

ゲート駆動を 5V~10V でプログラム可能な 低 I_Q の 140V 同期整流式降圧コントローラ

特長

- ▶ 広い V_{IN} 範囲：4V~135V（絶対最大定格 140V）
- ▶ 広い出力電圧範囲：0.8V ≤ V_{OUT} ≤ 135V（絶対最大定格 140V）
- ▶ 調整可能なゲート駆動レベル：5V~10V（OPTI-DRIVE、絶対最大定格 15V）
- ▶ 調整可能なドライバ電圧 UVLO
- ▶ 適応型の調整または抵抗による調整が可能なデッド・タイム
- ▶ スプリット出力ゲート・ドライバによりターンオン/ターンオフ時のドライバ強度を調整可能
- ▶ 100%デューティサイクル動作
- ▶ 低動作 I_Q ：5 μ A（48V V_{IN} ~3.3V V_{OUT} ）
- ▶ スペクトラム拡散周波数変調
- ▶ プログラム可能な周波数（100kHz~2.5MHz）
- ▶ 同期可能な周波数（100kHz~2.5MHz）
- ▶ 28ピン（4mm × 5mm）QFNパッケージ

アプリケーション

- ▶ 産業用電源システム
- ▶ 防衛/アビオニクス（航空電子機器）
- ▶ 電気通信用電源システム

標準的応用例

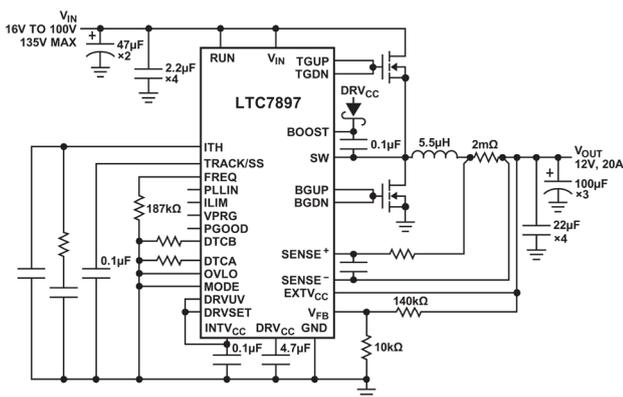


図 1. 高効率の 100V/12V 出力降圧コンバータ

概要

LTC[®]7897 は、100%のデューティサイクルで動作可能な高性能の同期整流式降圧 DC/DC スイッチング・レギュレータ・コントローラであり、すべての N チャンネル同期シリコン MOSFET（金属酸化膜半導体電界効果トランジスタ）電力段を駆動します。同期整流によって効率が向上し、電力損失が削減されます。また、熱条件が緩和されるのでアプリケーション設計が簡素化されます。

LTC7897 は入出力の電圧範囲が広いと、高い降圧比を実現できるだけでなく、正から負への電圧変換範囲も広く取ることができます。

LTC7897 のゲート・ドライバは、絶対最大定格 15V による堅牢性と、調整可能な駆動レベルおよびデッド・タイムによる柔軟性を備え、アプリケーションを最適化します。LTC7897 のゲート駆動電圧は必要に応じて 5V~10V の範囲で調整できるため、ロジック・レベルまたは標準的な閾値の MOSFET を使用できます。更に、外部抵抗を使用して LTC7897 のデッド・タイムを最適化することで、マージンを確保したり、アプリケーションをカスタマイズして効率を高め、高周波動作を可能にしたりすることも可能です。

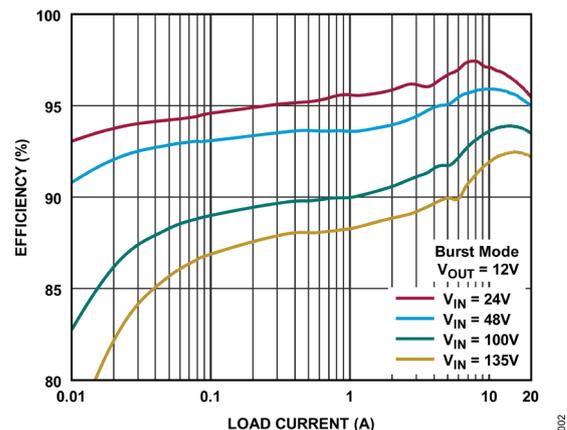


図 2. 図 1 における V_{OUT} の効率

※こちらのデータシートには正誤表が付属しています。当該資料の最終ページ以降をご参照ください。

Rev. 0

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を期していますが、その情報の利用に関して、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。また、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。仕様は、予告なく変更される場合があります。本紙記載の商標および登録商標は、各社の所有に属します。※日本語版資料は REVISION が古い場合があります。最新の内容については、英語版をご参照ください。

目次

特長.....	1
アプリケーション.....	1
概要.....	1
標準的応用例.....	1
改訂履歴.....	3
仕様.....	4
絶対最大定格.....	9
ピン配置およびピン機能の説明.....	10
ブロック図.....	13
代表的な性能特性.....	14
動作原理.....	19
メイン制御ループ.....	19
電源とバイアス電源 (V_{IN} 、 $EXTV_{CC}$ 、 DRV_{CC} 、 $INTV_{CC}$).....	19
ハイサイド・ブートストラップ・コンデンサ.....	19
デッド・タイム制御 (DTCA ピンと DTCA ピン).....	19
スタートアップとシャットダウン (RUN、OVLO、および TRACK/SS ピン).....	20
軽負荷時の動作 : Burst Mode 動作、パルススキッピング・モード、または強制連続モード (MODE ピン).....	20
周波数の選択、スペクトラム拡散、フェーズ・ロック・ループ (FREQ ピンおよび PLLIN/SPREAD ピン).....	21
入力電源の過電圧ロックアウト (OVLO ピン).....	22
出力過電圧保護.....	22
フォールドバック電流.....	22
パワー・グッド.....	22
アプリケーション情報.....	23
インダクタ値の計算.....	23
インダクタ・コアの選択.....	23
電流検出方式の選択.....	23
値の小さな抵抗による電流検出.....	24
インダクタの DCR による電流検出.....	25
動作周波数の設定.....	26
軽負荷時動作モードの選択.....	27
デッド・タイム制御 (DTCA ピンと DTCA ピン).....	28
DTC _x ピンを INTV _{CC} またはグラウンドに接続 (適応型デッド・タイム制御).....	28
DTC _x ピンを抵抗を介して GND に接続.....	29
パワー MOSFET の選択.....	30

C _{IN} とC _{OUT} の選択	31
出力電圧の設定.....	32
RUNピンと過電圧/低電圧ロックアウト	32
ソフトスタートとトラッキング (TRACK/SSピン)	33
DRV _{CC} およびINTV _{CC} レギュレータ (OPTI-DRIVE)	34
上側MOSFETドライバの電源 (C _B 、D _B)	36
最小オン時間に関する考慮事項	37
フォルト状態：電流制限とフォールドバック	37
フォルト状態：過電圧保護	37
フォルト状態：過熱保護	37
フェーズ・ロック・ループと周波数同期	37
効率に関する考慮事項	38
過渡応答のチェック	39
設計例	40
PCボード・レイアウト時のチェックリスト	41
プリント回路基板レイアウトのデバッグ	42
標準的応用例	43
関連製品	49
外形寸法	50
オーダー・ガイド	51

改訂履歴

版数	改訂日	説明	改訂ページ
0	2/25	初版発行	-

仕様

表 1. 電気的特性

(仕様値は、特に指定のない限り、 $T_J = -40^{\circ}\text{C} \sim +150^{\circ}\text{C}$ (最小値および最大値の場合)、 $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ (代表値の場合)、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $\text{RUN} = 12\text{V}$ 、 $\text{VPRG} = \text{フロート状態}$ 、 $\text{EXTV}_{CC} = 0\text{V}$ 、 $\text{DRVSET} = \text{INTV}_{CC}$ 、 $\text{DRVUV} = 0\text{V}$ 、 $\text{TGUP} = \text{TGDN} = \text{TG}_{XX}$ 、 $\text{BGUP} = \text{BGDN} = \text{BG}_{XX}$ 、 DTCA および $\text{DTCB} = 0\text{V}$ における値。)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS/COMMENTS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Supply (V_{IN})						
Input Supply Operating Range	V_{IN}		4		135	V
Input Supply Current in Regulation	I_{VIN}	48V to 5V, no load ¹ 14V to 3.3V, no load ¹		5 9		μA μA
Controller Operation						
Regulated Output Voltage Set Point	V_{OUT}		0.8		135	V
Regulated Feedback Voltage ²	V_{FB}	$V_{IN} = 4\text{V to } 135\text{V}$, ITH Voltage = 0.6V to 1.2V VPRG = floating, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ VPRG = floating VPRG = 0V VPRG = INTV_{CC}	0.792 0.788 4.890 11.73	0.8 0.8 5.0 12	0.808 0.812 5.110 12.27	V V V V
Feedback Current ²		VPRG = floating, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ VPRG = 0V or INTV_{CC} , $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-50	0 1	+50 2	nA μA
Feedback Overvoltage Threshold		Relative to V_{FB} , $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	7	10	13	%
Transconductance Amplifier g_m ²	g_m	ITH = 1.2V, Sink and Source = $5\mu\text{A}$		1.8		mMho
Maximum Current Sense Threshold	$V_{SENSE(\text{MAX})}$	$V_{FB} = 0.7\text{V}$, $\text{SENSE}^- = 3.3\text{V}$ ILIM = 0V ILIM = floating ILIM = INTV_{CC}	21 45 67	25 50 75	29 55 83	mV mV mV
SENSE ⁺ Pin Current	I_{SENSE^+}	$\text{SENSE}^+ = 3.3\text{V}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-1		+1	μA
SENSE ⁻ Pin Current	I_{SENSE^-}	$\text{SENSE}^- < 3\text{V}$ $3.2\text{V} \leq \text{SENSE}^- < \text{INTV}_{CC} - 0.5\text{V}$ $\text{SENSE}^- > \text{INTV}_{CC} + 0.5\text{V}$		2 30 700		μA μA μA

(仕様値は、特に指定のない限り、 $T_J = -40^{\circ}\text{C} \sim +150^{\circ}\text{C}$ (最小値および最大値の場合)、 $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ (代表値の場合)、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $\text{RUN} = 12\text{V}$ 、 $\text{VPRG} = \text{フロート状態}$ 、 $\text{EXTV}_{CC} = 0\text{V}$ 、 $\text{DRVSET} = \text{INTV}_{CC}$ 、 $\text{DRVUV} = 0\text{V}$ 、 $\text{TGUP} = \text{TGDN} = \text{TG}_{xx}$ 、 $\text{BGUP} = \text{BGDN} = \text{BG}_{xx}$ 、 DTCA および $\text{DTCB} = 0\text{V}$ における値。)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS/COMMENTS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Soft-Start Charge Current		TRACK/SS = 0V	7	9	11	μA
RUN Pin ON Threshold RUN Pin Hysteresis		RUN Rising	1.15	1.20 120	1.25	V mV
OVLO Pin OFF Threshold OVLO Pin Hysteresis	OVLO	OVLO Rising	1.15	1.20 120	1.25	V mV

DC Supply Current

V_{IN} Shutdown Current		RUN = 0V		1		μA
V_{IN} Sleep Mode Current		SENSE ⁻ < 3.2V, EXTV _{CC} = 0V		15		μA
Sleep Mode Current ³ V_{IN} Current V_{IN} Current EXTV _{CC} Current SENSE ⁻ Current		SENSE ⁻ \geq 3.2V, EXTV _{CC} = 0V SENSE ⁻ \geq 3.2V, EXTV _{CC} \geq 12V SENSE ⁻ \geq 3.2V, EXTV _{CC} \geq 12V SENSE ⁻ \geq 3.2V		5 1 4 10		μA μA μA μA
Pulse-Skipping or Forced Continuous Mode (FCM), V_{IN} or EXTV _{CC} Current ³				2		mA

Gate Drivers

TG _{xx} or BG _{xx} On-Resistance		DRVSET = INTV _{CC} Pull-up Pull-down		2.0 1.0		Ω Ω
TG _{xx} or BG _{xx} Transition Time ⁴ Rise Time Fall Time		$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		25 15		ns ns
TG _{xx} Off to BG _{xx} On Adaptive Delay Time ⁴		DTCA = 0V DTCA = INTV _{CC}		50 30		ns ns

(仕様値は、特に指定のない限り、 $T_J = -40^{\circ}\text{C} \sim +150^{\circ}\text{C}$ (最小値および最大値の場合)、 $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ (代表値の場合)、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $\text{RUN} = 12\text{V}$ 、 $\text{VPRG} = \text{フロート状態}$ 、 $\text{EXTV}_{CC} = 0\text{V}$ 、 $\text{DRVSET} = \text{INTV}_{CC}$ 、 $\text{DRVUV} = 0\text{V}$ 、 $\text{TGUP} = \text{TGDN} = \text{TGxx}$ 、 $\text{BGUP} = \text{BGDN} = \text{BGxx}$ 、 DTCA および $\text{DTCB} = 0\text{V}$ における値。)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS/COMMENTS	MIN	TYP	MAX	UNITS
BGxx Off to TGxx On Adaptive Delay Time ⁴		DTCB = 0V		50		ns
		DTCB = INTV _{CC}		30		ns
BGxx Off to TGxx On Smart Delay ⁵		DTCA = 10k		13		ns
		DTCA = 50k		50		ns
		DTCA = 100k		100		ns
TGxx Off to BGxx On Smart Delay ⁵		DTCB = 10k		13		ns
		DTCB = 50k		50		ns
		DTCB = 100k		100		ns
TG Minimum On-Time ⁶	t _{ON(MIN)}			60		ns
Maximum Duty Cycle		Output in Dropout, $\text{FREQ} = 0\text{V}$	100			%

Charge Pump for BST-SW Supply

Charge Pump Output Current		V _{BST-SW} = 7V, V _{SW} = 0V V _{SW} = 12V		-50 -80		μA μA
Charge Pump Output Voltage	V _{BST-SW}	I _{BST} = -1μA, V _{SW} = 0V and 12V	10	11	12	V

Low Dropout (LDO) Linear Regulators

DRV _{CC} Voltage for V _{IN} and EXTV _{CC} LDOs		EXTV _{CC} = 0V for V _{IN} LDO, EXTV _{CC} = 12V for EXTV _{CC} LDO	9.5	9.77	10.0	V	
		DRVSET = INTV _{CC}	5.8	6.5	7.0	V	
		DRVSET = 64.9kΩ DRVSET = 0V	5.8	6.0	6.2	V	
DRV _{CC} Load Regulation		DRV _{CC} load current = 0mA to 100mA, T _A = 25°C		1	3	%	
Undervoltage Lockout	UVLO	DRV _{CC} Rising					
		DRVUV = INTV _{CC}	7.1	7.4	7.6	V	
		DRVUV = floating	5.2	5.35	5.5	V	
		DRVUV = 0V	3.8	3.93	4.0	V	
		DRV _{CC} Falling					
		DRVUV = INTV _{CC}	6.4	6.64	6.8	V	
DRVUV = floating	4.9	5.05	5.2	V			
DRVUV = 0V	3.6	3.71	3.8	V			

(仕様値は、特に指定のない限り、 $T_J = -40^{\circ}\text{C} \sim +150^{\circ}\text{C}$ (最小値および最大値の場合)、 $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ (代表値の場合)、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $\text{RUN} = 12\text{V}$ 、 $\text{VPRG} = \text{フロート状態}$ 、 $\text{EXTV}_{CC} = 0\text{V}$ 、 $\text{DRVSET} = \text{INTV}_{CC}$ 、 $\text{DRVUV} = 0\text{V}$ 、 $\text{TGUP} = \text{TGDN} = \text{TG}_{xx}$ 、 $\text{BGUP} = \text{BGDN} = \text{BG}_{xx}$ 、 DTCA および $\text{DTCB} = 0\text{V}$ における値。)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS/COMMENTS	MIN	TYP	MAX	UNITS
EXTV _{CC} LDO Switchover Voltage		DRVUV = INTV _{CC} , T _A = 25°C	7.5	7.7	8.0	V
EXTV _{CC} Rising		DRVUV = floating, T _A = 25°C	5.9	6.1	6.4	V
		DRVUV = 0V, T _A = 25°C	4.6	4.8	5.0	V
EXTV _{CC} Switchover Hysteresis				250		mV
EXTV _{CC} Falling						
INTV _{CC} Regulation Point				4.5		V

Spread Spectrum Oscillator and Phase-Locked Loop

Fixed Frequency	f _{osc}	PLLIN/SPREAD = 0V				
		FREQ = 0V, T _A = 25°C	320	370	420	kHz
		FREQ = INTV _{CC}	2.0	2.25	2.5	MHz
		FREQ = 374kΩ		100		kHz
		FREQ = 75kΩ, T _A = 25°C	450	500	550	kHz
		FREQ = 14.7kΩ		2.5		MHz
Synchronizable Frequency Range	f _{sync}	PLLIN/SPREAD = External Clock	0.1		2.5	MHz
PLLIN Input High Level			2.2			V
PLLIN Input Low Level					0.5	V
Spread Spectrum Frequency Range (Relative to f _{osc})		PLLIN/SPREAD = INTV _{CC}				
		Minimum Frequency		0		%
		Maximum Frequency		20		%

PGOOD Output

PGOOD Voltage Low		I _{PGOOD} = 2mA, T _A = 25°C		0.2	0.4	V
PGOOD Leakage Current		PGOOD = 5V, T _A = 25°C	-1		+1	μA
PGOOD Trip Level V _{FB} with Respect to Set Regulated Voltage		T _A = 25°C				
		V _{FB} Rising	7	10	13	%
		Hysteresis		2.5		%
		V _{FB} Falling	-13	-10	-7	%
		Hysteresis		2.5		%

(仕様値は、特に指定のない限り、 $T_J = -40^{\circ}\text{C} \sim +150^{\circ}\text{C}$ (最小値および最大値の場合)、 $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ (代表値の場合)、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $\text{RUN} = 12\text{V}$ 、 $\text{VPRG} = \text{フロート状態}$ 、 $\text{EXTV}_{CC} = 0\text{V}$ 、 $\text{DRVSET} = \text{INTV}_{CC}$ 、 $\text{DRVUV} = 0\text{V}$ 、 $\text{TGUP} = \text{TGDN} = \text{TG}_{XX}$ 、 $\text{BGUP} = \text{BGDN} = \text{BG}_{XX}$ 、 DTCA および $\text{DTCB} = 0\text{V}$ における値。)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS/COMMENTS	MIN	TYP	MAX	UNITS
PGOOD Delay for Reporting a Fault				25		μs

¹ 本仕様については製品テストは行っていません。

² LTC7897 は帰還ループでテスト済みです。このループでは V_{ITH} を仕様規定された電圧にサーボして得られた V_{FB} を測定します。

³ SENSE⁻のバイアス電流は、 $I_{VIN} = I_{SENSE-} \times V_{OUT} / (V_{IN} \times \eta)$ (η は効率) の式に従って入力電源に反映されます。

⁴ 立上がり時間と立下がり時間は、10%と90%のレベルで測定しています。遅延時間は50%のレベルで測定しています。

⁵ SWの立下がりからBG_{XX}の立上がりまで、およびBG_{XX}の立下がりからSWの立上がりまでの遅延時間は、約1.5VのSWとBG_{XX}の立上がり/立下がり閾値で測定しています。図36を参照してください。

⁶ インダクタのピーク to ピーク・リップル電流に対して仕様規定される最小オン時間条件は、最大負荷電流 (I_{MAX}) の40%以上です (最小オン時間に関する考慮事項のセクションを参照)。

絶対最大定格

特に指定のない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

表 2. 絶対最大定格

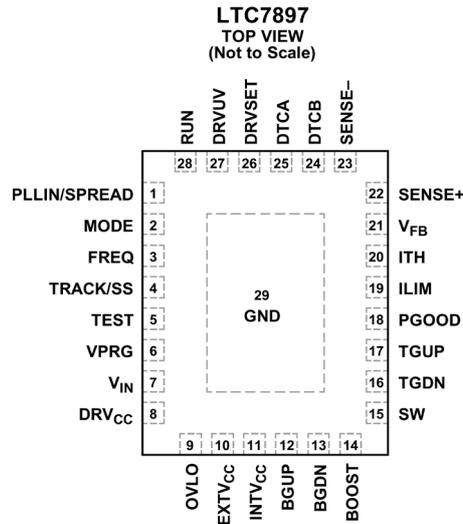
PARAMETER	RATING
Input Supply (V_{IN})	-0.3V to 140V
RUN	-0.3V to 140V
BOOST	-0.3V to 150V
SW	-5V to 150V
BOOST to SW	-0.3V to 15V
TGUP, TGDN, BGUP, BGDN ¹	Not applicable
EXTV _{CC}	-0.3V to 30V
DRV _{CC}	-0.3V to 15V
INTV _{CC}	-0.3V to 6V
V_{FB}	-0.3V to 140V
PLLIN/SPREAD, FREQ, OVLO	-0.3V to 6V
TRACK/SS, ITH, ILIM	-0.3V to 6V
DRVSET, DRVUV, VPRG, PGOOD	-0.3V to 6V
DTCA, DTCB	-0.3V to 6V
SENSE ⁺ , SENSE ⁻	-0.3V to 140V
SENSE ⁺ to SENSE ⁻ Continuous	-6V to 0.3V
SENSE ⁺ to SENSE ⁻ < 1ms	-100mA to 100mA
Operating Junction Temperature Range ²	-40°C to 150°C
Storage Temperature Range	-65°C to 150°C

¹ これらのピンには電圧も電流も印加しないでください。容量性負荷にのみ接続する必要があります。これを行わない場合、恒久的な損傷が生じるおそれがあります。

² LTC7897 は、 -40°C ~ 150°C の動作ジャンクション温度範囲で仕様規定されています。ジャンクション温度が高い場合は動作寿命が低下します。なお、ここに示す仕様に見合った最大周囲温度は、具体的な動作条件とボード・レイアウト、パッケージの熱抵抗定格値、およびその他の環境条件の組み合わせによって決まります。ジャンクション温度 (T_J , °C) は、次式を使って周囲温度 (T_A , °C) と消費電力 (P_D , ワット) から計算します: $T_J = T_A + (P_D \times \theta_{JA})$ 。ここで、 θ_{JA} はパッケージの熱抵抗で、28ピン (4mm × 5mm)、サイド・ウェットアップ、クワッド・フラット・ノー・リード (QFN) パッケージの場合は 43°C/W です。

上記の絶対最大定格を超えるストレスを加えるとデバイスに恒久的な損傷を与えることがあります。これらはストレス定格のみを定めたものであり、この仕様の動作のセクションに記載する規定値以上でデバイスが正常に動作することを示唆するものではありません。デバイスを長時間にわたり絶対最大定格状態に置くと、デバイスの信頼性に影響を与えることがあります。

ピン配置およびピン機能の説明



NOTES
 1. EXPOSED PAD (PIN 29). THE EXPOSED PAD MUST BE SOLDERED TO PCB GROUND FOR RATED ELECTRICAL AND THERMAL PERFORMANCE.

図 3. ピン配置

表 3. 端子説明

端子	名称	説明
1	PLLIN/ SPREAD	位相検出器／スペクトラム拡散への外部同期入力。外部クロックが PLLIN/SPREAD に入力されると、フェーズ・ロック・ループにより TGxx の立上がり信号が外部クロックの立上がりエッジに同期されます。外部クロックに同期させない場合、この入力を INTV _{CC} に接続すると、発振器のスペクトラム拡散ディザリングが有効になり、GND に接続すると、スペクトラム拡散ディザリングが無効になります。
2	MODE	モード・セレクト入力。この入力により、LTC7897 の軽負荷時の動作が決まります。MODE を GND に接続すると、Burst Mode の動作が選択されます。MODE がフロート状態の場合は、GND に接続された 100kΩ の内部抵抗によって Burst Mode 動作が選択されます。MODE を INTV _{CC} に接続すると、連続インダクタ電流動作になります。MODE を 100kΩ の抵抗を介して INTV _{CC} に接続すると、パルススキッピング動作が選択されます。
3	FREQ	内部電圧制御発振器 (VCO) の周波数制御ピン。FREQ を GND に接続すると、370kHz の周波数に固定されます。FREQ を INTV _{CC} に接続すると、2.25MHz の周波数に固定されます。FREQ と GND の間に抵抗を接続すると、100kHz～2.5MHz の範囲で周波数を設定できます。FREQ の容量は最小限に抑えてください。
4	TRACK/SS	外部トラッキング／ソフトスタート入力。TRACK/SS は、V _{FB} 電圧を 0.8V または TRACK/SS ピンの電圧のいずれか低い方にレギュレーションします。TRACK/SS には 9μA の内部プルアップ電流源が接続されています。TRACK/SS と GND の間に接続するコンデンサにより、最終のレギュレーション出力電圧までの立上がり時間が設定されます。立上がり時間は、11.25nF の静電容量ごとに 1ms です。または、TRACK/SS に他の電源の抵抗分圧器を接続すると、起動時に出力が他の電源に追従します。
5	TEST	テスト・ピン。このピンは PCB の GND にハンダ付けしてください。
6	VPRG	出力電圧制御ピン。VPRG は、外付け帰還抵抗で調整可能な出力モードにするか、12V または 5V の固定出力モードにするかを設定します。VPRG をフロート状態にすると、外付けの抵抗分圧器によって出力が 0.8V～135V の範囲に設定され、V _{FB} が 0.8V に安定化されます。 V _{FB} の内部抵抗分圧器を介して VPRG を INTV _{CC} に接続すると出力が 12V に設定され、同じく GND に接続すると出力が 5V に設定されます。

7	V _{IN}	主電源ピン。V _{IN} とGNDの間にバイパス・コンデンサを接続する必要があります。
8	DRV _{CC}	V _{IN} またはEXTV _{CC} からの内部LDOレギュレータのゲート・ドライバ出力。ゲート・ドライバとINTV _{CC} の内部LDOにはDRV _{CC} から電源が供給されます。DRV _{CC} とGNDの間には、低ESRの4.7μFセラミック・バイパス・コンデンサを接続する必要があります。コンデンサは、できるだけICに近付けて接続してください。
9	OVLO	過電圧ロックアウト入力。このピンの電圧が1.2Vを超えると、コントローラのスイッチングがディスエーブルされます。DRV _{CC} 電源とINTV _{CC} 電源は、OVLOイベント発生時もレギュレーションを維持します。OVLO閾値を超えると、ソフトスタート・リセットもトリガされます。OVLO機能を使用しない場合は、このピンをGNDに接続してください。
10	EXTV _{CC}	DRV _{CC} に接続されている内部LDOレギュレータへの外部電源入力。このLDOレギュレータはINTV _{CC} に電力を供給し、EXTV _{CC} がEXTV _{CC} 切替え電圧より高い時は常に内部のV _{IN} LDOレギュレータをバイパスします。電源とバイアス電源 (V _{IN} 、EXTV _{CC} 、DRV _{CC} 、INTV _{CC}) のセクションに示すEXTV _{CC} の接続を参照してください。EXTV _{CC} は30Vを超えないようにしてください。EXTV _{CC} LDOレギュレータを使用しない場合は、EXTV _{CC} をGNDに接続します。
11	INTV _{CC}	DRV _{CC} からの内部4.5V低ドロップアウト・レギュレータ (LDO) 出力。内部のアナログおよびデジタル回路には、このピンから給電されます。INTV _{CC} とGNDの間には、低ESRの0.1μFセラミック・バイパス・コンデンサを接続する必要があります。コンデンサは、できるだけICに近付けて接続してください。
12	BGUP	下側MOSFET用大電流ゲート・ドライバ・プルアップ。BGUPはDRV _{CC} にプルアップします。BGUPを下側MOSFETのゲートに直接接続すると、ゲートの立上がりエッジでのゲート駆動の遷移速度が最大になります。BGUPと下側MOSFETゲートの間に抵抗を接続すると、ゲートの立上がりのスルー・レートを調整できます。BGUPは、ターンオフ時における下側MOSFETゲートのケルビン検出としても機能します。
13	BGDN	下側MOSFET用大電流ゲート・ドライバ・プルダウン。BGDNはGNDにプルダウンします。BGDNを下側MOSFETのゲートに直接接続すると、ゲートの立下がりエッジでのゲート駆動の遷移速度が最大になります。BGDNと下側MOSFETゲートの間に抵抗を接続すると、ゲートの立下がりのスルー・レートを調整できます。BGDNは、ターンオン時における下側MOSFETゲートのケルビン検出としても機能します。
14	BOOST	上側のフローティング・ドライバに供給するブートストラップ電源。BOOSTピンとSWピンの間にコンデンサを接続します。また、BOOSTピンとDRV _{CC} ピンの間にはショットキー・ダイオードを接続します。BOOSTピンの電圧振幅はDRV _{CC} から(V _{IN} +DRV _{CC})までです。
15	SW	スイッチ・ノードのインダクタへの接続部。
16	TGDN	上側MOSFET用大電流ゲート・ドライバ・プルダウン。TGDNはSWにプルダウンします。TGDNを上側MOSFETのゲートに直接接続すると、ゲートの立下がりエッジでのゲート駆動の遷移速度が最大になります。TGDNと上側MOSFETゲートの間に抵抗を接続すると、ゲートの立下がりのスルー・レートを調整できます。
17	TGUP	上側MOSFET用大電流ゲート・ドライバ・プルアップ。TGUPはBOOSTにプルアップします。TGUPを上側MOSFETのゲートに直接接続すると、ゲートの立上がりエッジでのゲート駆動の遷移速度が最大になります。TGUPと上側MOSFETゲートの間に抵抗を接続すると、ゲートの立上がりのスルー・レートを調整できます。
18	PGOOD	パワー・グッドを示す、オープン・ドレインのロジック出力。PGOODは、V _{FB} の電圧が設定値の±10%以内でない場合、GNDにプルダウンされます。

19	ILIM	電流コンパレータの検出電圧範囲入力。ILIM を GND または INTV _{CC} に接続するか、ILIM をフロート状態にすることで、最大電流検出閾値を3つのレベル（それぞれ25mV、75mV、50mV）のいずれかに設定できます。
20	ITH	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。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。
21	V _{FB}	エラー・アンプの帰還入力。VPRG がフロート状態の場合、V _{FB} ピンは出力電圧に対する外部抵抗分圧器により、外部で検出される帰還電圧を検知します。VPRG ピンが GND または INTV _{CC} に接続されている場合、V _{FB} ピンは外部で検出された出力電圧を直接受け取ります。
22	SENSE ⁺	差動電流コンパレータへの正側入力。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は、電流センス抵抗 (R _{SENSE}) と組み合わせて電流トリップ閾値を設定します。
23	SENSE ⁻	差動電流コンパレータへの負側入力。SENSE ⁻ ピンの電圧が INTV _{CC} より高いときは、SENSE ⁻ ピンが電流コンパレータに電流を供給します。SENSE ⁻ ピンの電圧が 3.2V 以上の場合は、スリープ・モードでの自己消費電流のほとんどを V _{IN} の代わりに供給して、入力換算の自己消費電流を更に低減します。
24	DTCB	上側 MOSFET のオフから下側 MOSFET のオンまでの遅延用デッド・タイム制御ピン。DTCB を GND に接続すると、約 50ns の適応型遅延が設定されます。DTCB を INTV _{CC} に接続すると、約 30ns の適応型遅延が設定されます。更に、DTCB と GND の間に 10kΩ~100kΩ の抵抗を接続すると、SW の立下がりから BGDN の立上がりまでの間にスマート遅延 (13ns~100ns) が追加されます。
25	DTCA	下側 MOSFET のオフから上側 MOSFET のオンまでの遅延用デッド・タイム制御ピン。DTCA を GND に接続すると、約 50ns の適応型遅延が設定されます。DTCA を INTV _{CC} に接続すると、約 30ns の適応型遅延が設定されます。更に、DTCA と GND の間に 10kΩ~100kΩ の抵抗を接続すると、BGUP の立下がりから SW の立上がりまでの間にスマート遅延 (13ns~100ns) が追加されます。
26	DRVSET	DRV _{CC} のレギュレーション設定ピン。このピンは、DRV _{CC} 低ドロップアウト (LDO) リニア・レギュレータのレギュレーション・ポイントを設定します。GND に接続すると DRV _{CC} が 6.0V に設定され、INTV _{CC} に接続すると DRV _{CC} が 10.0V に設定されます。DRVSET と GND の間に抵抗 (50k~100k) を接続すると、電圧を 5V~10V の範囲に設定できます。この抵抗と 20μA の内部ソース電流により、DRV _{CC} LDO レギュレータがレギュレーション・ポイントを設定するための電圧が生成されます。
27	DRVUV	DRV _{CC} UVLO および EXTV _{CC} の切替え設定ピン。DRVUV は、表 1 に示すように、DRV _{CC} UVLO および EXTV _{CC} の立上がりおよび立下がりの切替え閾値を指定します。
28	RUN	コントローラの実行制御入力。RUN ピンの電圧を 1.1V 未満にすると制御がディスエーブルされ、更に 0.7V 未満にすると、LTC7897 全体がシャットダウンされて自己消費電流が約 1μA まで減少します。RUN ピンを V _{IN} に接続すると、常時オン動作になります。
29	GND (EPAD)	グラウンド (露出パッド)。定格の電氣的性能および熱性能を得るため、露出パッドは PCB の GND にハンダ付けする必要があります。

ブロック図

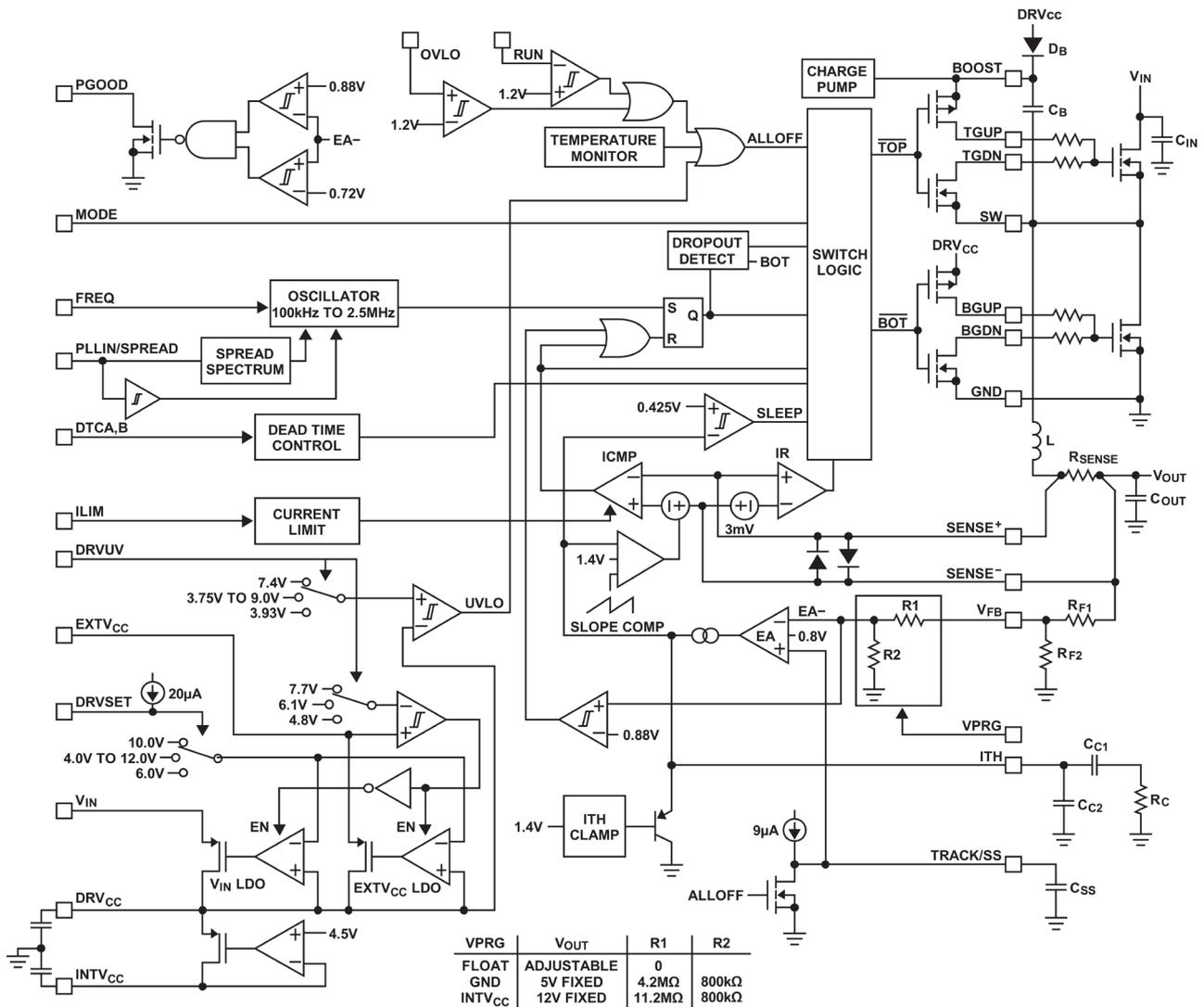


図 4. ブロック図

00

代表的な性能特性

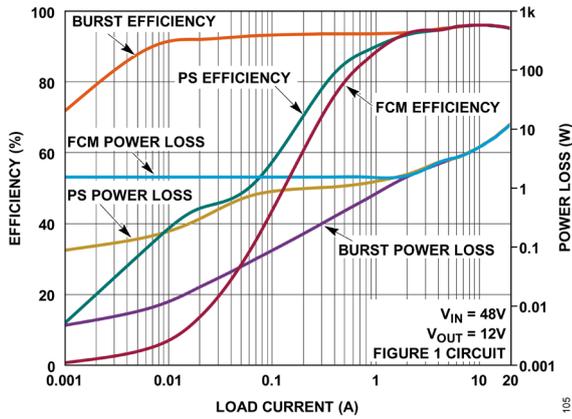


図 5. 効率および電力損失と負荷電流の関係

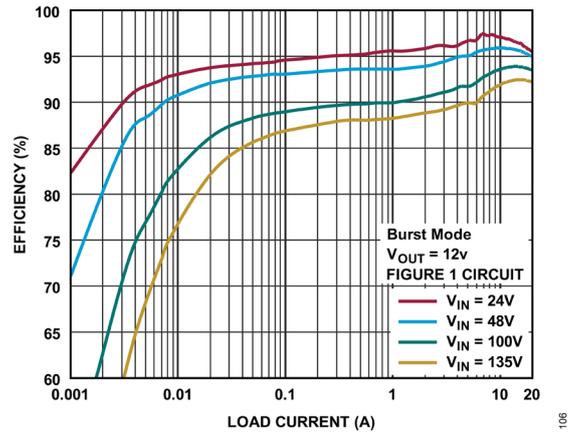


図 6. 効率と負荷電流の関係

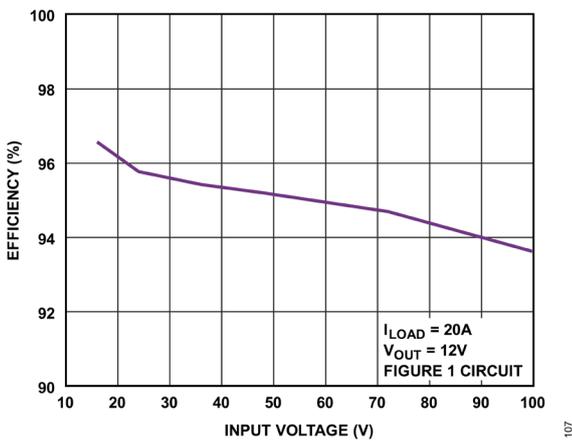


図 7. 効率と入力電圧の関係

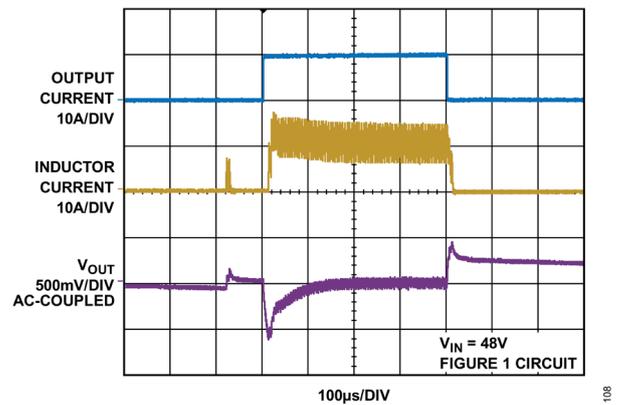


図 8. 負荷ステップ (Burst Mode 動作)

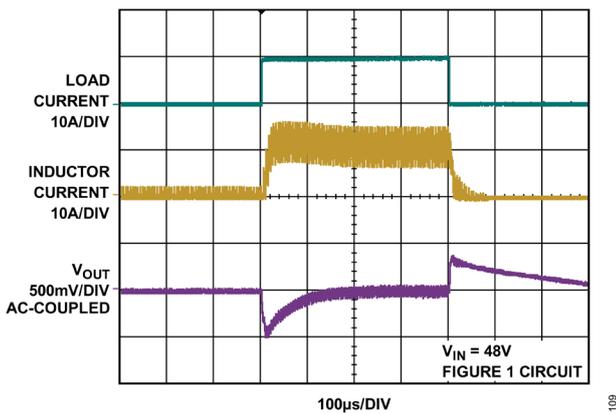


図 9. 負荷ステップ (パルススキッピング・モード)

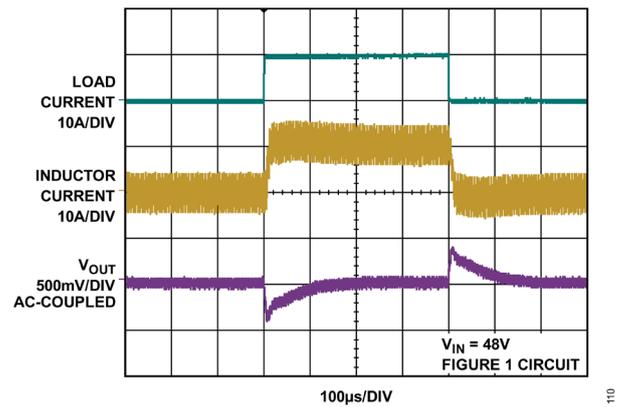


図 10. 負荷ステップ (強制連続モード)

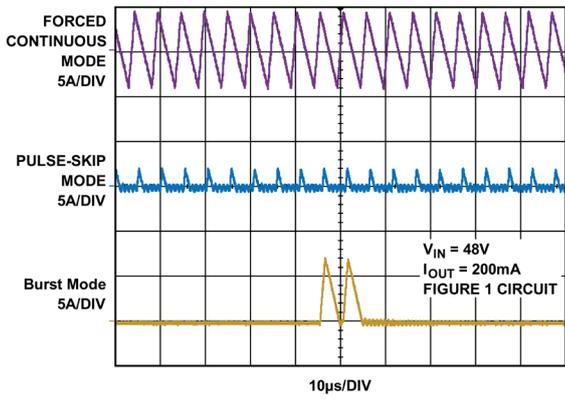


図 11. 軽負荷時のインダクタ電流

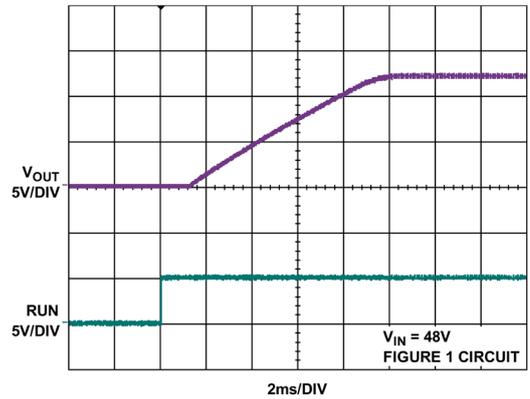


図 12. ソフトスタート

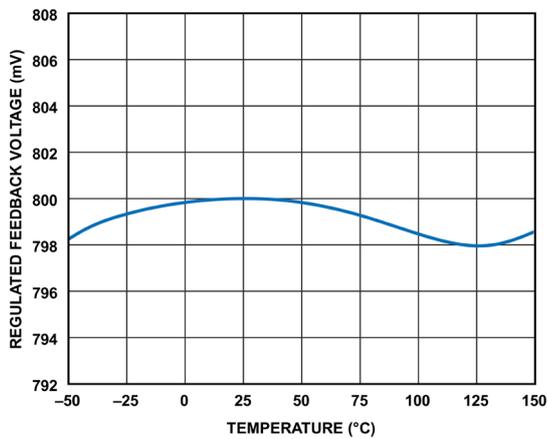


図 13. レギュレーション帰還電圧と温度の関係

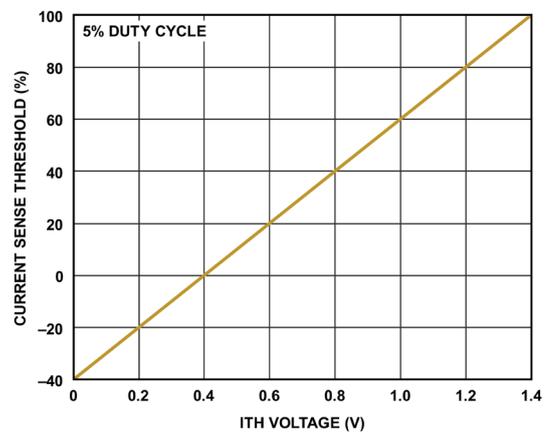


図 14. 強制連続モードにおける $V_{SENSE(MAX)}$ 基準の最大電流検出閾値と V_{ITH} の関係

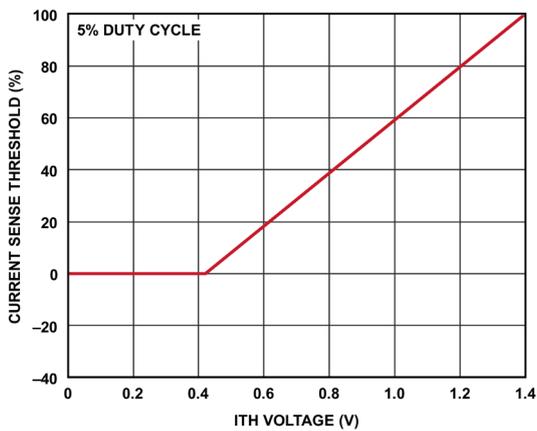


図 15. パルススキッピング・モードにおける $V_{SENSE(MAX)}$ 基準の最大電流検出閾値と V_{ITH} の関係

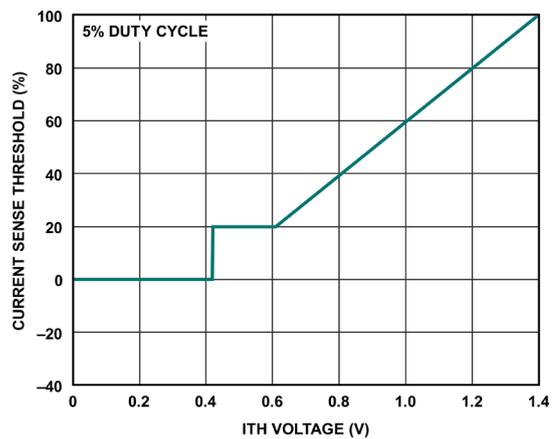


図 16. Burst Mode における $V_{SENSE(MAX)}$ 基準の最大電流検出閾値と V_{ITH} の関係

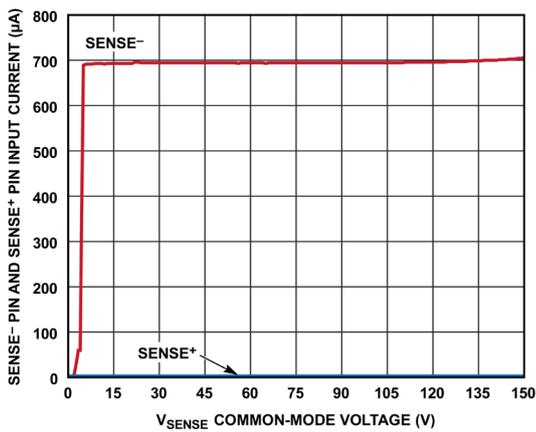


図 17. SENSEx 入力電流と V_{SENSE} 電圧の関係

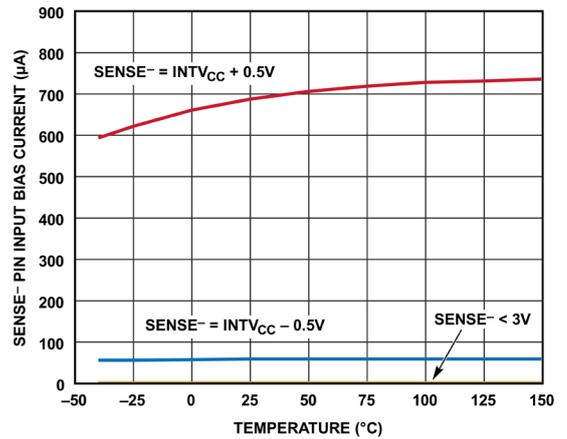


図 18. SENSE⁻ 入力電流と温度の関係

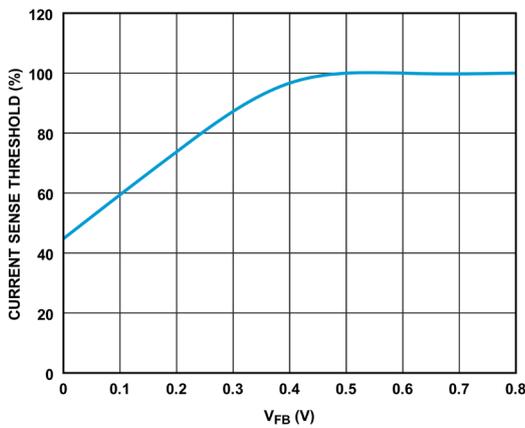


図 19. 帰還電流制限

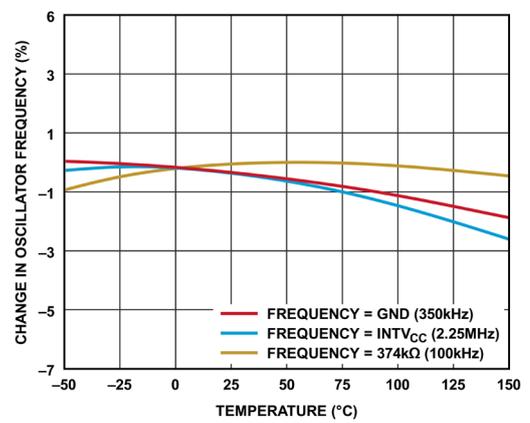


図 20. 発振器周波数と温度の関係

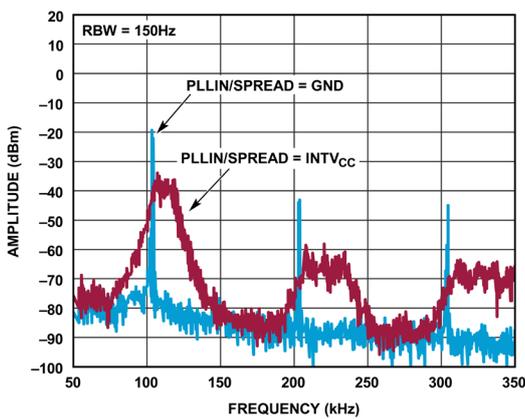


図 21. 出力電圧ノイズ・スペクトル

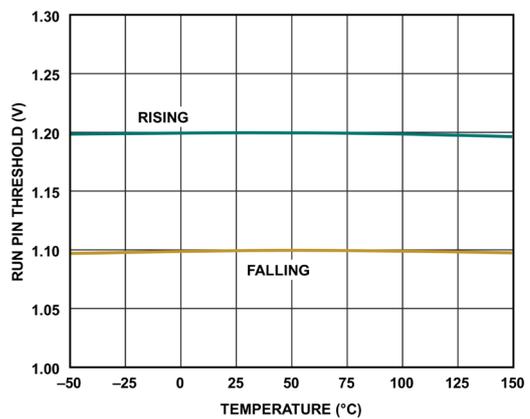


図 22. RUN ピン閾値と温度の関係

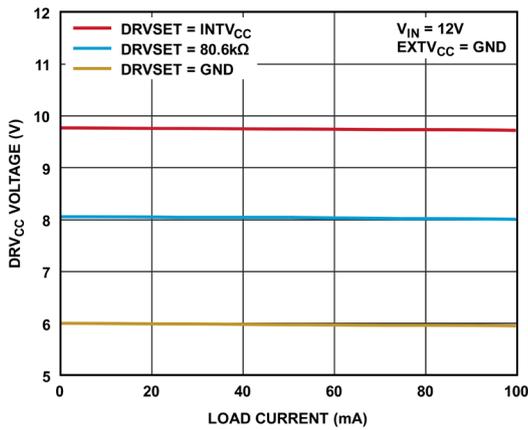


図 23. DRV_{CC} の負荷レギュレーション

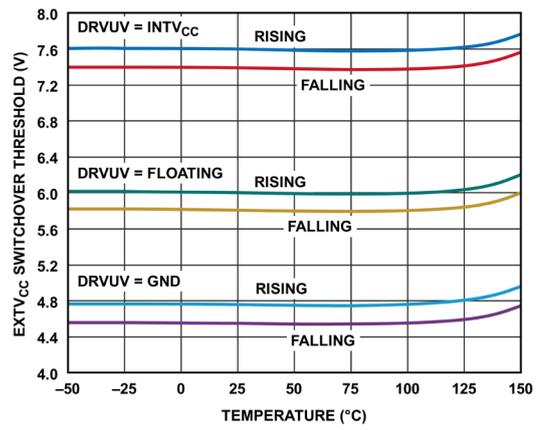


図 24. EXT_{CC} スイッチオーバー電圧と温度の関係

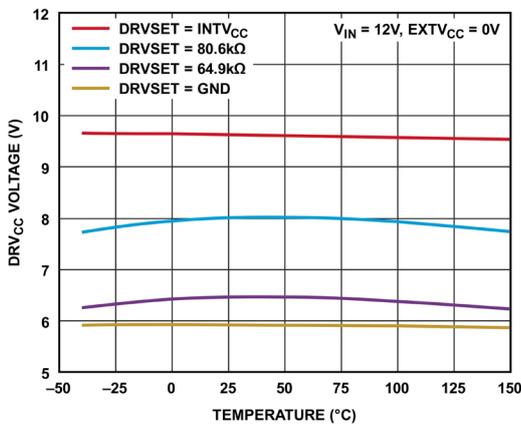


図 25. DRV_{CC} 電圧と温度の関係

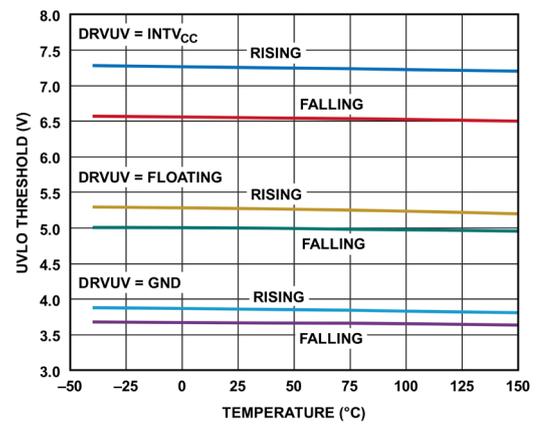


図 26. DRV_{CC} 低電圧ロックアウト閾値と温度の関係

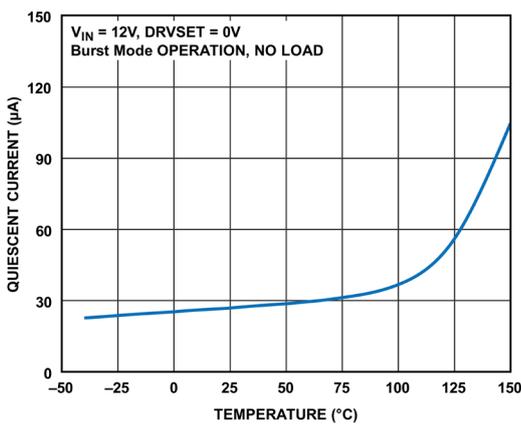


図 27. 自己消費電流と温度の関係

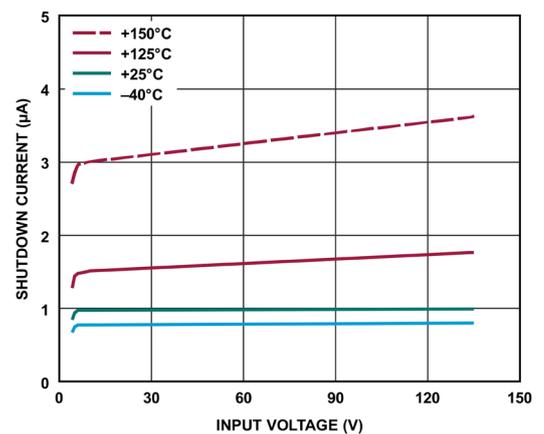


図 28. シャットダウン電流と V_{IN} 電圧の関係

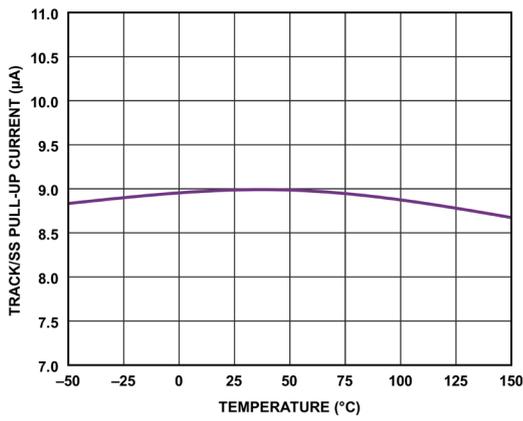


図 29. TRACK/SS プルアップ電流と温度の関係

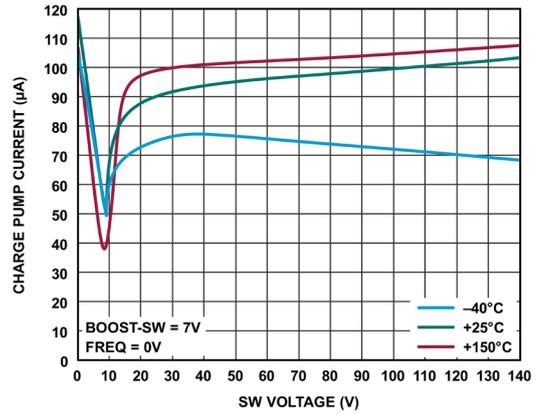


図 30. チャージ・ポンプ出力電圧と SW 電圧の関係

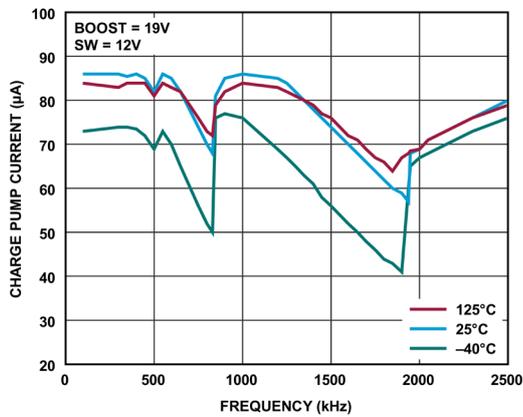


図 31. チャージ・ポンプ出力電流と周波数の関係

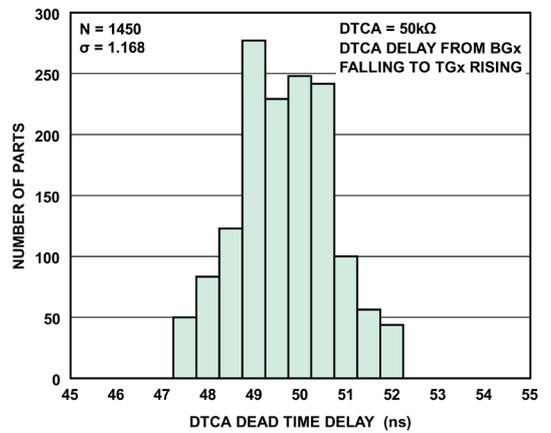


図 32. DTCA = 50kΩ でのデッド・タイム遅延のヒストグラム

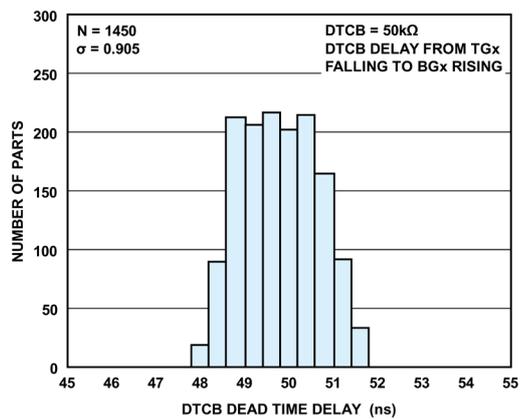


図 33. DTCB = 50kΩ でのデッド・タイム遅延のヒストグラム

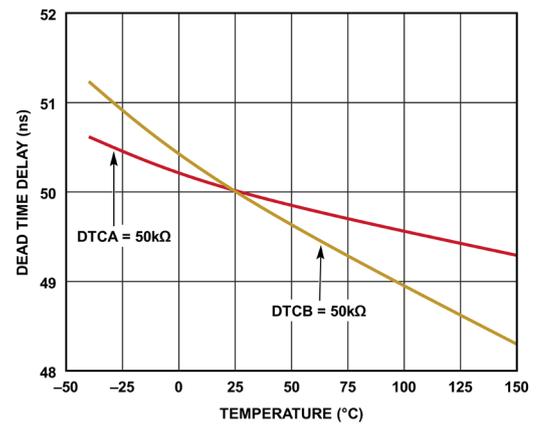


図 34. デッド・タイム遅延と温度の関係

動作原理

メイン制御ループ

LTC7897 は、固定周波数のピーク電流モード・アーキテクチャを採用した同期整流式コントローラです。通常動作時には、クロックがセット/リセット (SR) ラッチをセットすると外付けの上側 MOSFET がオンになり、インダクタ電流が増加します。メインの電流コンパレータ (ICMP) が SR ラッチをリセットすると、メイン・スイッチがオフになります。サイクルごとに上側 MOSFET がオフになった後、インダクタ電流が反転し始めて電流コンパレータ (IR) がそれを検出するか、または次のクロック・サイクルが始まるまで、下側 MOSFET がオンになってインダクタ電流が減少します。

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、エラー・アンプ (EA) の出力である ITH ピンの電圧によって制御されます。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 GND の間に接続した外付け抵抗分圧器で生成) を 0.8V の内部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新しい負荷電流に見合った値となるまで、EA が ITH 電圧を上昇させます。

電源とバイアス電源 (V_{IN} 、 $EXTV_{CC}$ 、 DRV_{CC} 、 $INTV_{CC}$)

DRV_{CC} ピンは上側および下側 MOSFET ドライバに電力を供給します。LDO リニア・レギュレータは V_{IN} ピンと $EXTV_{CC}$ ピンの両方から利用可能で、 DRV_{CC} に電力を供給します。これは、 DRV_{SET} ピンの制御により 5V~10V の範囲で設定できます。 $EXTV_{CC}$ ピンをその切替え電圧より低い電圧に接続した場合、 V_{IN} LDO レギュレータが DRV_{CC} に電力を供給します。 $EXTV_{CC}$ がその切替え電圧を超えると、 V_{IN} LDO レギュレータがオフになり、 $EXTV_{CC}$ LDO レギュレータがオンになります。 $EXTV_{CC}$ LDO レギュレータは、イネーブルにした場合に DRV_{CC} に電力を供給します。 $EXTV_{CC}$ ピンを使用することで、LTC7897 スイッチング・レギュレータの出力のような高効率の外部電源から DRV_{CC} の電力を供給できます。

$INTV_{CC}$ ピンは、LTC7897 のほとんどの内部回路に電力を供給します。 $INTV_{CC}$ 電源は DRV_{CC} に接続された LDO リニア・レギュレータから供給され、4.5V に安定化されます。

ハイサイド・ブートストラップ・コンデンサ

上側 MOSFET ドライバは、フロート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、下側 MOSFET がオンになるたびに、BOOST と DRV_{CC} の間にある外部ダイオードを介して再充電されます。LTC7897 は、BOOST に必要なバイアスを維持するチャージ・ポンプを内蔵しています。このチャージ・ポンプは、強制連続モードとパルススキッピング・モードの両方で常時動作します。Burst Mode 動作の場合、チャージ・ポンプはスリープ状態でオフになり、デバイスが起動するとイネーブルされます。内部チャージ・ポンプは公称値で 80 μ A の充電電流を供給できます。

入力電圧 (V_{IN}) がその出力 (V_{OUT}) に近い電圧まで低下すると、ループがドロップアウト状態に入り、上側 MOSFET を連続してオンにしようとする場合があります。強制連続モードまたはパルススキッピング・モードでは、内蔵チャージ・ポンプが上側 MOSFET をイネーブルして常時オン状態にするので、デューティサイクルは 100% になります。

デッド・タイム制御 (DTCA ピンと DTCB ピン)

LTC7897 のデッド・タイム遅延は、DTCA ピンと DTCB ピンを設定することで 13ns から 100ns まで設定できます。DTCA ピンは、下側 MOSFET のターンオフと上側 MOSFET のターンオンに関連するデッド・タイムを設定します。DTCB ピンは、上側 MOSFET のターンオフと下側 MOSFET のターンオンに関連するデッド・タイムを設定します。このセクションでは、TG は上側 MOSFET のゲートで検出された電圧を表し、BG は下側 MOSFET のゲートで検出された電圧を表します。

DTCA ピンを GND または $INTV_{CC}$ に接続すると、適応型デッド・タイム制御が設定され、ドライバ・ロジックは、下側 MOSFET がターンオフするのを待ってから上側 MOSFET をターンオンします。適応型デッド・タイム制御の場合は、DTCA をグラウンドに接続すると BG の立下がりから TG の立上がりまでのデッド・タイムが約 50ns となり、 $INTV_{CC}$ に接続すると 30ns となります。

DTCB ピンを GND または INTV_{CC} に接続すると、適応型デッド・タイム制御が設定され、ドライバ・ロジックは、上側 MOSFET がターンオフするのを待ってから下側 MOSFET をターンオンします。適応型デッド・タイム制御の場合は、DTCB をグラウンドに接続すると TG の立下がりから BG の立上がりまでのデッド・タイムが約 50ns となり、INTV_{CC} に接続すると 30ns となります。

DTCA ピンと GND の間に抵抗を配置すると、SW の立上がりから BG の立下がりまでに 13ns~100ns のスマート遅延が追加されます。デッド・タイム制御の詳細については、[アプリケーション情報](#)のセクションを参照してください。

DTCB ピンと GND の間に抵抗を配置すると、SW の立下がりから BG の立上がりまでに 13ns~100ns のスマート遅延が追加されます。デッド・タイム制御の詳細については、[アプリケーション情報](#)のセクションを参照してください。

スタートアップとシャットダウン (RUN、OVLO、および TRACK/SS ピン)

LTC7897 は RUN ピンを使用してシャットダウンすることができます。RUN ピンの電圧を 1.08V より低くすると、メイン制御ループがシャットダウンします。RUN ピンを 0.7V より低くすると、コントローラと、DRV_{CC} および INTV_{CC} LDO レギュレータを含むほとんどの内部回路がディスエーブルされます。このシャットダウン状態で LTC7897 に流れる自己消費電流は 1 μ A に過ぎません。

RUN ピンは外部からプルアップするか、ロジックで直接駆動する必要があります。RUN ピンは最大 140V (絶対最大値) まで許容できます。したがって、コントローラが連続的にイネーブルされ、シャットダウンされることのない常時オンのアプリケーションでは、ピンを V_{IN} に接続できます。更に、V_{IN} ピンと RUN ピンの間に抵抗分圧器を接続すれば、高精度の入力低電圧ロックアウトを設定し、調整可能なレベル未満で電源が動作しないようにできます。

OVLO ピンは、入力電圧がプログラマブルな動作範囲を超えるとスイッチングが行われないようにします。入力電源とグラウンドの間に置かれた抵抗分圧器を使用することによって、OVLO ピンは高精度入力電源電圧モニタの役割を果たします。OVLO ピンの電圧が 1.2V を超えるとスイッチングがディスエーブルされるので、スイッチングを入力電源電圧の特定範囲に限定できます。スイッチングがディスエーブルされると、LTC7897 は入力電圧を絶対最大定格の 140V までに安全に維持できます。入力電圧過電圧イベントはソフトスタート・リセットをトリガして、入力電源トランジェントからのスムーズな回復を実現します。

V_{OUT} のスタートアップは、TRACK/SS ピンの電圧で制御されます。TRACK/SS ピンの電圧が 0.8V の内部リファレンス電圧よりも低い場合、LTC7897 は V_{FB} 電圧を 0.8V のリファレンス電圧ではなく TRACK/SS ピンの電圧に調整します。この方法により、TRACK/SS ピンをソフトスタートとして使用できるので、スタートアップ時に出力電圧を滑らかに上昇させ、入力電源の突入電流を制限できます。TRACK/SS ピンと GND の間の外付けコンデンサは 9 μ A の内部プルアップ電流で充電され、これによって TRACK/SS ピンに電圧ランプが発生します。TRACK/SS 電圧が 0V から 0.8V (およびそれ以上) まで直線的に増加するのに伴い、V_{OUT} もゼロから最終値まで滑らかに増加します。

あるいは、TRACK/SS ピンを用いて、V_{OUT} のスタートアップを別の電源に追従させることもできます。通常、これを行うには、他の電源と GND の間の外付け抵抗分圧器を介して TRACK/SS ピンに接続する必要があります (RUN ピンと過電圧/低電圧ロックアウトのセクションおよびソフトスタートとトラッキング (TRACK/SS ピン) のセクションを参照)。

軽負荷時の動作 : Burst Mode 動作、パルススキッピング・モード、または強制連続モード (MODE ピン)

LTC7897 は、軽負荷電流時に、高効率の Burst Mode 動作、固定周波数パルススキッピング・モード、または強制連続動作モードになるように設定できます。

Burst Mode 動作を選択するには、MODE ピンを GND に接続します。強制連続動作を選択するには、MODE ピンを INTV_{CC} に接続します。パルススキッピング・モードを選択するには、MODE ピンを 1.2V より大きく INTV_{CC} - 1.3V より小さい DC 電圧に接続します。MODE ピンがフロート状態のときは、GND との間の 100k Ω の内部抵抗によって Burst Mode 動作が起動し、MODE ピンを 100k Ω の外付け抵抗を介して INTV_{CC} に接続すると、パルススキッピング・モードになります。

コントローラの Burst Mode 動作がイネーブルされているときは、ITH ピンの電圧が低い値を示している場合でも、インダクタの最小ピーク電流は最大値の約 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、EA は ITH ピンの電圧を低下させます。ITH 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)、両方の外付け MOSFET がオフになります。これにより ITH ピンは EA の出力から遮断され、0.45V を維持します。

スリープ・モードでは内部回路のほとんどがオフになるので、LTC7897 を流れる自己消費電流は $15\mu\text{A}$ に減少します。 V_{OUT} が 3.2V 以上のとき、この自己消費電流の大部分は SENSE ピンから供給され、 $V_{\text{IN}}/V_{\text{OUT}}$ の比に効率を掛けた値の分だけ入力換算の自己消費電流は減少します。

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 の出力は上昇します。出力電圧が十分に低下すると、ITH ピンが EA の出力に再接続され、スリープ信号がローになり、コントローラは内部発振器の次のサイクルで上側 MOSFET をオンにして通常の動作を再開します。

コントローラの Burst Mode 動作が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、IR が下側 MOSFET をオフにし、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。

強制連続動作の場合、軽負荷時または大きなトランジェント状態時にはインダクタ電流を反転させることができます。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。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。

パルススキッピング・モードになるように MODE ピンを接続すると、LTC7897 は軽負荷時にパルス幅変調 (PWM) のパルススキッピング・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% に低下するまで固定周波数動作が維持されます。軽負荷時には、ICMP は数サイクルの間トリップ状態を維持し、同じサイクル数の間上側 MOSFET をオフしたままにする (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 動作と比較して、出力リップル、オーディオ・ノイズ、および RF 干渉が低減します。パルススキッピング・モードでは、低電流での効率が強制連続モードより高くなりますが、Burst Mode 動作ほど高くはありません。

強制連続モードやパルススキッピング・モードと異なり、Burst Mode 動作を外部クロックに同期させることはできません。そのため、Burst Mode 動作を選択し、スイッチング周波数が PLLIN/SPREAD ピンに印加された外部クロックに同期している場合、LTC7897 は Burst Mode 動作から強制連続モードに切り替わります。

周波数の選択、スペクトラム拡散、フェーズ・ロック・ループ (FREQ ピンおよび PLLIN/SPREAD ピン)

LTC7897 のコントローラの自走スイッチング周波数は、FREQ ピンを使って選択します。FREQ を GND に接続すると 370kHz が選択され、FREQ を INTV_{CC} に接続すると 2.25MHz が選択されます。FREQ と GND の間に抵抗を接続すると、周波数を $100\text{kHz}\sim 2.5\text{MHz}$ の範囲で設定できます。

スイッチング・レギュレータは、電磁干渉 (EMI) が懸念されるアプリケーションでは特に問題を生じることがあります。LTC7897 は、EMI 性能を向上するためにスペクトラム拡散モードで動作できます。このモードは、PLLIN/SPREAD ピンを INTV_{CC} に接続することでイネーブルできます。この機能により、スイッチング周波数は FREQ ピンで設定した周波数 $\sim +20\%$ (代表値) の範囲内で変化します。

LTC7897 ではフェーズ・ロック・ループ (PLL) が使用可能で、PLLIN/SPREAD 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。LTC7897 の PLL は、外付け上側 MOSFET のターンオンを同期信号の立上がりエッジに一致させます。

PLL の周波数は、外部クロックが入力される前に、FREQ ピンで設定した自走周波数にプリバイアスされます。PLL を外部クロックの周波数の近くにプリバイアスしておく、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 TG_{xx} の立上がりエッジに同期させることができます。より高速に外部クロックにロックインするには、FREQ ピンを使用して、内部発振器の周波数を外部クロックの周波数前後の値に設定します。LTC7897 の PLL は、周波数が $100\text{kHz}\sim 2.5\text{MHz}$ の外部クロック源に確実にロックするよう設計されています。

PLLIN/SPREAD ピンはトランジスタ・トランジスタ・ロジック (TTL) に対応しており、閾値が 1.6V (立上がり) および 1.1V (立下がり) なので、クロック信号の振幅が 0.5V~2.2V での動作が確保されています。

入力電源の過電圧ロックアウト (OVLO ピン)

OVLO ピンは、入力電圧がプログラマブル・レベルを超えるとスイッチングが行われなくにする保護機能を提供します。入力電圧を正確に検出するには、OVLO ピンを V_{IN} と GND の間の抵抗分圧器に接続します。OVLO ピンの電圧が 1.2V を超えると、スイッチングがディスエーブルされます。

OVLO ピンは高インピーダンスであり、常時オン動作時にはプルダウンする必要があります。または、 V_{IN} と GND の間の抵抗分圧器によって駆動する必要があります。OVLO ピンはフロート状態にしないでください。

OVLO ピンがスイッチングをディスエーブルすると、LTC7897 は入力電圧を絶対最大定格の 140V までに安全に維持することができます。

出力過電圧保護

LTC7897 は、ユーザ調整可能な V_{IN} 過電圧保護機能を提供する OVLO ピンに加えて過電圧コンパレータを備えており、トランジェント・オーバーシュートや、出力過電圧の原因となるその他の深刻な状態からデバイスを保護します。 V_{FB} ピンがレギュレーション・ポイントである 0.8V を 10%以上超えると、上側 MOSFET がオフになり、インダクタ電流は反転できなくなります。

フォールドバック電流

出力電圧が公称レベルの 70%未満に低下すると、フォールドバック電流制限機能が有効になり、過電流または短絡状態の深刻度に比例してピーク電流制限値が徐々に低下します。フォールドバック電流制限は、(V_{FB} の電圧が TRACK/SS の電圧に追従している限り) ソフトスタート期間中はディスエーブルされます。

パワー・グッド

LTC7897 には、内部 N チャンネル MOSFET のオープン・ドレインに接続されている PGOOD ピンがあります。 V_{FB} 電圧が 0.8V リファレンスの $\pm 10\%$ 以内でない場合、MOSFET がオンになり、PGOOD ピンをローにプルダウンします。また、RUN ピンがロー (シャットダウン) になった場合や OVLO ピン電圧が 1.2V を超えた場合も、PGOOD ピンはローになります。 V_{FB} 電圧が $\pm 10\%$ の要件内にある場合は、MOSFET がオフになります。このピンは、外付け抵抗によって INTV_{CC} などの 6V 以下の電源にプルアップできます。

アプリケーション情報

図 1 は、LTC7897 の基本的なアプリケーション回路を示しています。外付け部品の選択は主に負荷条件によって決まり、まずインダクタ、電流検出部品、動作周波数、軽負荷時の動作モードの選択から始めます。次に、入力コンデンサと出力コンデンサ、およびパワー-FET で構成される残りのパワー段コンポーネントを選択します。次に、帰還抵抗を選択して、目的の出力電圧を設定します。その後、ソフトスタート、バイアス、ループ補償などに使用する、残りの外付け部品を選択します。

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。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します。

最大平均インダクタ電流 ($I_{L(MAX)}$) は、最大出力電流に等しくなります。ピーク電流は、平均インダクタ電流にインダクタ・リップル電流 (ΔI_L) の半分を加えたものに等しくなります。このリップル電流は、下の式 1 に示すように、インダクタンス (L) または周波数 (f) が高くなるほど減少し、 V_{IN} が高くなるほど増加します。

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

ΔI_L が大きな値でもよければ低い値のインダクタンスを使用できますが、その場合は出力電圧リップルが大きくなり、コア損失も大きくなります。リップル電流を設定するための妥当な出発点は $\Delta I_L = 0.3 \times I_{L(MAX)}$ です。 ΔI_L が最大になるのは、最大入力電圧のときです。

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すると、ピーク電流が R_{SENSE} によって決定される電流制限の 25%未満になった時点で Burst Mode 動作への移行が開始されます。インダクタ値を低くする (ΔI_L を高くする) と、この遷移はより低い負荷電流で起こるため、低電流動作の値の高い範囲では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・コアの選択

L の値が決まったら、インダクタの種類を選択します。高効率レギュレータは、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ブデンコアを使用するを得ません。実際のコア損失は、固定したインダクタ値に対してはコア・サイズに依存しませんが、選択したインダクタンス値には依存します。インダクタンスが大きくなると、コア損失は減少します。しかし、インダクタンスを増加させるには巻き線数を増やす必要があるため、銅損失が増加します。

フェライトを使った設計ではコア損失が小さくなるので、スイッチング周波数が高い場合に適しています。したがって、設計目標を銅損失と飽和防止に集中できます。フェライト・コア材料の飽和は「ハード」です。つまり、ピーク設計電流を超えると急激にインダクタンスが低下します。その結果、インダクタのリップル電流が急激に増加し、それに伴い出力電圧リップルも増加します。コアは飽和させないようにしてください。

電流検出方式の選択

LTC7897 は、インダクタ DC 抵抗 (DCR) による検出、または低抵抗値による検出のいずれかを使うように構成できます。2 つの電流検出方式のどちらを選択するかは、設計においてコスト、消費電力、精度のどれを主に重視するかで決まります。DCR による検出が普及したのは、高価な電流検出抵抗が不要で、特に大電流のアプリケーションで電力効率が向上するためです。一方、電流検出抵抗を使用すると、コントローラの非常に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よって決まり、 R_{SENSE} (R_{SENSE} を使用する場合) とインダクタの値の選択から始めます。

SENSE⁺ピンと SENSE⁻ピンは、電流コンパレータへの入力です。これらのピンの共通モード電圧範囲は0V~140V（絶対最大値）なので、LTC7897は最大135Vの出力電圧を安定化できます。SENSE⁺ピンは高インピーダンスであり、流れる電流は約1 μ A未満です。このようにインピーダンスが高いため、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、共通モード電圧に応じて変化します。INTV_{CC} - 0.5V未満の場合、SENSE⁻ピンは比較的高インピーダンスであり、約1 μ Aの電流が流れます。SENSE⁻ピンがINTV_{CC} + 0.5Vを超えると、このピンにはより大きな電流（約700 μ A）が流れます。INTV_{CC} - 0.5VとINTV_{CC} + 0.5Vの間の場合、電流は小電流から大電流に変化します。SENSE⁻ピンの電圧が3.2Vを超えると、V_{IN}ではなくV_{OUT}から内部回路にバイアスがかかるため、SENSE⁻ピンには更に約70 μ Aの電流が流れ、入力換算電源電流が減少します。

検出ラインに共通するフィルタ部品はLTC7897の近くに配置し、検出ラインは電流検出素子の下のケルビン接続点まで互いに近づけて配線します（図35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、検出端子の情報が悪化して、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は（図37）、R1抵抗をスイッチング・ノードの近くに配置して、高感度の小信号ノードにノイズが結合しないようにします。

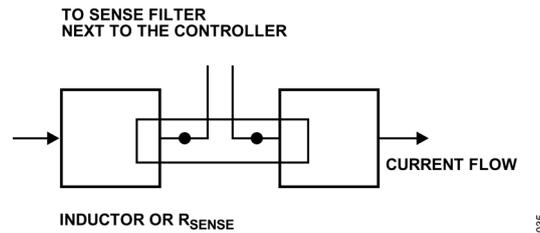


図 35. インダクタまたはセンス抵抗を使用した検出ラインの配置

値の小さな抵抗による電流検出

図36に、ディスクリット抵抗を使用した代表的な検出回路を示します。R_{SENSE}は必要な出力電流に基づいて選択します。コントローラの電流コンパレータのV_{SENSE(MAX)}は50mV、25mV、または75mVで、これはILIMピンの状態によって決まります。電流コンパレータの閾値電圧により、インダクタのピーク電流が設定されます。

最大インダクタ電流（I_{L(MAX)}）およびリップル電流（ ΔI_L ）を用いると（インダクタ値の計算のセクションを参照）、目標とするセンス抵抗値は式2で与えられます。

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

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、表1でV_{SENSE(MAX)}の最小値を選択します。

センス抵抗に寄生インダクタンス（ESL）があると、インダクタ値が小さめ（3 μ H）のアプリケーションや電流が大きめ（5A）のアプリケーションでは、電流検出信号に大きな誤差が生じます。この誤差は入力電圧に比例し、ライン・レギュレーションを劣化させたり、ループを不安定化させたりする可能性があります。図36に示すように、検出ピンにRCフィルタ（R_F）を使用すると、この誤差を補償できます。ESLを最も適切に抑えるには、RCフィルタの時定数をR_F × C_F = ESL/R_{SENSE}（C_Fはフィルタのコンデンサ）となるように設定します。一般に、1nF~10nFの範囲内になるようにC_Fを選択し、それに応じてR_Fを計算します。この誤差を最小限に抑えるため、低ESLでフットプリントの広い形状の表面実装型センス抵抗を推奨します。メーカーのデータシートで仕様規定されていない場合、ESLは、1206フットプリントの抵抗器で0.4nH、1225フットプリントの抵抗器で0.2nHと概算できます。

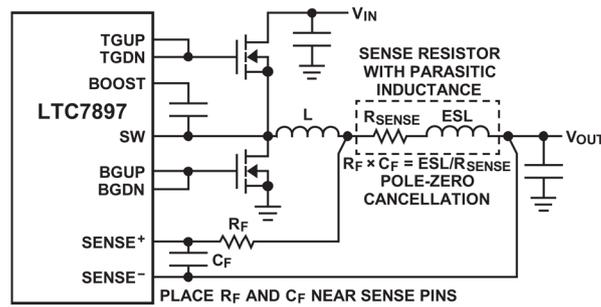


図 36. 電流検出方法 – 抵抗を使用した電流検出

インダクタの DCR による電流検出

大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の場合、[図 37](#) に示すように、LTC7897 はインダクタの DCR 両端の電圧降下を検出できます。インダクタの DCR とは銅巻線の小さい DC 抵抗値を表し、値の小さい大電流インダクタでは 1mΩ 未満となることがあります。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、インダクタの DCR による検出に比べると効率が数ポイント低下すると考えられます。

外部の $(R1||R2) \times C1$ の時定数が 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に対して、検出端子両端の電圧を調整する抵抗です。外付け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。DCR は、インダクタンス、容量、抵抗 (LCR) メータを用いて測定できます。ただし、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。

$I_{L(MAX)}$ および ΔI_L を用いて ([インダクタ値の計算](#) のセクションを参照)、目標とするセンス抵抗値は [式 3](#) で与えられます。

$$R_{SENSE(EQUIV)} = \frac{V_{SENSE(MAX)}}{I_{L(MAX)} + \frac{\Delta I_L}{2}} \tag{3}$$

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、[表 1](#) で $V_{SENSE(MAX)}$ の最小値を選択します。

次に、インダクタの DCR を決めます。メーカーから仕様が提供されている場合、通常は 20°C で規定されている最大値を使用し、銅抵抗の温度係数 (約 0.4%/°C) を考慮してこの値を増加させます。最大インダクタ温度 ($T_{L(MAX)}$) の値は、控え目に見て 100°C です。最大インダクタ DCR (DCR_{MAX}) をセンス抵抗の目標値 (R_D) に調整するには、[式 4](#) で与えられる分圧比を使用します。

$$R_D = \frac{R_{SENSE(EQUIV)}}{DCR_{MAX} \text{ at } T_{L(MAX)}} \tag{4}$$

C1 は通常、0.1μF ~ 0.47μF の範囲に入るように選択します。この範囲では、等価抵抗 ($R1||R2$) が約 2kΩ になるため、SENSE+ ピンの約 1μA の電流に起因する誤差が減少します。

$R1||R2$ は、室温のインダクタンスと最大 DCR によって [式 5](#) で求められます。

$$R1||R2 = \frac{L}{(DCR \text{ at } 20^\circ\text{C}) \cdot C1} \tag{5}$$

センス抵抗値は、以下に示す [式 6](#) および [式 7](#) で与えられます。

$$R1 = \frac{R1||R2}{R_D} \tag{6}$$

$$R2 = \frac{R1 \cdot R_D}{1 - R_D} \tag{7}$$

R1 の最大電力損失 (P_{Loss}) はデューティサイクルに関連しており、連続モード時の最大入力電圧 (V_{IN(MAX)}) で発生します。これは、以下に示す式 8 で与えられます。

$$P_{Loss \text{ in } R1} = \frac{(V_{IN(MAX)} - V_{OUT}) \cdot V_{OUT}}{R1} \tag{8}$$

R1 の電力定格は R1 の P_{Loss} より大きくなるようにします。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は、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ないので、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。

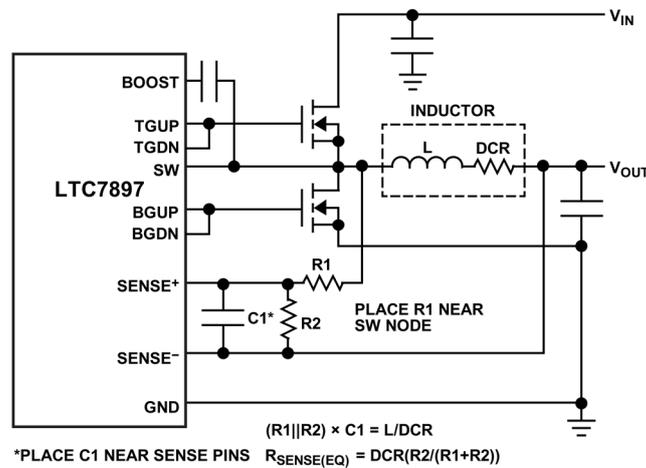


図 37.電流検出方法 – インダクタの DCR を使用した電流検出

動作周波数の設定

動作周波数の選択では、効率と部品サイズの間にトレードオフがあります。動作周波数が高いと、小型のインダクタと値の小さいコンデンサを使用することができます。低い周波数で動作させるとゲート電荷と遷移損失が減るので効率が改善されますが、出力リップル電圧を低く維持するには、インダクタンスの値や出力容量を大きくする必要があります。

高電圧アプリケーションでは、遷移損失が電力損失により大きく影響し、スイッチング周波数が 300kHz~900kHz の場合にサイズと効率の間で良好なバランスをとることができます。低電圧アプリケーションは、スイッチング損失が低いという利点があるため、必要に応じて最大 2.5MHz のスイッチング周波数で動作させることができます。スイッチング周波数は、表 4 に示すように、FREQ ピンと PLLIN/SPREAD ピンで設定します。

表 4. FREQ と PLLIN/SPREAD によるスイッチング周波数の設定

FREQ PIN	PLLIN/SPREAD PIN	FREQUENCY
0V	0V	350kHz
INTV _{CC}	0V	2.25MHz
Resistor to GND	0V	100kHz to 2.5MHz
Any of the Above	External Clock 100kHz to 2.5MHz	Phase-Locked to External lock
Any of the Above	INTV _{CC}	Spread Spectrum f _{osc} Modulated 0% to +20%

FREQ ピンを GND に接続すると 370kHz が選択され、FREQ を INTV_{CC} に接続すると 2.25MHz が選択されます。FREQ と GND の間に抵抗を接続すると、周波数を 100kHz~2.5MHz の範囲内で任意に設定できます。FREQ ピンの抵抗 (R_{FREQ}) は、[図 38](#) または [式 9](#) により選択します。

$$R_{FREQ}(\text{in k}\Omega) = \frac{37\text{MHz}}{f_{osc}} \tag{9}$$

EMI 性能を向上させるため、PLLIN/SPREAD ピンを INTV_{CC} に接続してスペクトラム拡散モードを選択できます。スペクトラム拡散機能をイネーブルした場合、スイッチング周波数は、FREQ ピンで選択した周波数から+20%までの範囲内で調整されます。スペクトラム拡散モードは、MODE ピンで選択した任意の動作モード (Burst Mode、パルススキッピング・モード、強制連続モード) で使用できます。

また、LTC7897 では PLL が使用可能で、PLLIN/SPREAD 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。PLL のロック後、TG_{xx} は外部クロック信号の立上がりエッジで同期されます。詳細については、[フェーズ・ロック・ループと周波数同期](#)のセクションを参照してください。

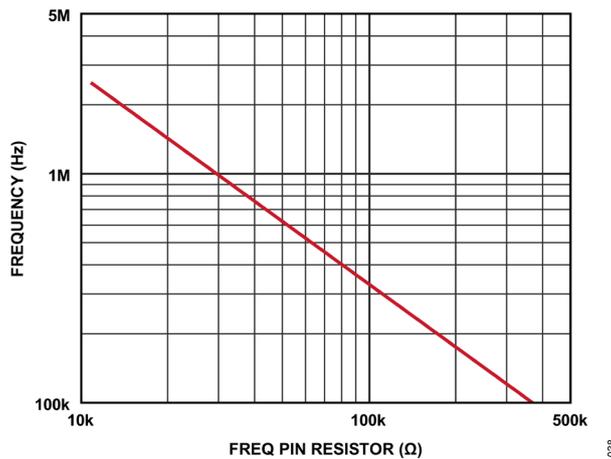


図 38. 発振器周波数と FREQ ピンの抵抗値の関係

軽負荷時動作モードの選択

LTC7897 は、軽負荷電流時に、高効率の Burst Mode 動作、固定周波数パルススキッピング・モード、または強制連続動作モードになるように設定できます。Burst Mode 動作を選択するには、MODE ピンを GND に接続します。強制連続動作を選択するには、MODE ピンを INTV_{CC} に接続します。パルススキッピング・モードを選択するには、MODE ピンを 100kΩ の抵抗を介して INTV_{CC} に接続します。MODE ピンと GND の間にある 100kΩ の内部抵抗により、MODE ピンがフロート状態の場合は Burst Mode が選択されます。PLLIN/SPREAD ピンを介して外部クロックに同期させた場合、パルススキッピング・モードが選択されていれば、LTC7897 はそのモードで動作します。その他の場合、LTC7897 は強制連続モードで動作します。MODE ピンを用いて軽負荷時動作モードを選択する方法を [表 5](#) に示します。

表 5. MODE ピンを使用した軽負荷時動作モードの選択

MODE PIN	LIGHT-LOAD OPERATING MODE	MODE WHEN SYNCHRONIZED
0V or Floating	Burst Mode	Forced Continuous
100kΩ to INTV _{CC}	Pulse-Skipping	Pulse-Skipping
INTV _{CC}	Forced Continuous	Forced Continuous

どの軽負荷時動作モードを選択するのが適切かは、それぞれのアプリケーションの条件によって決まります。Burst Mode 動作では、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前に、逆電流コンパレータが下側 MOSFET をオフにし、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、レギュレータは不連続動作状態で動作します。更に、負荷電流が少ないと、インダクタ電流はスイッチング周波数より低い周波数でバースト動作を開始し、スイッチングが停止している場合は低消費電流のスリープ・モードに入ります。その結果、Burst Mode 動作は軽負荷時に効率が最も高くなります。

強制連続モードでは、インダクタ電流は軽負荷で反転し、負荷に関係なく同じ周波数でスイッチングします。このモードでは、軽負荷での効率が **Burst Mode** 動作の場合よりもかなり低下します。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。

パルススキッピング・モードでは、出力電流が設計上の最大値の約 1%になるまで固定周波数動作が維持されます。非常に軽い負荷時には、PWM コンパレータは数サイクル間トリップ状態を維持し、同じサイクル数の間上側 MOSFET をオフにしたままにする（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。パルススキッピング・モードでは、軽負荷時の効率が強制連続モードより高くなりますが、**Burst Mode** 動作ほど高くはありません。したがって、パルススキッピング・モードは軽負荷時の効率、出力リップル、および EMI の間での妥協点となります。

アプリケーションによっては、システム内の条件に応じて軽負荷動作モードを変更した方が望ましい場合があります。例えば、システムが動作していない場合は、MODE ピンを 0V に維持することによって、高効率の **Burst Mode** 動作を選択することができます。システムが起動したら、外部クロックを PLLIN/SPREAD に送信するか、MODE を INTV_{CC} に接続して、低ノイズの強制連続モードに切り替えることができます。このように動作中にモード変更を行うと、アプリケーションごとにそれぞれの軽負荷動作モードの利点が得られます。

デッド・タイム制御 (DTCA ピンと DTCB ピン)

LTC7897 のデッド・タイム遅延は、DTCA ピンと DTCB ピンの設定により、13ns から 100ns まで調整できます。各 DTCx ピンの設定に対する TG – SW、BG、SW の波形を図 39 に示します。DTCx ピンを GND に接続する方法（適応型デッド・タイム制御）、DTCx ピンを INTV_{CC} に接続する方法、および DTCx ピンを抵抗を介して GND に接続する方法を示す各セクションでは、TG は上側 MOSFET ゲートで検出される電圧を表し（TG の立下がり閾値は TGUP ピンで検出）、BG は下側 MOSFET ゲートで検出される電圧を表します（BG の立上がり閾値は BGDN ピンで、立下がり閾値は BGUP ピンで検出）。SW 波形は、正のインダクタ電流による連続導通モードでの動作を表します。DTCA ピンは、下側 MOSFET のターンオフと上側 MOSFET のターンオン（SW がローからハイに遷移）に関連するデッド・タイムを設定します。DTCB ピンは、上側 MOSFET のターンオフと下側 MOSFET のターンオン（SW がハイからローに遷移）に関連するデッド・タイムを設定します。

DTCx ピンを INTV_{CC} またはグラウンドに接続 (適応型デッド・タイム制御)

DTCA ピンと DTCB ピンを GND または INTV_{CC} GND に接続すると、適応型デッド・タイム制御に設定されます。適応型制御（図 39 を参照）では、一方の MOSFET がオフになってから他方の MOSFET がオンになるまでのデッド・タイムが測定されます。DTCA ピンを GND に接続すると、BG の立下がりから TG – SW がハイになるまでの遅延が約 50ns に固定されます。DTCA ピンを INTV_{CC} に接続すると、BG の立下がりから TG – SW の立上がりまでの遅延が約 30ns に固定されます。DTCB ピンを GND に接続すると、TG – SW の立下がりから BG の立上がりまでの遅延が約 50ns に固定されます。DTCB ピンを GND に接続すると、TG – SW の立下がりから BG の立上がりまでの遅延が約 30ns に固定されます。

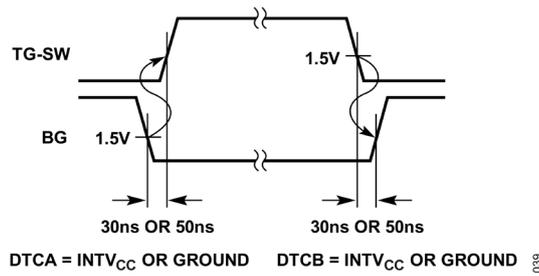


図 39. DTC_x ピンを INTV_{CC} または GND に接続 – 適応型デッド・タイム制御

DTC_x ピンを抵抗を介して GND に接続

DTC_x ピンと GND の間に抵抗を接続すると、SW と BG のエッジ間に 13ns~100ns の調整可能なスマート遅延を設定できます (図 40 を参照)。DTCA ピンに抵抗を接続すると、BG の立下がりから SW の立上がりまでの間にスマート遅延を設定できます。

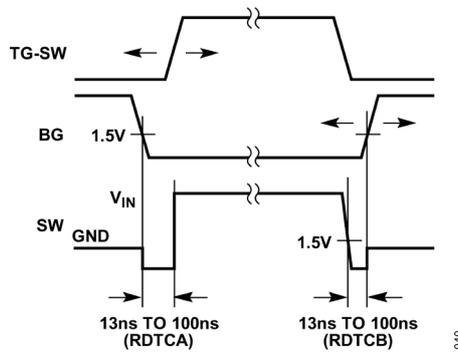


図 40. DTC_x ピンを抵抗を介して GND に接続 – 調整型デッド・タイム制御

DTCB ピンと GND の間に抵抗を接続すると、SW の立下がりから BG の立上がりまでの間にスマート遅延を設定できます。図 41 は、DTC_x ピンの抵抗値と BG エッジから SW エッジまでの間に設定される遅延の関係を示しています。この抵抗は 10kΩ 以上にする必要があります。

DTC_x ピンに抵抗を使用した場合、一方の MOSFET がオフしてから他方の MOSFET がオンするまでの最大遅延時間は、設定済み遅延時間を約 60ns 超えるように設定されます。DTCA 遷移 (SW がローからハイ) において、下側 MOSFET がターンオフした直後に SW がハイになるような負のインダクタ電流 (例えば、強制連続モードでの軽負荷時電流) で下側 MOSFET がターンオフすると、このタイムアウトに達する可能性があります。

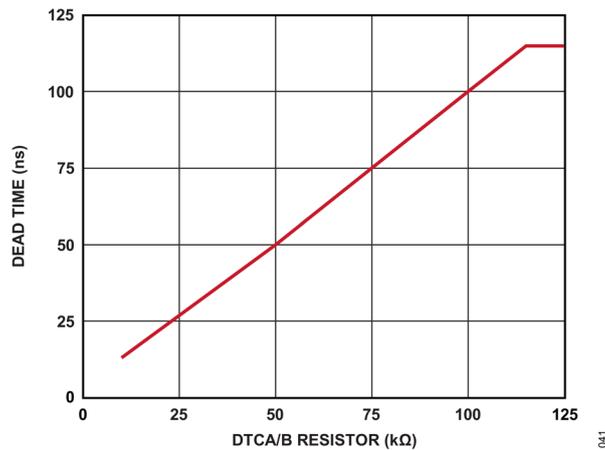


図 41. デッド・タイム遅延と DTC_x ピン抵抗値の関係

広いデッド・タイムを設定する方法は、MOSFET に求められる特性が明確に決まっておらず、シュートスルーを防ぐために追加の安全マージンが求められるようなアプリケーションに有効です。

MOSFET に求められる特性が明確に決まっているアプリケーションでは、積極的にデッド・タイムを設定することによって効率を向上させることができます。ターンオン遅延 (T_{D(ON)}) およびターンオフ遅延 (T_{D(OFF)}) に関する MOSFET データシートの仕様は、積極的なデッド・タイム設定のためのスタート点として使用できます。図 41 を使って DTC_x ピンの抵抗値を選択して、積極的にデッド・タイムを設定する場合のスタート点の例を以下の式 10 と式 11 に示します。

$$R_{DTCA} = (BG \text{ MOSFET } T_{D(OFF)} - TG \text{ MOSFET } T_{D(ON)}) \tag{10}$$

$$R_{DTCB} = 10k\Omega \tag{11}$$

DTC_x ピンの抵抗はこれに基づいて容易に変更でき、それによりデッド・タイムを調整できるので、シュートスルーを防ぎながら効率を最大限まで高めることができます。

パワーMOSFET の選択

LTC7897 では 2 つの外付けパワーMOSFET を選択する必要があります。1 つは上側 (メイン) スイッチ用の N チャンネル MOSFET で、もう 1 つは下側 (同期) スイッチ用の N チャンネル MOSFET です。ピーク to ピークの駆動レベルは、DRV_{CC} のレギュレーション・ポイント (5V~10V) によって設定されます。したがって、ほとんどのアプリケーションでは、設定された DRV_{CC} 電圧に応じて、ロジック・レベル閾値と標準レベル閾値両方の MOSFET を使用できます。MOSFET のブレイクダウン電圧 (BVD_{SS}) 仕様にも十分注意を払ってください。

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、最大出力電流などがあります。C_{MILLER} は、MOSFET メーカーのデータシートに一般に記載されているゲート電荷曲線から概算できます。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、MOSFET のドレイン端子とソース端子間の電圧差 (V_{DS}) の仕様規定されている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。連続モードで動作している場合の上側 FET と下側 FET のデューティサイクルは、式 12 および式 13 で与えられます。

$$\text{MAIN SWITCH DUTY CYCLE} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \tag{12}$$

$$\text{SYNCHRONOUS SWITCH DUTY CYCLE} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} \tag{13}$$

最大出力電流時における MOSFET の消費電力は、式 14 および式 15 で与えられます。

$$P_{\text{MAIN}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} (I_{\text{MAX}})^2 (1 + \delta) R_{\text{DS(ON)}} + (V_{\text{IN}})^2 \left(\frac{I_{\text{MAX}}}{2} \right) (R_{\text{DR}}) (C_{\text{MILLER}}) \cdot \left[\frac{1}{V_{\text{DRVCC}} - V_{\text{THMIN}}} + \frac{1}{V_{\text{THMIN}}} \right] \quad (f) \quad (14)$$

$$P_{\text{SYNC}} = \frac{V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} (I_{\text{MAX}})^2 (1 + \delta) R_{\text{DS(ON)}} \quad (15)$$

ここで、

P_{MAIN} はメイン・スイッチの消費電力、

V_{DRVCC} は DRVCC 電圧、 P_{SYNC} は同期スイッチの消費電力、

δ は $R_{\text{DS(ON)}}$ の温度依存性 ($\delta \approx 0.005/^{\circ}\text{C}$)、

R_{DR} は MOSFET のミラー閾値電圧における実効ドライブ抵抗値 ($R_{\text{DR}} \approx 2\Omega$)、

V_{THMIN} は、MOSFET の最小閾値電圧の代表値です。

どちらの MOSFET にも I^2R 損失 (I^2R は MOSFET の電力損失式) が生じますが、メイン N チャンネルの式には、高入力電圧で最も高くなる遷移損失の追加項が含まれます。 $V_{\text{IN}} < 20\text{V}$ の場合、大電流時の効率は一般に FET が大きいほど向上します。しかし、 $V_{\text{IN}} > 20\text{V}$ の場合は、遷移損失は急速に増加し、 C_{MILLER} が低く $R_{\text{DS(ON)}}$ が高いデバイスを使用した方が、効率が高くなる点まで達します。同期 MOSFET の損失は、入力電圧が高く、上側スイッチのデューティ・ファクタが低いときや、短絡時に同期スイッチが周期の 100% 近くオンになるときに最大になります。

C_{IN} と C_{OUT} の選択

入力容量 (C_{IN}) の選択は、一般に、入力ネットワーク (バッテリー、ヒューズ、またはコンデンサ) を介して実効値電流が流れ込む最も厳しい条件に基づいて行います。コンデンサの最大 RMS 電流の条件を求めるには、 V_{OUT} と I_{OUT} の積の最大値を式 16 で使用する必要があります。

連続モードでは、上側 MOSFET のソース電流は、デューティサイクルが $V_{\text{OUT}}/V_{\text{IN}}$ の方形波になります。大きな電圧トランジェントを防ぐために、最大 RMS 電流 (I_{RMS}) に対応するサイズの低 ESR (等価直列抵抗) のコンデンサを使用します。 I_{MAX} における最大実効値コンデンサ電流は、式 16 で与えられます。

$$C_{\text{IN Required}} I_{\text{RMS}} \approx \frac{I_{\text{MAX}}}{V_{\text{IN}}} [(V_{\text{OUT}})(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}})]^{\frac{1}{2}} \quad (16)$$

式 16 は $V_{\text{IN}} = 2V_{\text{OUT}}$ で最大になります。ここで、 $I_{\text{RMS}} = I_{\text{OUT}}/2$ (I_{OUT} は出力電流) です。設計ではこの単純で最も厳しい条件がよく使用されます。条件を大きく変化させても状況はそれほど改善されないからです。多くの場合、メーカーの規定するコンデンサのリップル電流定格は、わずか 2000 時間の寿命に基づいていることに注意してください。したがって、コンデンサを更にディレーティングすることが推奨されます。つまり、要求よりも高い温度定格のコンデンサを選ぶようにします。設計上のサイズや高さの条件を満たすために、複数のコンデンサを並列に接続してもかまいません。LTC7897 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。不明な点はメーカーにご相談ください。

LTC7897 の V_{IN} ピンと GND の間のできるだけチップに近い位置に、小さい ($0.1\mu\text{F} \sim 1\mu\text{F}$) バイパス・コンデンサを配置することも推奨されます。 C_{IN} と V_{IN} ピンの間に $1\Omega \sim 10\Omega$ の抵抗を接続すると、ノイズの多い入力電源からのアイソレーションが可能です。

出力容量 (C_{OUT}) の選択は ESR によって決まります。一般に、ESR の条件を満たしていれば、その容量はフィルタリングにも十分です。出力リップル (ΔV_{OUT}) の概算値は式 17 で求められます。

$$\Delta V_{\text{OUT}} \approx \Delta I_{\text{L}} \left(\text{ESR} + \frac{1}{8 \cdot f \cdot C_{\text{OUT}}} \right) \quad (17)$$

ここで、

f は動作周波数、

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るとき最大になります。

出力電圧の設定

LTC7897の出力電圧は、図42および図43に示すように、出力の両端に注意深く配置された外付けの帰還抵抗分圧器によって設定します。レギュレーション出力電圧は式18により求めます。

$$V_{OUT} = 0.8V \left(1 + \frac{R_B}{R_A} \right) \tag{18}$$

抵抗 R_A および抵抗 R_B を V_{FB} ピンのすぐ近くに配置して、PCBの配線パターン長と、高感度の V_{FB} ノードでのノイズを最小限に抑えます。 V_{FB} の配線パターンは、インダクタやSWの配線パターンなどのノイズ源から離して配線するよう注意してください。周波数応答を改善するには、フィードフォワード・コンデンサ (C_{FF}) を使用します。

LTC7897 は、VPRG ピンの制御により、12V または 5V の固定出力に設定できます。図43は、固定出力モードで出力電圧を V_{FB} ピンで検出する方法を示しています。VPRG を $INTV_{CC}$ に接続すると V_{OUT} を 12V に、GND に接続すると 5V に設定できます。VPRG をフロート状態にすると、 V_{OUT} を外付け抵抗を使用して調整可能な出力モードに設定できます。

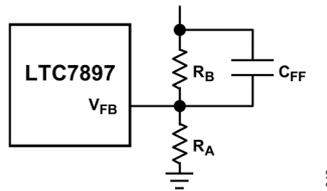


図 42. 降圧出力電圧の設定 – 調整可能出力電圧の設定

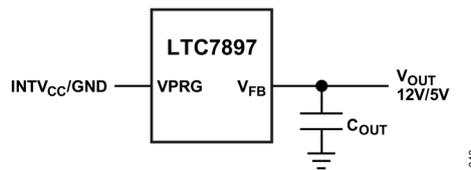


図 43. 降圧出力電圧の設定 – LTC7897 を固定電圧に設定

RUN ピンと過電圧／低電圧ロックアウト

LTC7897 は RUN ピンを使用してイネーブルします。RUN ピンは立上がり閾値が 1.2V で、120mV のヒステリシスがあります。RUN ピンの電圧を 1.08V 未満にすると、メイン制御ループがシャットダウンしてソフトスタートがリセットされます。RUN ピンを 0.7V より低くすると、コントローラと、 DRV_{CC} および $INTV_{CC}$ LDO レギュレータを含むほとんどの内部回路がディスエーブルされます。この状態で LTC7897 に流れる自己消費電流は、約 1 μ A に過ぎません。

RUN ピンは高インピーダンスで、外部からプルアップあるいはプルダウンする必要があり、ロジックで直接駆動します。RUN ピンは最大 140V (絶対最大値) まで許容できます。したがって、コントローラが連続的にイネーブルされてシャットダウンされることのない常時オンアプリケーションでは、ピンを V_{IN} に接続できるという利便性があります。RUN ピンはフロート状態にしないでください。

RUN ピンと OVLO ピンは、 V_{IN} から GND への抵抗分圧器により、 V_{IN} 電源での高精度低電圧 (UVLO) および過電圧 (OVLO) ロックアウトとして構成できます。特定の V_{IN} 電圧条件を満たすには、図44に示すようなシンプルな抵抗分圧器を使用できます。

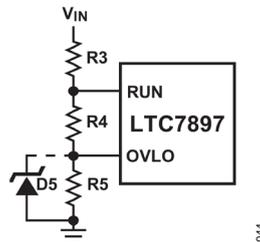


図 44. RUN ピンと OVLO ピンを低電圧および過電圧ロックアウトとして使用

R3、R4、および R5 の分圧器を流れる電流は、LTC7897 のシャットダウン、スリープ、およびアクティブ時の電流に直接加わるので、この電流がアプリケーション回路全体の効率に与える影響を最小限にするよう注意が必要です。シャットダウン時とスリープ時の自己消費電流に対する影響を低く抑えるために、MΩ 単位の抵抗値が必要になることがあります。抵抗値の選定は、まず V_{IN} から取り出せる許容直流電流から、 $R3 + R3 + R5$ の合計値 (R_{TOTAL}) を決定します。

R3、R4、および R5 の個々の値は、以下に示す式 19、式 20、および式 21 から計算できます。

$$R5 = R_{TOTAL} \cdot \frac{1.2V}{RISING\ V_{IN}\ OVERVOLTAGE\ THRESHOLD} \quad (19)$$

$$R4 = R_{TOTAL} \cdot \frac{1.2V}{RISING\ V_{IN}\ UNDERVOLTAGE\ THRESHOLD} - R5 \quad (20)$$

$$R3 = R_{TOTAL} - R5 - R4 \quad (21)$$

高精度の V_{IN} 過電圧ロックアウトを必要としないアプリケーションでは、OVLO ピンを直接 GND に接続できます。この種のアプリケーションにおける RUN ピンは、式 19、式 20、式 21 で $R5 = 0\Omega$ に設定することにより、外部 V_{IN} 低電圧ロックアウトとして使用できます。

OVLO ピンの電圧は 6V の絶対最大定格を超えないようにしなければなりません。OVLO ピンの電圧が 6V を超えないようにするには、次の関係式を満たす必要があります。

$$V_{IN(MAX)} \cdot \left(\frac{R5}{R3+R4+R5} \right) < 6V \quad (22)$$

OVLO ピンと $V_{IN(MAX)}$ の関係を満たせない場合は、ロックアウト設定抵抗の他に、5V のツェナー・ダイオードを OVLO とグラウンドの間に外付けする必要があります。

同様に、高精度の V_{IN} 低電圧ロックアウトを必要としないアプリケーションでは、RUN ピンを V_{IN} に接続できます。この構成では、表 1 に示すように、低電圧閾値は内部の DRV_{CC} UVLO 閾値に制限されます。 V_{IN} 過電圧ロックアウト用の抵抗値は、式 19、式 20、式 21 で $R3 = 0\Omega$ に設定することによって計算できます。

ソフトスタートとトラッキング (TRACK/SS ピン)

V_{OUT} の起動は、TRACK/SS ピンの電圧で制御されます。TRACK/SS ピンの電圧が内部リファレンス電圧の 0.8V よりも低い場合、LTC7897 は V_{FB} ピン電圧を内部リファレンス電圧ではなく TRACK/SS ピンの電圧にレギュレーションします。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設定できます。

ソフトスタートは、TRACK/SS ピンと GND の間にコンデンサを接続することで有効になります。内部の 9μA 電流源がこのコンデンサを充電して、TRACK/SS ピンに直線的なランプ電圧を発生させます。LTC7897 はその帰還電圧（したがって V_{OUT} ）を TRACK/SS ピンの電圧に応じて安定化するので、 V_{OUT} は 0V から最終的な安定値まで滑らかに上昇することができます。目的のソフトスタート時間 (t_{SS}) に対して、ソフトスタート・コンデンサ (C_{SS}) = $t_{SS} \times 11.25nF/ms$ を選択します。

または、図 45 および図 46 に定性的に示すように、TRACK/SS ピンを使用して、起動時に別の電源に追従させることもできます。別の電源に追従させるには、図 47 に示すように、リーダ電源 (V_X) からフォロワ電源 (V_{OUT}) の TRACK/SS ピンに抵抗分圧器を接続します。起動中、 V_{OUT} は下の式 23 に示すように、抵抗分圧器によって設定された比率に従って V_X に追従します。

$$\frac{V_X}{V_{OUT}} = \frac{R_A}{R_{TRACKA}} \cdot \frac{R_{TRACKA} + R_{TRACKB}}{R_A + R_B} \quad (23)$$

同時トラッキング（スタートアップ中は $V_{OUT} = V_X$ ）の場合は、 $R_{TRACKA} = R_A$ および $R_{TRACKB} = R_B$ に設定します。

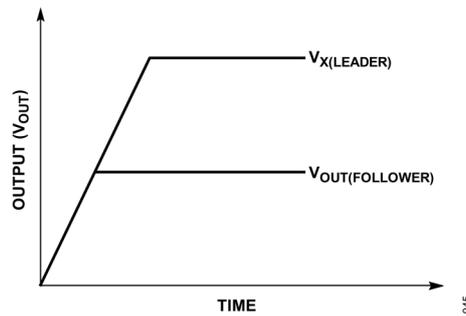


図 45. 同時トラッキング

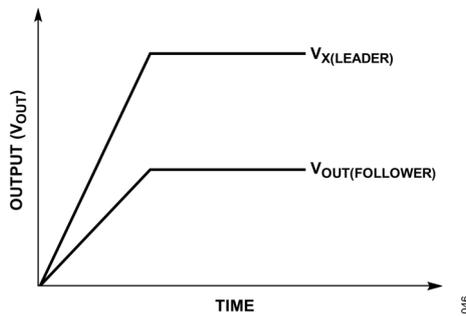


図 46. 比例トラッキング

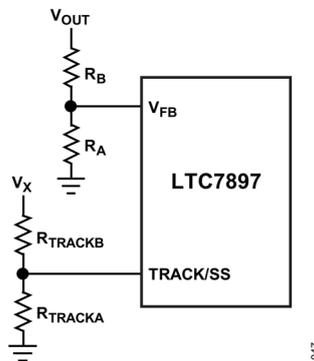


図 47. TRACK/SS ピンをトラッキングに使用

DRV_{CC} および INTV_{CC} レギュレータ (OPTI-DRIVE)

LTC7897 は 2 つの独立した LDO リニア電圧レギュレータを内蔵しており、EXTV_{CC} ピンの電圧と DRVSET および DRVUV ピンの接続に応じて、V_{IN} ピンまたは EXTV_{CC} ピンのいずれかから DRV_{CC} ピンに電力を供給します。もう 1 つの LDO リニア・レギュレータは、DRV_{CC} ピンから INTV_{CC} ピンに電力を供給します。DRV_{CC} ピンは MOSFET ゲート・ドライバと INTV_{CC} LDO レギュレータの電源ピンで、INTV_{CC} ピンは他の多くの LTC7897 内部回路の電源ピンです。V_{IN} LDO レギュレータと EXTV_{CC} LDO レギュレータは、DRVSET ピンの設定に応じて DRV_{CC} を 5V~10V の範囲に安定化します。それぞれの LDO レギュレータは、少なくとも 100mA のピーク電流を供給できます。

DRV_{CC} ピンは、4.7μF 以上のセラミック・コンデンサで GND にバイパスします。コンデンサはピンのできるだけ近くに配置してください。MOSFET ゲート・ドライバが必要とする高周波のトランジェント電流を供給するために、DRV_{CC} ピンと GND ピンの隣に、更に 1μF のセラミック・コンデンサを配置することを推奨します。INTV_{CC} ピンは 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、DRVUV ピンは異なる DRV_{CC} の UVLO と EXTV_{CC} の切替え閾値の電圧を選択します。表 6 は、様々な DRVSET ピンの構成と、各構成に対応する電圧設定を示しています。表 7 は、様々な DRVUV ピンの構成と電圧設定を示しています。DRVSET ピンを INTV_{CC} に接続すると、DRV_{CC} が 10V に設定されます。DRVSET ピンを GND に接続すると、DRV_{CC} が 6V に設定されます。図 48 に示すように、DRV_{CC} の電圧を 5V~10V に設定するには、DRVSET と GND の間に 50k~100k の抵抗を接続します。

表 6. DRVSET ピンの構成と電圧設定

DRVSET PIN	DRV _{CC} VOLTAGE (V)
GND	6
INTV _{CC}	9.7
Resistor to GND 50kΩ to 100kΩ	5 to 10

表 7. DRVUV ピンの構成と電圧設定

DRVUV PIN	DRV _{CC} UVLO RISING AND FALLING THRESHOLDS (V)	EXTV _{CC} SWITCHOVER RISING AND FALLING THRESHOLDS (V)
GND	3.93 and 3.71	4.8 and 4.55
FLOAT	5.35 and 5.05	6.1 and 5.85
INTV _{CC}	7.4 and 6.64	7.7 and 7.45

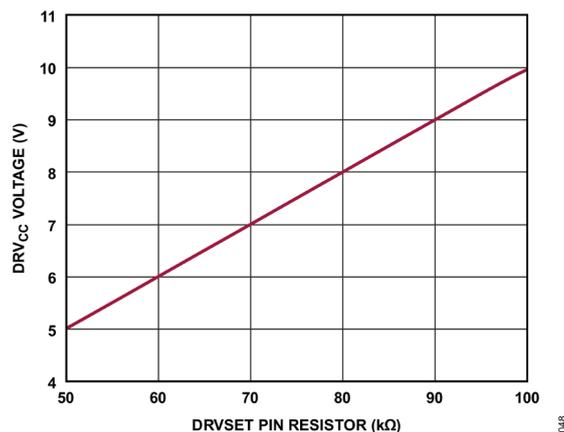


図 48. DRV_{CC} の電圧と DRVSET ピンの抵抗値の関係

大きい MOSFET を高周波で駆動する高入力電圧アプリケーションでは、LTC7897 の最大ジャンクション温度定格を超える可能性があります。ゲート充電電流が支配的になる DRV_{CC} 電流は、V_{IN} LDO レギュレータまたは EXTV_{CC} LDO レギュレータのどちらからでも供給できます。EXTV_{CC} ピンの電圧が切替え閾値 (DRVUV ピンで指定する 4.8V、6.1V、または 7.7V) 未満の場合は、V_{IN} LDO レギュレータが有効になります。この場合、IC の消費電力は V_{IN} × INTV_{CC} 電流 (I_{INTVCC}) に等しくなります。効率に関する考慮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を推定するには、Note 2 に記載されている式を使用します。例えば、周囲温度が 70°C で EXTV_{CC} 電源を使用しない場合、LTC7897 の DRV_{CC} 電流は、式 24 に示すように 48V 電源では 39mA 未満に制限されます。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (39\text{mA})(48\text{V})(43^\circ\text{C}/\text{W}) = 150^\circ\text{C} \tag{24}$$

ジャンクション温度が表 2 に示す最大定格値を超えないように、連続導通モード (MODE = INTV_{CC}) 動作時の最大 V_{IN} における入力電源電流をチェックしてください。

EXTV_{CC} ピンに印加された電圧が立上がり切替え閾値を超えると、V_{IN} LDO レギュレータがオフになり、EXTV_{CC} LDO レギュレータがイネーブルになります。EXTV_{CC} が立上がり切替え閾値を超えている限り、EXTV_{CC} LDO レギュレータはオンのままです。EXTV_{CC} LDO は、DRVSET ピンで設定された電圧に DRV_{CC} 電圧を安定化しようとします。したがって、EXTV_{CC} がこの電圧未満の場合は LDO レギュレータがドロップアウト状態になり、DRV_{CC} 電圧は EXTV_{CC} とほぼ等しくなります。EXTV_{CC} が設定電圧より大きい場合 (絶対最大値 30V まで)、DRV_{CC} はその設定電圧に安定化されます。EXTV_{CC} LDO レギュレータを使用すると、通常動作時には MOSFET ドライバと制御回路の電源を LTC7897 のスイッチング・レギュレータ出力 (4.7V ≤ V_{OUT} ≤ 30V) から引き出し、出力がレギュレーション範囲から外れた場合 (例えば起動時や短絡時など) は V_{IN} LDO から引き出すことができます。EXTV_{CC} LDO から規定値以上の電流を引き出す必要がある場合は、EXTV_{CC} ピンと DRV_{CC} ピンの間に外付けのショットキー・ダイオードを追加します。この場合、EXTV_{CC} ピンには 15V を超える電圧を印加しないでください。

ドライバ電流および制御電流に起因する V_{IN} 電流は、V_{OUT}/(V_{IN} × 効率) に比例するため、出力から DRV_{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。レギュレータ出力が 5V ~ 30V の場合は、EXTV_{CC} ピンを V_{OUT} に接続します。EXTV_{CC} ピンを 12V 電源に接続すると、式 22 に示すジャンクション温度は 150°C から、式 25 で与えられる温度まで低下します。

$$T_j = 70^\circ\text{C} + (39\text{mA})(12\text{V})(43^\circ\text{C}/\text{W}) = 90^\circ\text{C} \quad (25)$$

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

以下に、EXTV_{CC} の 4 つの可能な接続方法を示します。

1. EXTV_{CC} を接地。この接続では、V_{IN} LDO レギュレータが DRV_{CC} に電源を供給するため、入力電圧が高い場合は効率が 10% 以上低下します。
2. EXTV_{CC} をレギュレータ出力に直接接続。この接続は、出力範囲が 5V ~ 30V のアプリケーションにおける一般的な接続であり、最高の効率が得られます。
3. EXTV_{CC} を外部電源に接続。外部電源を利用できる場合は、MOSFET のゲート駆動条件に適合していれば、外部電源を使用して EXTV_{CC} に電力を供給できます。この電源は、V_{IN} より高くても低くてもかまいません。ただし、EXTV_{CC} 電圧が低いほど効率が高くなります。
4. EXTV_{CC} を、出力をソースとする昇圧回路またはチャージ・ポンプに接続。出力が 5V 未満のレギュレータの場合、出力をソースとし EXTV_{CC} 切替え閾値以上に昇圧された電圧に EXTV_{CC} を接続することでも、効率を改善できます。

上側 MOSFET ドライバの電源 (C_B、D_B)

BOOST ピンに接続されている外付けのブートストラップ・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。図 4 のコンデンサ C_B は、下側 MOSFET がオンで SW がローのときに、外付けダイオード D_B を介して DRV_{CC} により充電されます。

上側 MOSFET がオンになると、ドライバは C_B 電圧を上側 MOSFET のゲート・ソース間に印加し、上側 MOSFET をエンハンスして上側スイッチをオンにします。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 がオン状態の場合、昇圧電圧は V_{BOOST} = V_{IN} + V_D DRV_{CC} であり、入力電源より高くなります。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。代表的なアプリケーションでは、C_B の値は 0.1 μF で十分です。外付けダイオード D_B の逆ブレイクダウン電圧は、V_{IN(MAX)} より大きくなければなりません。

最小オン時間に関する考慮事項

最小オン時間 ($t_{ON(MIN)}$) は、LTC7897 が上側 MOSFET をオンにできる最小時間です。 $t_{ON(MIN)}$ は、内部タイミング遅延と MOSFET をオンするのに必要なゲート電荷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制限に接近することがあります。式 26 を満たすように注意してください。

$$t_{ON(MIN)} < \frac{V_{OUT}}{V_{IN} \cdot f} \quad (26)$$

デューティサイクルが最小オン時間で対応できる値を下回ると、コントローラはサイクルの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、リップル電圧および電流は増加します。LTC7897 の最小オン時間は約 60ns です。ただし、ピーク検出電圧が低下するにつれて、最小オン時間は約 80ns まで徐々に増加していきます。これは、強制連続アプリケーションで軽負荷時にリップル電流が小さい場合に、特に問題となります。この状況でデューティサイクルが最小オン時間の限度を下回ると、大きなサイクル・スキップが発生する可能性があります、それに応じて電流リップルと電圧リップルが大きくなります。

フォルト状態：電流制限とフォールドバック

LTC7897 は、出力が GND に短絡した場合に負荷電流を低減する電流フォールドバック機能を備えています。出力電圧がレギュレーション・ポイントの 70% を下回ると、最大検出電圧は最大値の 100% から 40% まで徐々に低下します。デューティサイクルが低い短絡状態では、LTC7897 はサイクル・スキップを開始して短絡電流を制限します。この状況では下側 MOSFET が大半の電力を消費しますが、通常動作時よりは少なくて済みます。短絡リップル電流 ($\Delta I_{L(SC)}$) は $t_{ON(MIN)}$ (約 60ns)、入力電圧、およびインダクタ値によって決まり、式 27 で与えられます。

$$\Delta I_{L(SC)} = t_{ON(MIN)} \cdot V_{IN}/L \quad (27)$$

その結果の平均短絡電流 (I_{SC}) は式 28 で与えられます。

$$I_{SC} = 40\% \cdot I_{LIM(MAX)} - \frac{\Delta I_{L(SC)}}{2} \quad (28)$$

ここで $I_{LIM(MAX)}$ は最大ピーク・インダクタ電流です。

フォルト状態：過電圧保護

出力電圧が増加して設定レギュレーション・ポイントを 10% 上回ると、過電圧状態が解消されるまで上側 MOSFET がオフになり、インダクタ電流は反転できなくなります。

フォルト状態：過熱保護

高温時、または内部消費電力により過剰な自己発熱が発生した場合 (DRV_{CC} から GND への短絡など)、LTC7897 は内蔵の過熱シャットダウン回路によってシャットダウンします。内部のダイ温度が 180°C を超えると、DRV_{CC} LDO とゲート・ドライバがディスエーブルされます。ダイが冷却されて 160°C まで下がると、LTC7897 は DRV_{CC} LDO レギュレータをイネーブルして、ソフトスタートの起動から動作を再開します。長期間の過大なストレス ($T_J > 150^\circ\text{C}$) は、デバイスの性能を低下させたり寿命を縮めたりする可能性があるため、避けてください。

フェーズ・ロック・ループと周波数同期

LTC7897 は PLL を内蔵しており、上側 MOSFET のターンオンを、PLLIN/SPREAD ピンに印加さ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。

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。同期の前に、PLL は、FREQ ピンによって設定された周波数にプリバイアスされます。その結果、PLL は微調整を行うだけで、フェーズ・ロックおよび同期を実行できます。必須ではありませんが、自走周波数を外部クロック周波数の近くに設定すると、PLL がロックする際に発振器が広い周波数範囲を通過するのを防ぐことができます。

外部クロックに同期している場合、MODE ピンによってパルススキッピング・モードが選択されると LTC7897 はこのモードで動作し、それ以外の場合は強制連続モードで動作します。LTC7897 は、2.2V 以上から 0.5V 以下までスイングする PLLIN/SPREAD ピンに印加される外部クロックに同期します。なお、LTC7897 が同期できる外部クロック周波数は 100kHz~2.5MHz の範囲のみです。

効率に関する考慮事項

スイッチング・レギュレータの効率（パーセント）は、出力電力を入力電力で割った値に 100% を掛けたものです。効率を制限しているのは何か、何を変更すれば最も効率が向上するのかを判定するには、個々の損失を分析することが有効です。パーセント効率は式 29 で表されます。

$$\% \text{Efficiency} = 100\% - (L1 + L2 + L3 + \dots) \quad (29)$$

ここで、L1、L2、L3 などは、入力電力に対する各損失の割合をパーセンテージで表したものです。

回路内で電力を消費するすべての要素で損失が生じますが、LTC7897 の回路の損失の大部分は、以下に示す 4 つの主な損失要因によって生じます。すなわち、IC の V_{IN} 電流、 DRV_{CC} レギュレータの電流、 I^2R 損失、および上側 MOSFET の遷移損失です。

1. V_{IN} 電流は表 1 に示されている DC 電源電流であり、MOSFET のドライバ電流および制御電流は含まれません。Burst Mode 動作での軽負荷時を除き、 V_{IN} 電流で生じる損失は通常は小さな値 (<0.1%) で済みます。
2. DRV_{CC} 電流は MOSFET ドライバ電流と制御電流の和です。MOSFET のドライバ電流は、パワーFET のゲート容量が切り替わることにより発生します。MOSFET のゲートがローからハイ、そして再度ローに切り替わるたびに、一定量の電荷 (dQ) が DRV_{CC} から GND に移動します。その結果生じる dQ/時間量 (dt) が DRV_{CC} から流れる電流となり、通常は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、ゲート充電電流 ($I_{GATECHG}$) = スwitchング周波数 (f_{sw}) × ($Q_T + Q_B$) となります。ここで、 Q_T と Q_B は、上側 MOSFET と下側 MOSFET のゲート電荷です。

出力から得られる電源から $EXTV_{CC}$ を介して DRV_{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、 $V_{OUT}/(V_{IN} \times \text{効率})$ の倍率で変化します。例えば、20V から 5V へのアプリケーションでは、 DRV_{CC} の電流が 10mA の場合に V_{IN} 電流が約 2.5mA になります。その結果、(ドライバが V_{IN} から直接電力を供給されている場合) 10% 以上であった中間電流損失は、わずかな数パーセントに減少します。

3. I^2R 損失は、入力ヒューズ (使用する場合)、MOSFET、インダクタ、電流検出抵抗、入力および出力コンデンサの ESR の各 DC 抵抗から予測されます。連続モードでは、L と R_{SENSE} に平均出力電流が流れますが、上側 MOSFET と下側 MOSFET の間でチョッピングされます。2 つの MOSFET の $R_{DS(ON)}$ がほぼ同じ場合、一方の MOSFET の抵抗に、L の抵抗 R_{SENSE} と ESR を加算するだけで、 I^2R 損失を求めることができます。

例えば、各 $R_{DS(ON)} = 30m\Omega$ 、 $R_L = 50m\Omega$ 、 $R_{SENSE} = 10m\Omega$ 、および $ESR = 40m\Omega$ (入力容量と出力容量の両方の損失の和) の場合、全抵抗は $130m\Omega$ です。その結果、出力電流が 1A から 5A に増加すると、5V 出力の場合は 3%~13% の損失が生じ、3.3V 出力の場合は 4%~20% の損失が生じます。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、出力電圧をより低く、電流をより大きくすることがますます必要となっており、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. 遷移損失は上側 MOSFET にのみ適用され、高入力電圧 (通常 15V 以上) で動作する場合にのみ顕著になります。遷移損失は式 30 を用いて概算できます。

$$\text{Transition Loss} = 1.7(V_{IN})^2 \cdot I_{L(MAX)} \cdot C_{RSS} \cdot f_{SW} \quad (30)$$

ここで、 C_{RSS} は逆伝達容量です。

また、銅配線パターンや内部バッテリーの抵抗といったその他の隠れた損失により、ポータブル・システムでは更に 5%~10%の効率低下が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盛り込むことが重要です。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限に抑えることができます。25W 電源の場合、一般に ESR が最大 20m Ω ~50m Ω 、容量が最小 20 μ F~40 μ F のコンデンサが必要です。インダクタ・コアの損失を含むその他の損失は、一般には 2%未満の損失増にしかありません。

過渡応答のチェック

レギュレータのループ応答を確認するには、負荷電流の過渡応答を調べます。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への応答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 $\Delta I_{LOAD} \times ESR$ 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、 V_{OUT} をモニタし、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かをチェックできます。

OPTI-LOOP 補償が備わっているため、幅広い範囲の出力容量値および ESR 値にわたって過渡応答を最適化できます。ITH ピンを使用できるので、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・ポイントにおける DC ステップ、立上がり時間、およびセトリングは、クロード・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の場合は、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って、位相マージンや減衰係数を予想できます。ピンの立上がり時間を調べることによって、帯域幅を見積もることも可能です。図 52、図 54、図 56、図 58 に示す ITH 外付け部品は、ほとんどのアプリケーションで適切な出発点となります。

ITH に直列に接続された補償用の抵抗 (R_c) を補償コンデンサ (C_c) のフィルタにより、支配的なポールとゼロのループ補償が設定されます。これらの値は、最終的な PCB レイアウトが完了し、特定の出力コンデンサの種類と値を決定した後、過渡応答を最適化するために多少 (初期値の 0.5~2 倍) の変更が可能です。ループのゲインと位相は出力コンデンサの種類と値によって決まるので、適切な出力コンデンサを選択する必要があります。立上がり時間が 1 μ s~10 μ s で、最大負荷電流の 20%~80%の出力電流パルスによって出力電圧波形と ITH ピン波形が生じ、これにより帰還ループを遮断しなくともループ全体の安定性を判断できます。

パワー-MOSFET 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させ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収まらない可能性があります。したがって、この信号を用いて位相マージンを決定することはできません。ITH ピンの信号を調べる方が確実なのはこのためです。この信号は帰還ループ内にあり、フィルタを通した補償済みの制御ループ応答です。ループのゲインは R_c と共に増加し、ループの帯域幅は C_c の減少と共に増加します。 R_c を C_c の減少と同じ比率で増加させると、ゼロ周波数は同じに保たれるため、帰還ループの最も重要な周波数範囲で位相のずれが一定に保たれます。出力電圧のセトリングの挙動はクロード・ループ・システムの安定性に関係しており、実際の全体的電源性能を表します。

大容量の (> 1 μ F) 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。抵抗の小さい負荷スイッチを短時間で駆動した場合は、どのようなレギュレータも、この出力電圧の突然のステップ変化を防げるような速度で電流の供給を変更す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 $C_{LOAD} \times 25\mu$ s/ μ F 程度に制限する必要があります。これにより、10 μ F のコンデンサでは 250 μ s の立上がり時間が必要になり、充電電流は約 200mA に制限されます。

設計例

設計例として、公称入力電圧 ($V_{IN(NOMINAL)} = 48V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 100V$ 、 $V_{OUT} = 12V$ 、 $I_{OUT} = 4A$ 、 $f_{SW} = 1MHz$ と仮定します。

アプリケーション回路の設計は以下の手順で行います。

1. 動作周波数を設定します。周波数は内部のプリセット値ではありません。したがって、FREQ ピンから GND への抵抗が必要であり、その値は式 31 で与えられます。

$$R_{FREQ}(\text{in } k\Omega) = \frac{37MHz}{1MHz} = 37k\Omega \quad (31)$$

2. インダクタの値を決定します。最初に、インダクタのリプル電流が 30% であることに基づいて値を選択します。インダクタ値は式 32 で表されます。

$$L = \frac{V_{OUT}}{f_{SW}(\Delta I_L)} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(NOM)}} \right) = 7.5\mu H \quad (32)$$

リプル電流が最大値となるのは、入力電圧が最大するときです。この場合、 $V_{IN} = 100V$ でのリプルは 35% です。

3. 最小オン時間が 50ns という条件に違反していないことを確認します。最小オン時間となるのは $V_{IN(MAX)}$ の場合で、式 33 で表されます。

$$t_{ON(MIN)} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}(f_{SW})} = 120ns \quad (33)$$

4. この時間は最小オン時間の条件を満たすのに十分な値です。最小オン時間の条件を満たしていない場合、LTC7897 は入力電圧が高いときにパルススキップするため、結果として低周波動作になり、インダクタ電流のリプルが期待値より大きくなります。これが望ましくない場合は、周波数を低くして（それに応じてインダクタの値を調整し）、最小オン時間付近の動作にならないようにします。
5. R_{SENSE} の抵抗値を選択します。インダクタのピーク電流は、最大直流出力電流にインダクタのリプル電流の半分を加えたもので、この場合は $4A \times (1 + 0.30/2) = 4.6A$ です。次に、 R_{SENSE} 抵抗の値は、最大電流検出閾値の最小値 ($ILIM = FLOAT$ の場合は 45mV) に基づいて、式 34 で与えられます。

$$R_{SENSE} \leq \frac{45mV}{4.6A} \cong 10m\Omega \quad (34)$$

6. 更なる余裕を見込むため、小さい値の R_{SENSE} （例えば 8m Ω ）を使用してもかまいません。ただし、インダクタの飽和電流が $V_{SENSE(MAX)}/R_{SENSE}$ より大きく、なおかつ十分に余裕があることを確認してください。ここで、 $V_{SENSE(MAX)}$ にはその最大値である 55mV を使用します。
7. 帰還抵抗を選択します。軽負荷時の効率が要求される場合は、値の大きな帰還抵抗を使用して、帰還抵抗分圧器による電流を最小限に抑えることができます。ただし、ほとんどのアプリケーションでは、帰還抵抗分圧器に流すことが許容される電流の範囲は 10 μA ~ 100 μA （またはそれ以上）となります。帰還分圧器電流が 50 μA の場合、 $R_A = 0.8V/50\mu A = 16k\Omega$ となります。したがって R_B は、 $R_B = R_A(12V/0.8V - 1) = 226k\Omega$ と計算できます。
8. MOSFET を選択します。特定のアプリケーションでの MOSFET の性能を評価する最善の方法は、ベンチ上で回路を構築してテストすることであり、これは LTC7897 の評価用ボードを用いて容易に実行できます。ただし、アプリケーションについて根拠に基づく推定をしておく、MOSFET を最初に選択するときに役立ちます。これは大電流、低電圧のアプリケーションであるため、 I^2R 損失の方が上側 MOSFET の遷移損失よりも支配的になる可能性が高くなります。したがって、ゲート電荷の少ない MOSFET ではなく、 $R_{DS(ON)}$ の小さい MOSFET を選択して、複合損失項を最小限に抑えます。下側 MOSFET には遷移損失が発生しないため、その電力損失は、通常、 I^2R 損失が主体となります。この理由から、下側 MOSFET を選択するときは、上側 MOSFET より $R_{DS(ON)}$ が小さくゲート電荷が多くなるようにするのが一般的です。

9. 入力と出力のコンデンサを選択します。C_{IN}は、規定の動作温度で2A (I_{OUT}/2、余裕をもった値) 以上の RMS 電流定格に適合するものを選択します。C_{OUT}には、出力リップルが小さくなるよう、ESRが10mΩのものを選択します。ESRをこのレベルまで低減するには、複数のコンデンサを並列に接続することが必要になる場合があります。連続モードでの出力リップルが最大となるのは、入力電圧が最大の場合です。ESRに起因する出力電圧リップルの概算値は式35で得られます。

$$V_{\text{ORIPPLE}} = \text{ESR} \cdot \Delta I_L = 10\text{m}\Omega \cdot 1.4\text{A} = 14\text{mV}_{\text{P-P}} \quad (35)$$

12V出力では、14mV_{P-P}はピーク to ピーク電圧リップルの0.12%に相当します。

10. バイアス電源の部品を決定します。レギュレーション出力は EXT_{VCC}の切替え閾値より大きいので、EXT_{VCC}のバイアスに使用できます。ソフトスタートを8msにする場合は、TRACK/SSピンのコンデンサとして0.1μFを選択します。バイアス部品の最初の推定値として、DRV_{CC}の容量C_{INTVCC} = 4.7μF、C_{INTVCC} = 0.1μF、C_B = 0.1μFを選択します。
11. アプリケーション固有のパラメータを決めて設定します。軽負荷時の効率と固定周波数動作の間の兼ね合いに基づいて、MODEピンを設定します。固定周波数、スペクトラム拡散、フェーズ・ロック周波数のどれにするかに基づいて、PLLIN/SPREADピンを設定します。RUNピンを使用してレギュレータ動作の最小入力電圧を制御することも、RUNピンをV_{IN}に接続して常時オン動作にすることもできます。最初の見積もりとして、代表的なアプリケーションに記載してあるITH補償コンポーネントを使用し、過渡応答の安定性を確認してから、必要に応じて修正します。

PCボード・レイアウト時のチェックリスト

図49は、連続モードで動作している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示しています。

PCBのレイアウトを行う際には、ICが適切に動作するように以下のチェックリストを使用します。

1. BGUPの配線パターンとBGDNの配線パターンと一緒に配線し、できるだけ下側MOSFETゲートの近くで接続します。ゲート抵抗を使用する場合は、抵抗の接続をMOSFETゲートのできるだけ近くで接続します。BGUPとBGDNを下側MOSFETゲートから離して接続すると、LTC7897のデッド・タイム制御回路が不正確になることがあります。TGUPの配線パターンとTGDNの配線パターンと一緒に配線し、できるだけ上側MOSFETゲートの近くで接続します。
2. ICのGNDピンとC_{DRVCC}のGNDの帰還路は、1つにまとめたC_{OUT}の負端子に戻す必要があります。上側NチャンネルMOSFETとC_{IN}コンデンサで形成される経路は、リード線とPCB配線パターンの長さを短くします。出力コンデンサの負端子と入力コンデンサの負端子をできるだけ近づけ、コンデンサを互いに隣接させて、ループから離します。
3. LTC7897のV_{FB}ピンの抵抗分圧器を、C_{OUT}の正端子と信号のGNDに接続します。抵抗分圧器はV_{FB}ピンの近くに配置して、高感度のV_{FB}ノードへのノイズ結合を最小限に抑えます。帰還抵抗を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⁺のリード線は、PCB配線パターン間隔を最小にして一緒に配線します。可能な場合は、これらのパターンを1つの内層上で高周波のスイッチング・ノードから離して配線します。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付けて配置します。センス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、DRV_{CC}ピンと電源GNDピンの間にICの近くで接続します。このコンデンサはMOSFETドライバの電流ピークを伝送します。ノイズ性能を向上させるために、DRV_{CC}ピンとGNDピンに隣接して1μFのセラミック・コンデンサを追加します。
6. スwitchング・ノード(SW)、トップ・ゲート・ノード(TGUPおよびTGDN)、および昇圧ノード(BOOST)を、敏感な小信号ノード、特に電圧および電流の検出帰還ピンから遠ざけます。これらのノードはすべて、信号が大きく高速で移動します。したがって、ノードはLTC7897の出力側に配置し、PCBパターンの占有面積を最小限にします。

- 改良型のスター・グラウンド手法を使用します。つまり、PCB の入力コンデンサおよび出力コンデンサと同じ側にある低インピーダンスで広い銅領域を中心的な接地点とし、ここに DRV_{CC} デカップリング・コンデンサの基部、帰還抵抗分圧器の基部、およびデバイスの GND ピンを接続します。

プリント回路基板レイアウトのデバッグ

回路のテスト中にインダクタの電流をモニタするには、DC~50MHz の電流プローブを使用します。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ます。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。動作周波数は、ドロップアウト状態になるまでの入力電圧範囲で、また出力負荷が低電流動作閾値 (Burst Mode 動作時の最大設計電流レベルの 25% (代表値)) を下回るまで、維持される必要があります。

適切に設計された低ノイズの PCB を用いれば、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することはありません。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。

V_{IN} をその公称レベルから低下させ、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、TGxx、場合によっては BGxx 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。IC のピンに隣接して、電流検出ピンの両端にコンデンサを配置します。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} 、上側 MOSFET、下側 MOSFET のそれぞれと、高感度の電流検出および電圧検出パターンとの誘導性結合を調べます。更に、これらの部品とデバイスの GND ピンとの間にある、共通 GND 経路の電圧ピックアップも調べます。

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、かえって見逃すおそれのある問題が生じます。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。電圧ループの補償の方が部品選択による影響にはるかに敏感です。この動作は、電流センス抵抗を一時的に短絡することで調べることができます。レギュレータによる出力電圧の制御は維持されます。

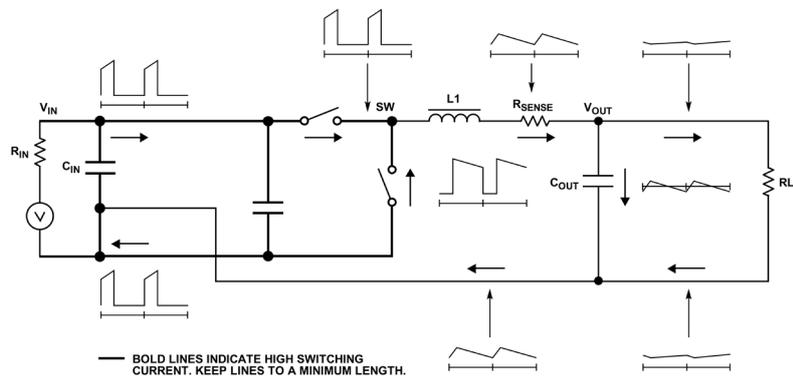


図 49. 分岐電流波形

標準的応用例

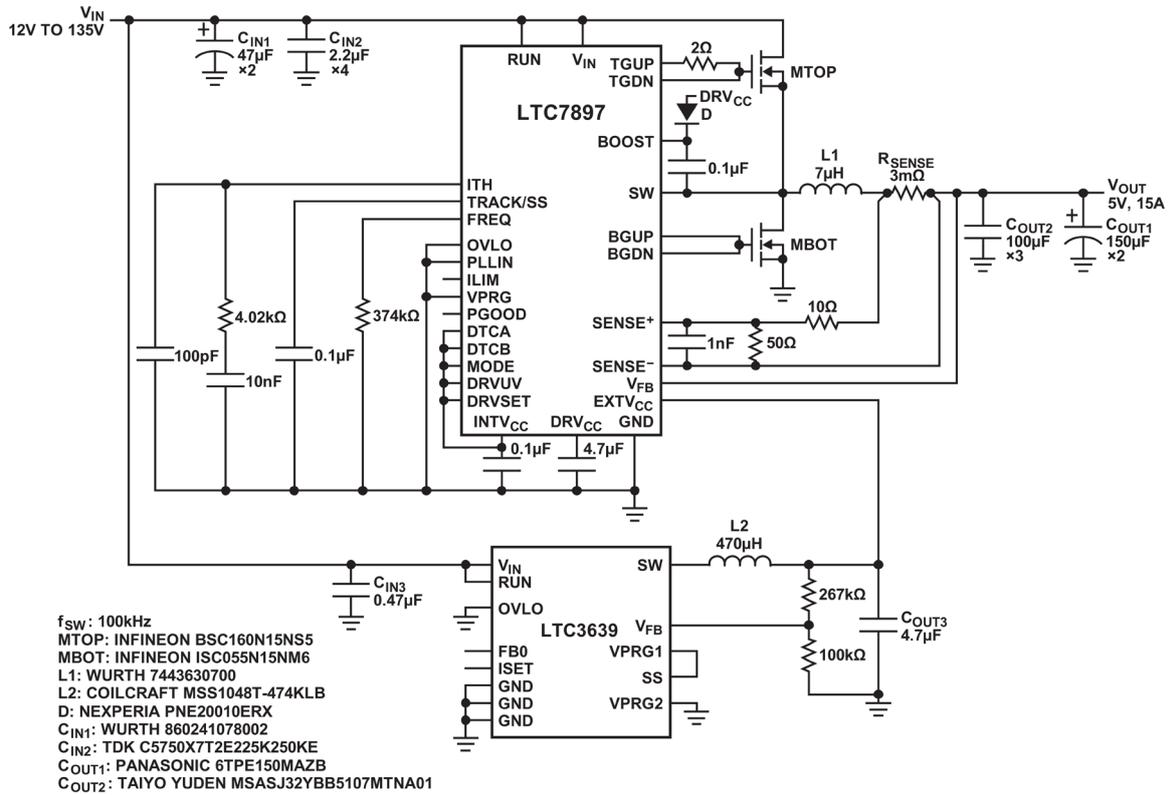


図 50. 高効率、高電圧、5V_{OUT}の降圧レギュレータ

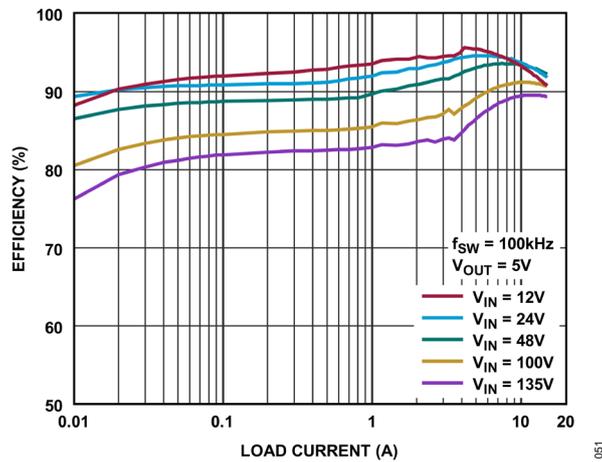


図 51. 図 50 における V_{OUT} の効率と負荷電流の関係

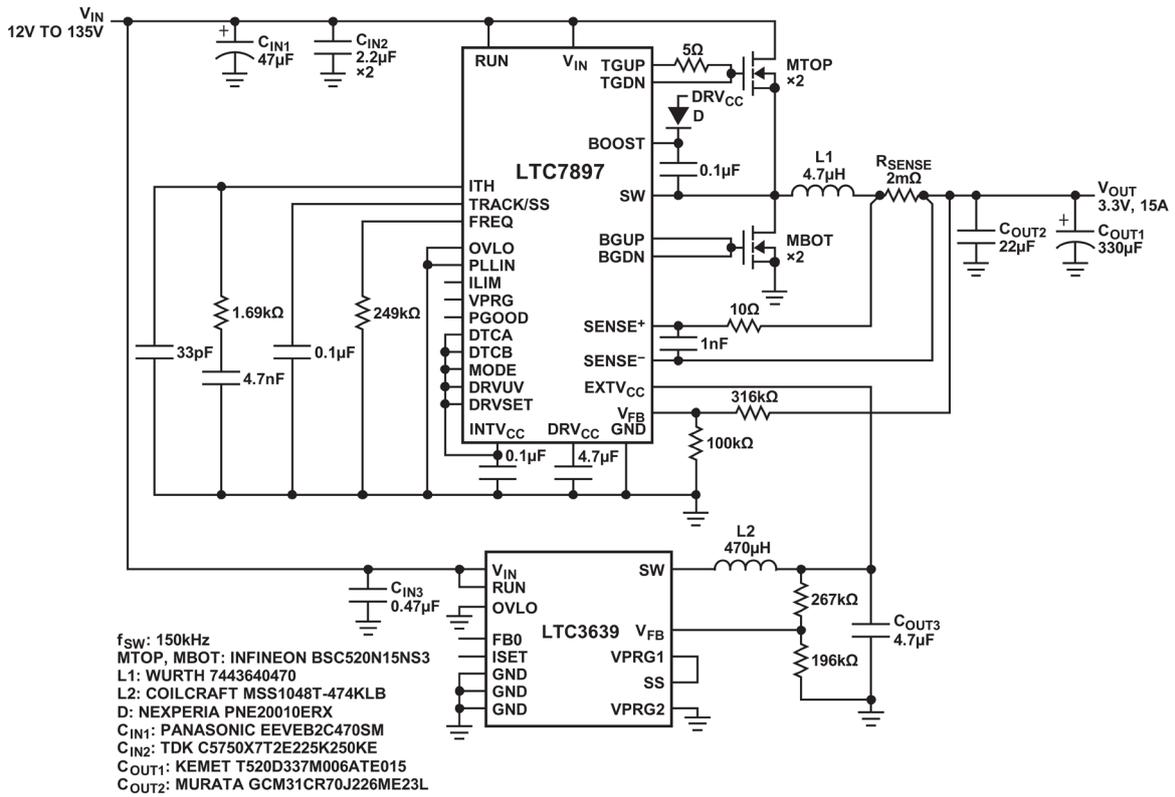


図 52. 高効率、3.3V_{OUT}の降圧レギュレータ

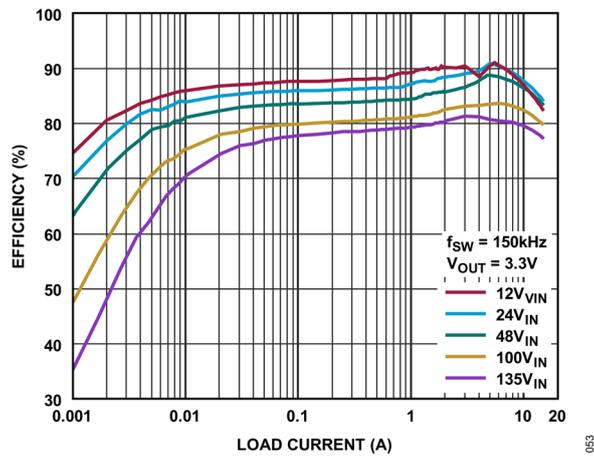


図 53. 図 52 における V_{OUT} の効率と負荷電流の関係

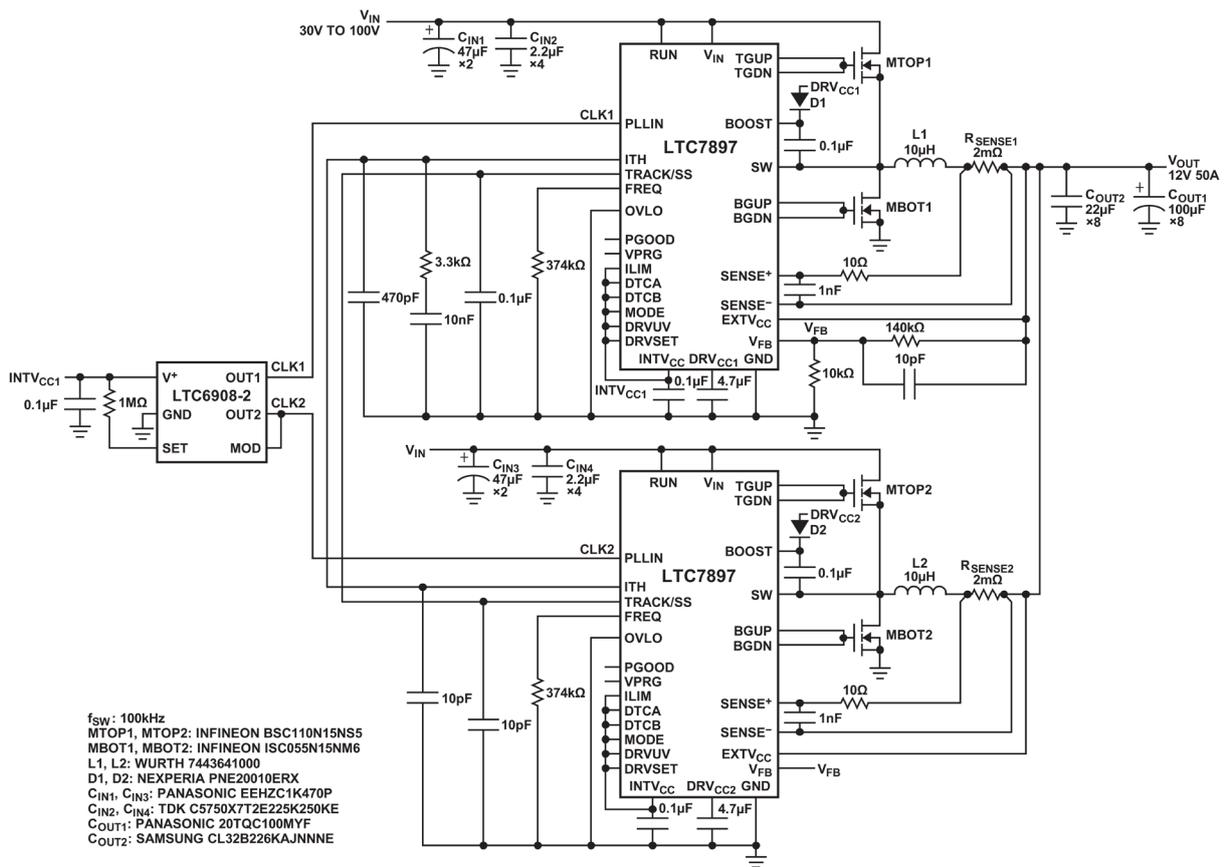


図 56. 2 相、高効率、12V_{OUT}の降圧レギュレータ

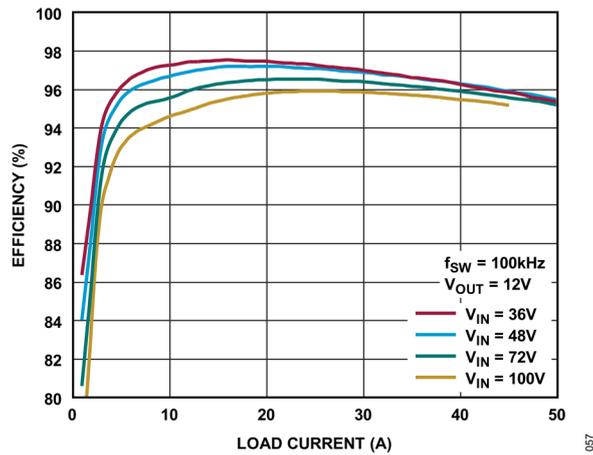
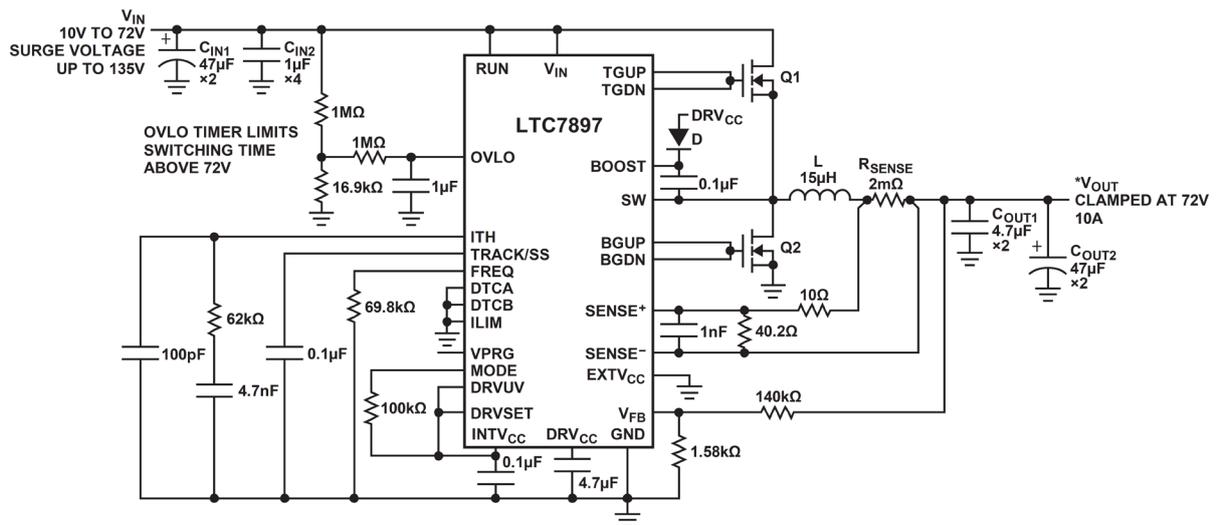


図 57. 図 56 における V_{OUT}の効率と負荷電流の関係



f_{sw} : 535kHz
 Q1: INFINEON ISC044N15NM6
 Q2: INFINEON BSC160N15NS5
 L: WURTH 7443631500
 C_{IN1}: PANASONIC EEEVB2C470SM
 C_{IN2}: TDK C4532X7T2E105M250KA
 C_{OUT1}: TDK C3225X7S2A475K200AB
 C_{OUT2}: PANASONIC EEH2C1K470P
 D: NEXPERIA PNE20010ERX

*V_{OUT} FOLLOWS V_{IN} WHEN V_{IN} < 72V
 V_{OUT} CLAMPS AT 72V WHEN V_{IN} > 72V

図 58. 高効率、72V_{OUT}のサージ・ストップ

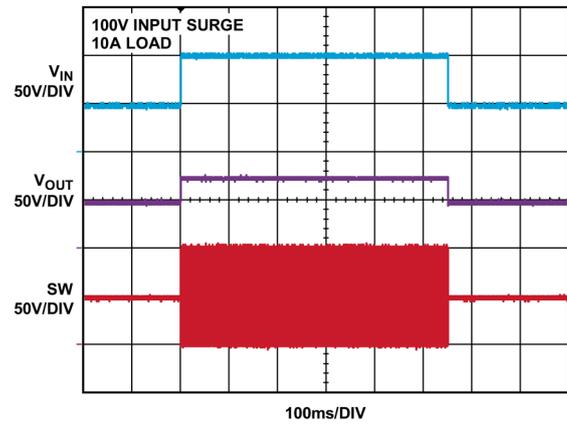


図 59. 図 58 における V_{IN} トランジェント発生時に過電圧プロテクタが出力を 72V に安定化

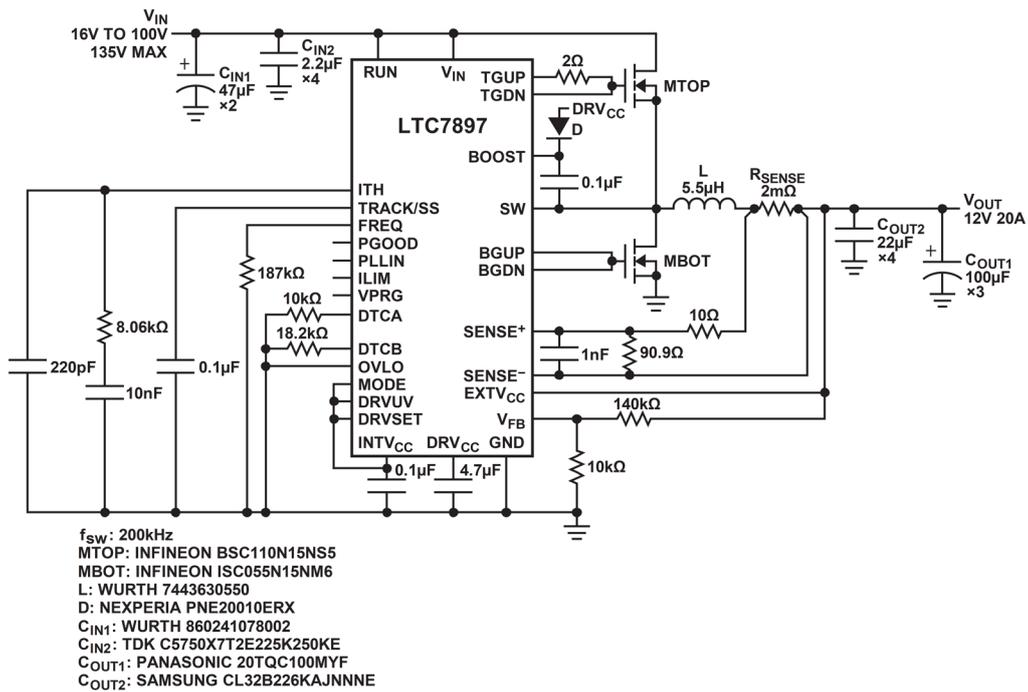


図 60. 高効率、12V_{OUT}の降圧レギュレータ

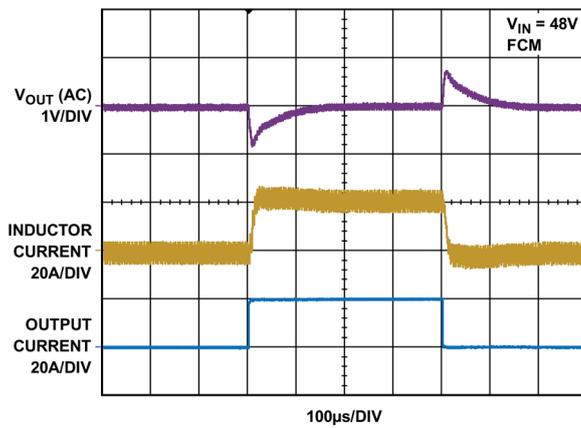


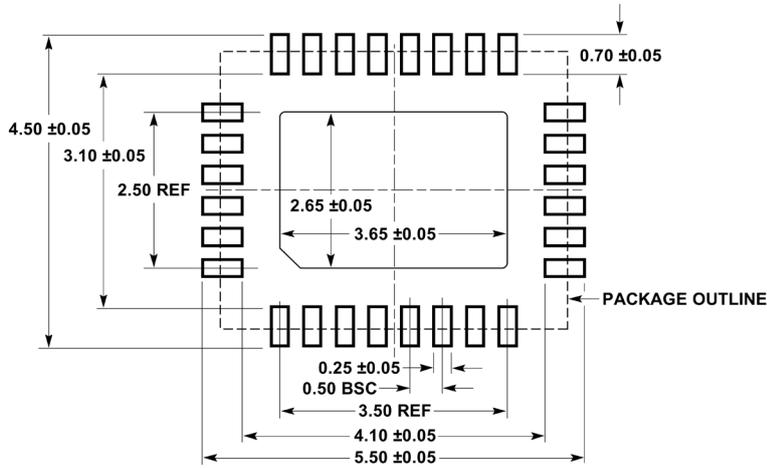
図 61. 図 60 における 0A~20A 負荷ステップの強制連続モード

関連製品

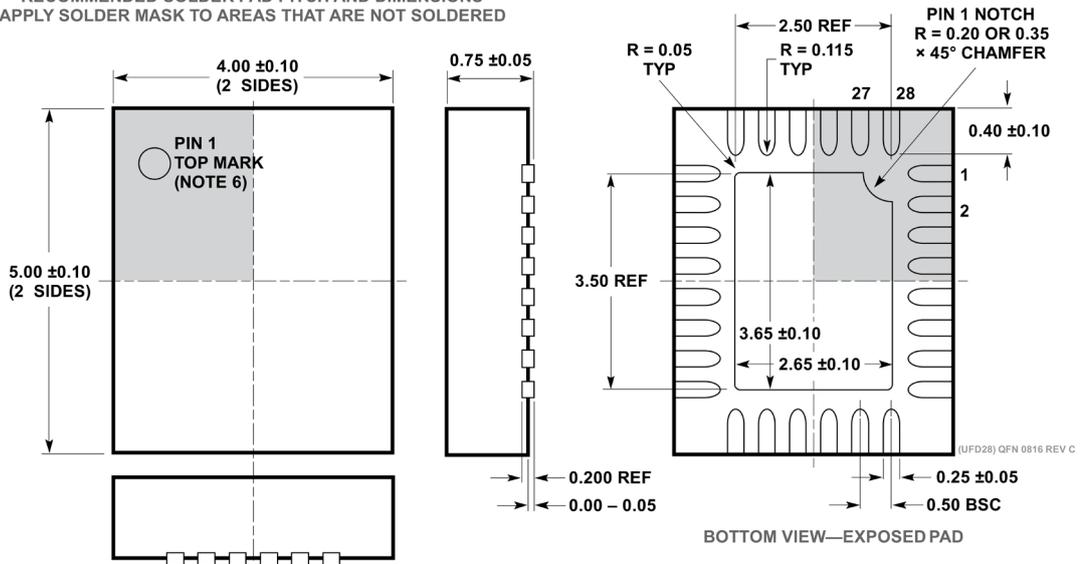
製品番号	説明	注釈
LTC3895	150V、低 I_Q の同期整流式降圧 DC/DC コントローラ、100% デューティサイクル対応、ゲート駆動を 5V~10V に調整可能	$4V \leq V_{IN} \leq 140V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 60V$ 、 $I_Q = 40\mu A$ 、PLL 固定周波数：50kHz~900kHz、38ピン、TSSOP、高電圧パッケージ
LTC7810	150V、低 I_Q 、デュアル、100% デューティサイクルの 2 相同期整流式降圧 DC/DC コントローラ、10V ゲート駆動	$4.5V \leq V_{IN} \leq 140V$ 、 $1V \leq V_{OUT} \leq 60V$ 、 $I_Q = 110\mu A$ 、PLL 固定周波数：50kHz~750kHz、48 ピン、7mm × 7mm、eLQFP パッケージ
LTC7801	150V、低 I_Q の同期整流式降圧 DC/DC コントローラ、100% デューティサイクル対応、ゲート駆動を 5V~10V に調整可能	$4V \leq V_{IN} \leq 140V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 60V$ 、 $I_Q = 40\mu A$ 、PLL 固定周波数：50kHz~900kHz、24 ピン、4mm × 5mm、QFN または TSSOP パッケージ
LTC3896	150V、低 I_Q の同期整流式反転 DC/DC コントローラ、グラウンド基準の制御/インターフェース・ピンを装備	$4V \leq V_{IN} \leq 140V$ 、絶対最大定格 150V、PLL 固定周波数：50kHz~900kHz、 $-0.8V \leq V_{OUT} \leq -60V$ 、ゲート駆動を 5V~10V に調整可能、 $I_Q = 40\mu A$
LTC7800	60V、低 I_Q 、高周波数の同期整流式降圧 DC/DC コントローラ	$4V \leq V_{IN} \leq 60V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 24V$ 、 $I_Q = 50\mu A$ 、PLL 固定周波数：320kHz~2.25MHz、3mm × 4mm、20 ピン QFN パッケージ
LTC7805	40V、低 I_Q 、デュアル、スペクトラム拡散方式の 2 相同期整流式降圧 DC/DC コントローラ、100% デューティサイクル対応	$4.5V \leq V_{IN} \leq 40V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 40V$ 、 $I_Q = 18\mu A$ 、100% デューティサイクル対応、PLL 固定周波数：100kHz~3MHz、28 ピン 4mm × 5mm QFN サイド・ウェットブル・パッケージ

外形寸法

UFD Package
28-Lead Plastic QFN (4mm × 5mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1712 Rev C)



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



- NOTE:
1. DRAWING PROPOSED TO BE MADE A JEDEC PACKAGE OUTLINE MO-220 VARIATION (WGHD-3).
 2. DRAWING NOT TO SCALE
 3. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
 4. DIMENSIONS OF EXPOSED PAD ON BOTTOM OF PACKAGE DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH, IF PRESENT, SHALL NOT EXCEED 0.15mm ON ANY SIDE
 5. EXPOSED PAD SHALL BE SOLDER PLATED
 6. SHADED AREA IS ONLY A REFERENCE FOR PIN 1 LOCATION ON THE TOP AND BOTTOM OF PACKAGE

図 62. パッケージの説明

オーダー・ガイド

表 8. オーダー・ガイド

LEAD FREE FINISH	TAPE AND REEL	PART MARKING*	PACKAGE DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE
LTC7897RUF#PBF	LTC7897RUF#TRPBF	LTC7897	28-Lead (4mm x 5mm) Plastic QFN	-40°C to 150°C

更に広い動作温度範囲仕様のデバイスについては、弊社または弊社代理店までお問い合わせください。*温度グレードは出荷容器のラベルに表示されています。

テープ&リールの仕様。一部のパッケージは指定された販売チャンネルを通じて 500 個単位のリールで供給され、製品番号末尾に「#TRMPBF」という記号が付いています。

ここに含まれるすべての情報は、現状のまま提供されるものであり、アナログ・デバイセズはそれに関するいかなる種類の保証または表明も行いません。アナログ・デバイセズは、その情報の利用に関して、また利用によって生じる第三者の特許または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ことがあります。明示か黙示かを問わず、アナログ・デバイセズ製品またはサービスが使用される組み合わせ、機械、またはプロセスに関するアナログ・デバイセズの特許権、著作権、マスクワーク権、またはその他のアナログ・デバイセズの知的財産権に基づくライセンスは付与されません。商標および登録商標は、各社の所有に属します。

この製品のデータシートに間違いがありましたので、お詫びして訂正いたします。
この正誤表は、2025年7月29日現在、アナログ・デバイセズ株式会社で確認した誤りを記したものです。
なお、英語のデータシート改版時に、これらの誤りが訂正される場合があります。

正誤表作成年月日：2025年7月029日

製品名：LTC7897

対象となるデータシートのリビジョン(Rev)：Rev.0

訂正箇所：P28、「DTCxピンを INTVcc GND またはグラウンドに接続 (適応型デッド・タイム制御)」の項、最初の文

【誤】

「DTCxピンを INTVcc GND またはグラウンドに接続 (適応型デッド・タイム制御) すると、・・・」

【正】

「DTCXピンを INTVcc またはグラウンドに接続 (適応型デッド・タイム制御) すると、・・・」