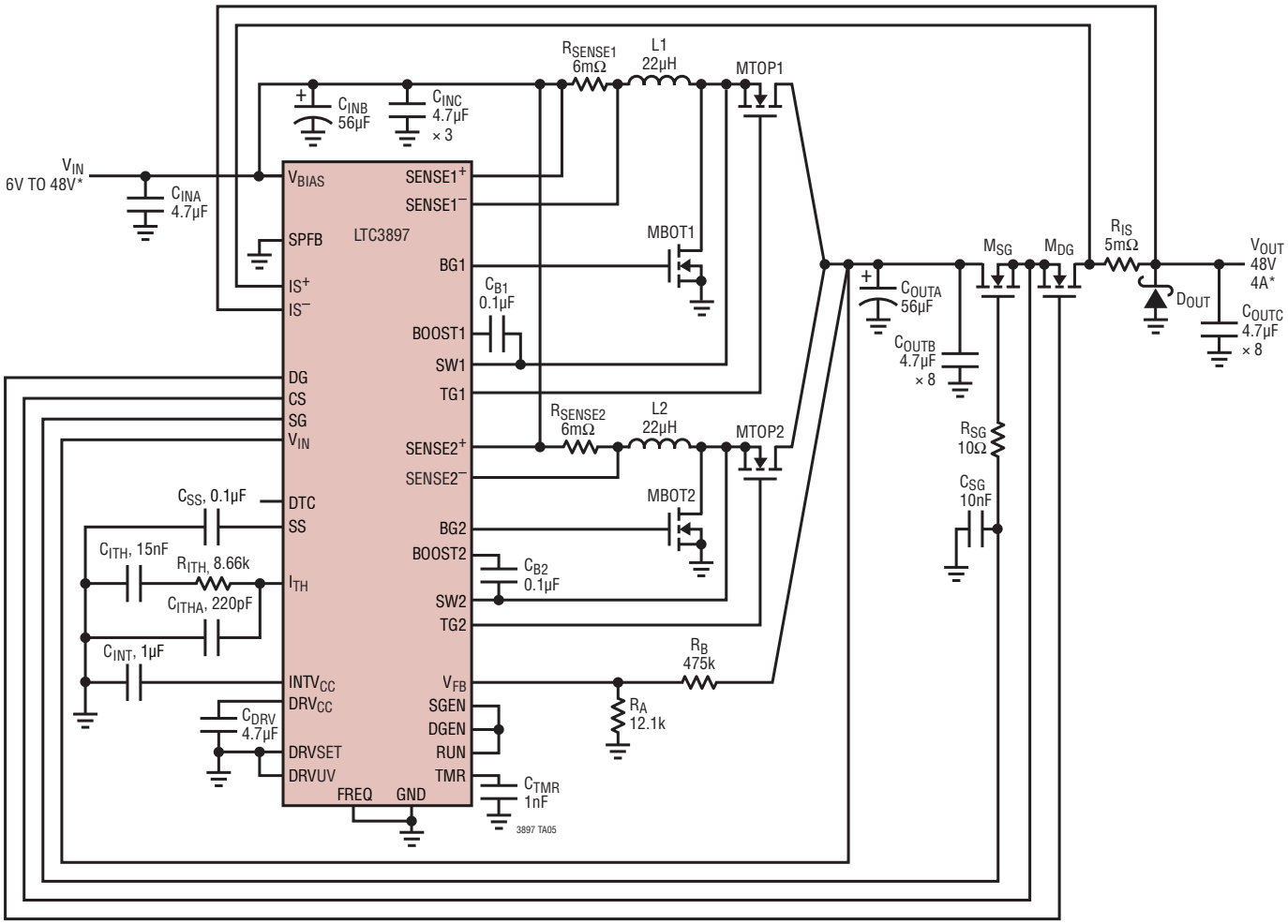
M_{DG}: INFINEON BSC035N10NS
MBOT1, MBOT2, MTOP1, MTOP2: INFINEON BSC028N06NS
L1, L2: WURTH 7443632200
D_{BIAS}: DIODES INC DFLS1150-7
C_{OUTA}, C_{INB}: PANASONIC EEHZA1J560P
C_{OUTB}, C_{INA}, C_{INC}: TDK C3225X7S2A475M
C_{BIAS}: AVX 06035C104KAT2A

PINS NOT SHOWN IN THIS CIRCUIT:
PLLIN/MODE, I_{LIM}, PHASMD, CLKOUT, $EXTV_{CC}$

*WHEN V_{IN} < 8V, MAXIMUM LOAD CURRENT AVAILABLE IS REDUCED.

標準的応用例

過電流保護機能を備えた高効率、2相48V昇圧コンバータ
（理想ダイオード・コントローラとサージ・ストッパー・コントローラを出力に接続）



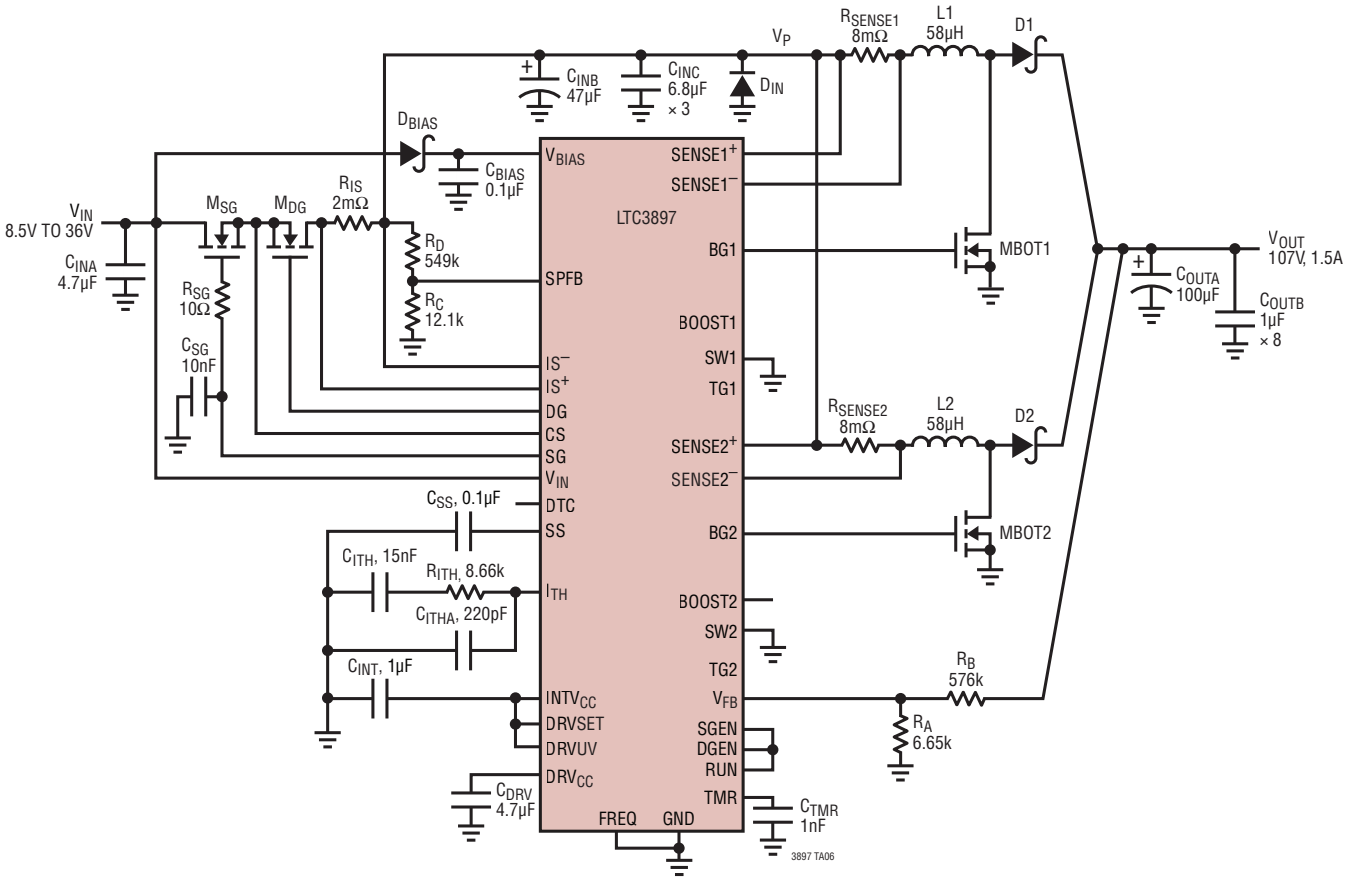
M_{SG}: INFINEON IPB020N10N5
M_{DG}: INFINEON BSC035N10NS
MBOT1, MBOT2, MTOP1, MTOP2: INFINEON BSC028N06NS
L1, L2: WURTH 7443632200
D_{OUT}: VISHAY ES1B-E3
D_{BIAS}: DIODES INC DFLS1150-7
C_{OUTA}, C_{INB}: PANASONIC EEHZA1J560P
C_{OUTB}, C_{OUTC}, C_{INA}, C_{INC}: TDK C3225X7S2A475M
C_{BIAS}: AVX 06035C104KAT2A

PINS NOT SHOWN IN THIS CIRCUIT:
PLLIN/MODE, I_{LIM}, PHASMD, CLKOUT, $EXTV_{CC}$

*WHEN V_{IN} < 8V, MAXIMUM LOAD CURRENT AVAILABLE IS REDUCED.

標準的応用例

突入電流制御、過電流保護、入力電圧サージ保護、および逆入力保護機能を備えた非同期107V/1.5A、2相昇圧コンバータ



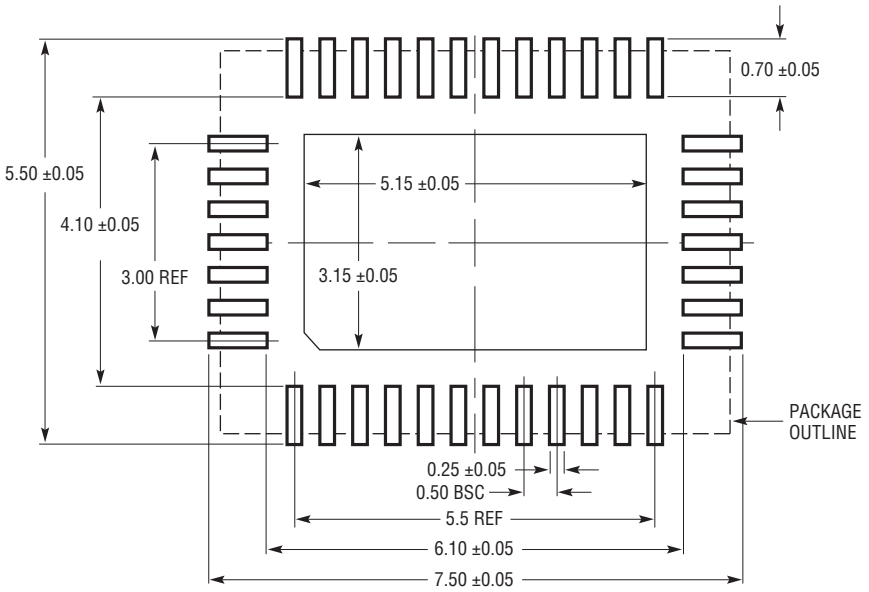
M_{SG}: INFINEON IPB020N10N5
M_{DG}: INFINEON BSC035N10NS
MBOT1, MBOT2,: INFINEON BSC360N15NS
L1, L2: PULSE PA2050-583
D1, D2: DIODES INC PDS4150
D_{IN}: VISHAY ES1B-E3
D_{BIAS}: DIODES INC DFLS1150-7
C_{OUTA}: PANASONIC EEV-EB2D101M
C_{OUTB}: TDK C5750X7R2E105K230KM
C_{INB}: SUNCON 63CE47LX
C_{OUTB}, C_{INA}: TDK C3225X7S2A475M
C_{INC}: TDK C4532X7R1H685K
C_{BIAS}: AVX 06035C104KAT2A

PINS NOT SHOWN IN THIS CIRCUIT:
PLLIN/MODE, I_{LIM}, PHASMD, CLKOUT, $EXTV_{CC}$

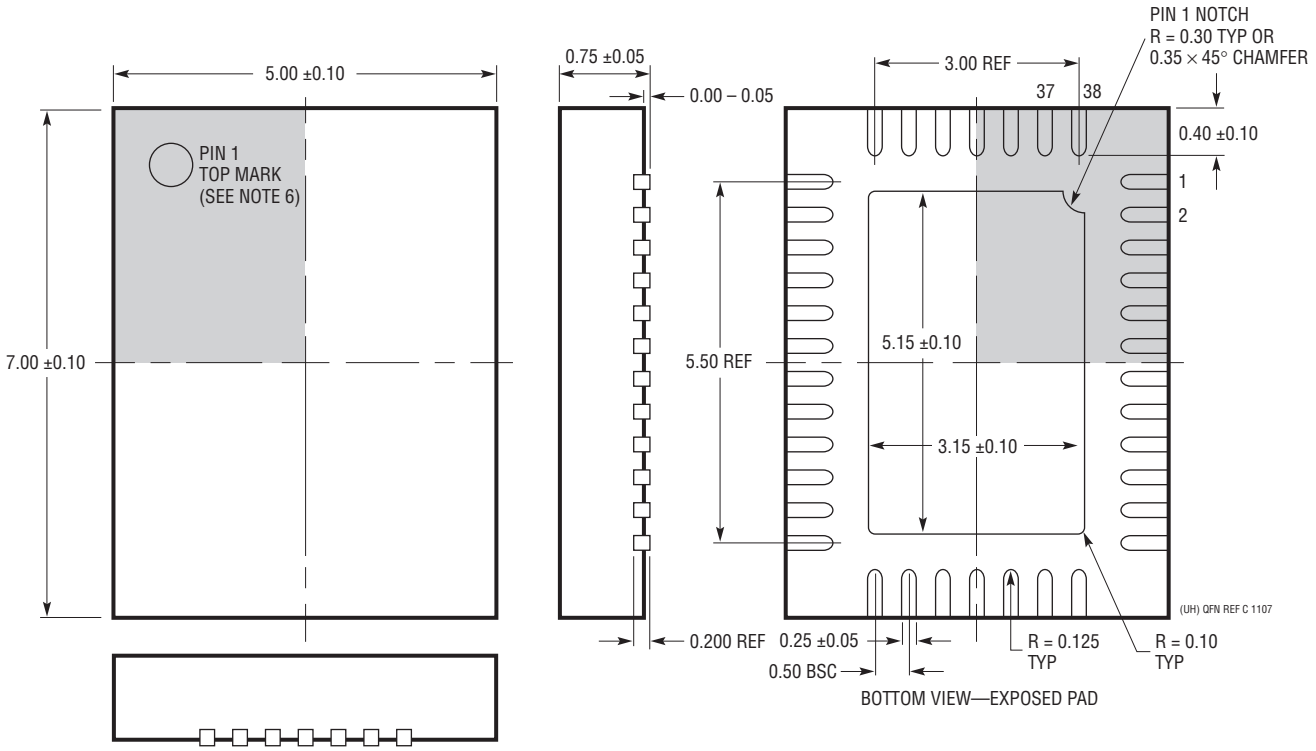
パッケージ

最新のパッケージ図は、https://www.analog.com/jp/products/LTC3897.html#packaging を参照してください。

UHF Package
38-Lead Plastic QFN (5mm × 7mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1701 Rev C)



RECOMMENDED SOLDER PAD LAYOUT
APPLY SOLDER MASK TO AREAS THAT ARE NOT SOLDERED

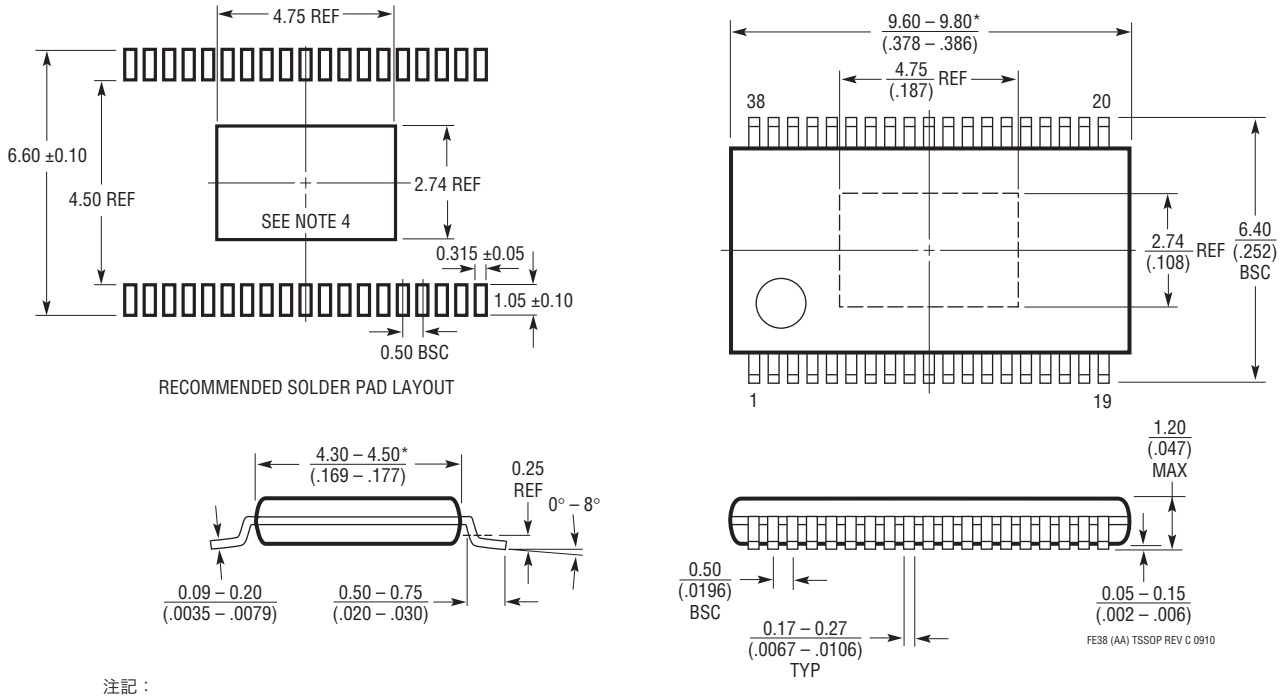


注記：
1. 図は JEDEC パッケージ外形 M0-220 のバリエーション WHKD に適合
2. 図は実寸とは異なる
3. 全ての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。モールドのバリは（もしあれば）各サイドで 0.20mm を超えないこと
5. 露出パッドはハンダ・メッキとする
6. 灰色の部分はパッケージの上面と底面の 1 番ピンの位置の参考に過ぎない

パッケージ

最新のパッケージ図は、https://www.analog.com/jp/products/LTC3897.html#packaging を参照してください。

FE Package
38-Lead Plastic TSSOP (4.4mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1772 Rev C)
Exposed Pad Variation AA



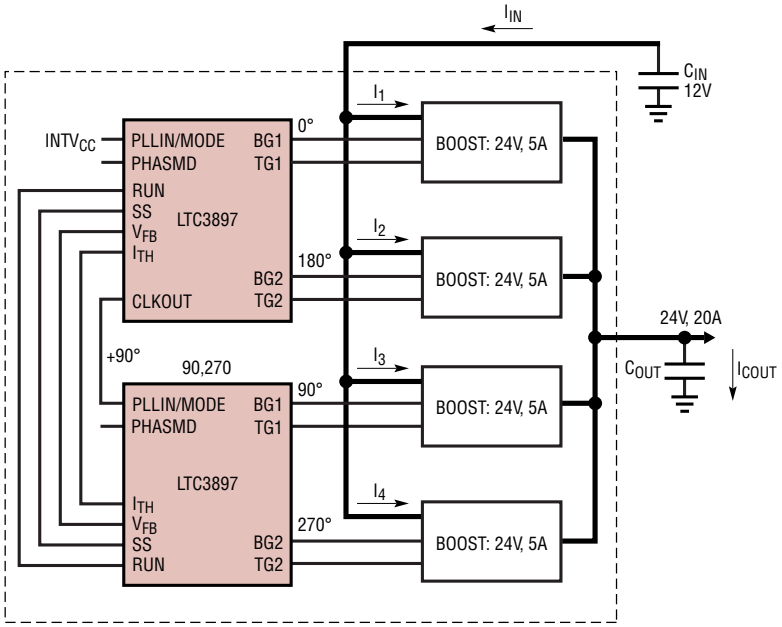
注記：
1. 標準寸法：ミリメートル
2. 寸法は $\frac{\text{ミリメートル}}{\text{(インチ)}}$
3. 図は実寸とは異なる
4. 露出パッド接続のための推奨最小 PCB メタルサイズ

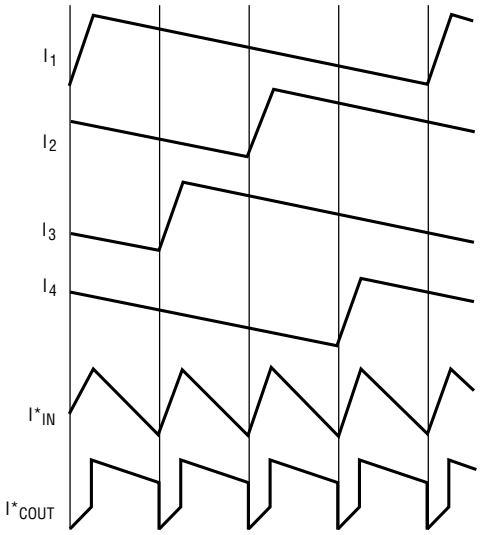
* 寸法にはモールドのバリを含まない。
モールドのバリは、各サイドで 0.150mm（0.006 インチ）を超えないこと

アナログ・デバイセズ社は、提供する情報が正確で信頼できるものであることに万全を期していますが、その利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許やその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。仕様は予告なく変更される場合があります。アナログ・デバイセズ社の特許または特許の権利の使用を明示的または暗示的に許諾するものでもありません。

標準的応用例

4相480Wシングル出力昇圧レギュレータ





* RIPPLE CURRENT CANCELLATION INCREASES THE RIPPLE FREQUENCY AND REDUCES THE RMS INPUT/OUTPUT RIPPLE CURRENT, THUS SAVING INPUT/OUTPUT CAPACITORS

3897 TA07

関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3784	低静止電流、マルチフェーズ、デュアル・チャンネル・シングル出力同期整流式昇圧DC/DCコントローラ	4.5V(起動後は2.5Vでも動作)≤ V_{IN} ≤ 60V、V_{OUT}:最大60V、PLL固定周波数:50kHz〜900kHz、I_Q = 28μA
LTC3769	低静止電流の同期整流式昇圧DC/DCコントローラ	4.5V(起動後は2.5Vでも動作)≤ V_{IN} ≤ 60V、V_{OUT}:最大60V、I_Q = 28μA、PLL固定周波数:50kHz〜900kHz、4mm × 4mm QFN-24、TSSOP-20E
LTC3899	低静止電流のトリプル出力、降圧/降圧/昇圧同期整流式コントローラ	4.5V(起動後は2.5Vでも動作)≤ V_{IN} ≤ 60V、V_{OUT}(降圧および昇圧):最大60V、I_Q = 29μA、PLL固定周波数:50kHz〜900kHz、5mm × 7mm QFN-38、TSSOP-38E
LTC4364	理想ダイオードを備えたサージ・ストッパ	動作電圧:4V〜80V、逆入力:–40V、逆出力:–20V
LTC4359	逆入力保護回路を備えた理想ダイオード・コントローラ	4V〜80V動作、–40V入力保護、I_Q:150μA
LTC4366	フローティング・サージ・ストッパ	9V〜500V超で動作、8ピンTSOTパッケージおよび3mm × 2mm DFNパッケージ
LTC3862/ LTC3862-1/ LTC3862-2	マルチフェーズ電流モード昇圧DC/DCコントローラ	2.5V ≤ V_{IN} ≤ 32V、ゲート駆動電圧:5Vまたは10V、75kHz〜500kHz、TSSOP-24、SSOP-24、5mm × 5mm QFN-24
LTC3788/ LTC3788-1	マルチフェーズ、デュアル出力同期整流式昇圧コントローラ	4.5V(起動後は2.5Vでも動作)≤ V_{IN} ≤ 38V、V_{OUT}:最大60V、固定動作周波数:50kHz〜900kHz、5mm × 5mm QFN-32、SSOP-28
LTC3787/ LTC3787-1	マルチフェーズ、シングル出力デュアル・チャンネル同期整流式昇圧コントローラ	4.5V(起動後は2.5Vでも動作)≤ V_{IN} ≤ 38V、V_{OUT}:最大60V、固定動作周波数:50kHz〜900kHz、4mm × 4mm QFN-28、SSOP-28

LT 1116 • PRINTED IN JAPAN

©ANALOG DEVICES, INC. 2019