

# ミリオーム以下のDCRによる 電流センシングを行う電流モード 同期整流式コントローラ

## 特長

- ミリオーム以下のDCRによる電流センシング
- 高効率: 最大95%
- 選択可能な電流センシングしきい値
- DCRの温度補償をプログラム可能
- ダイの過熱によるサーマル・シャットダウン
- 0.6V出力電圧の精度:  $\pm 0.5\%$
- プログラム可能な固定周波数: 250kHz ~ 770kHz
- リモートセンシングを行う高速差動アンプ
- 広い入力電圧範囲: 4.5V ~ 38V
- 出力電圧範囲: 0.6V ~ 3.5V (差動アンプ使用時)
- 調整可能なソフトスタートまたは出力電圧トラッキング
- フォールドバック出力電流制限
- 短絡からのソフト・リカバリ
- 出力過電圧保護
- 24ピン(4mm×4mm)QFNおよび24ピンFEパッケージ

## アプリケーション

- コンピュータ・システム
- テレコム・システム
- 産業用および医療用計測器
- DC 配電システム

## 概要

LTC<sup>®</sup>3866はすべてNチャネルのパワーMOSFETスイッチをドライブする、シングルフェーズ電流モード同期整流式降圧スイッチング・レギュレータ・コントローラです。このデバイスは電流センシング信号のSNR (signal-to-noise ratio)を向上させる独自のアーキテクチャを採用したことにより、DC抵抗の小さいパワーインダクタを使用して高電流アプリケーションにおける効率を最大限に高めることができます。また、この機能は、低DCRアプリケーションでよく見られるスイッチング・ジッタを低減します。LTC3866はリモートセンシングを行う高速差動アンプを内蔵し、プログラム可能な電流センシングしきい値(10mV、15mV、20mV、25mV、30mVから選択可能)、全温度範囲にわたり高精度で最大出力電流制限を行うためのDCRの温度補償を特長としています。

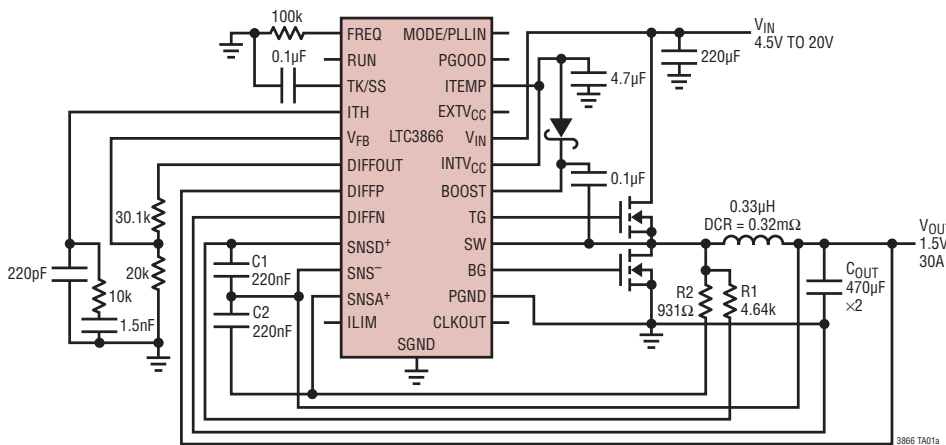
さらに、LTC3866は、 $\pm 0.5\%$ の高精度が保証された0.6Vリファレンスを搭載し、0.6V ~ 3.5Vの高精度な出力電圧を供給します。入力電圧範囲が4.5V ~ 38Vと広いので、多様なバス電圧と各種バッテリーに対応できます。

LTC3866は高さの低い24ピン4mm×4mm QFNパッケージと露出パッド付き24ピンFEパッケージで供給されます。

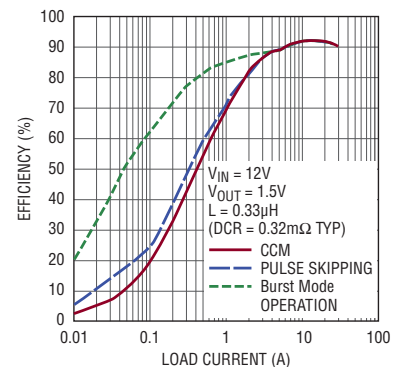
LT、LT、LTC、LTM、Burst Mode、OPTI-LOOP、Linear TechnologyおよびLinearのロゴはリアテクノロジー社の登録商標です。No RSENSEはリアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。5481178、5705919、5929620、6177787、6580258、6498466、6611131を含む米国特許および出願特許により保護されています。

## 標準的応用例

超低DCR検出付き高効率1.5V/30A降圧コンバータ



効率と負荷電流  
およびモード



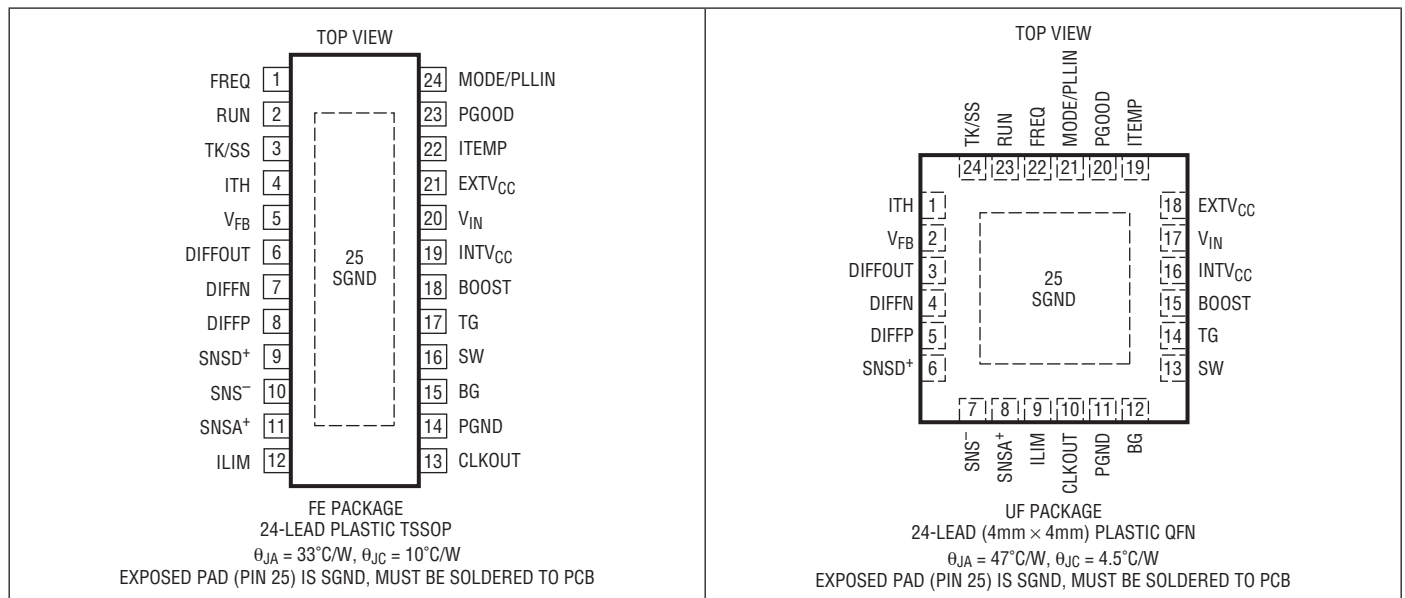
# LTC3866

## 絶対最大定格 (Note 1)

入力電源電圧 ..... -0.3V ~ 40V  
 上側ドライバ電圧 (BOOST) ..... -0.3V ~ 46V  
 スイッチ電圧 (SW) ..... -5V ~ 40V  
 INTV<sub>CC</sub>、EXTV<sub>CC</sub>、RUN、PGOOD、  
 BOOST-SW 電圧 ..... -0.3V ~ 6V  
 SNSD<sup>+</sup>、SNSA<sup>+</sup>、SNS<sup>-</sup> 電圧 ..... -0.3V ~ INTV<sub>CC</sub>  
 MODE/PLLIN、ILIM、TK/SS、FREQ、  
 DIFFOUT 電圧 ..... -0.3V ~ INTV<sub>CC</sub>  
 DIFFP、DIFFN ..... -0.3V ~ INTV<sub>CC</sub>

ITEMP、ITH、V<sub>FB</sub> 電圧 ..... -0.3V ~ INTV<sub>CC</sub>  
 INTV<sub>CC</sub> のピーク出力電流 ..... 100mA  
 動作接合部温度範囲 (Note 2、4) ..... -40°C ~ 125°C  
 保存温度範囲 ..... -65°C ~ 125°C  
 リード温度 (半田付け、10 秒)  
     FE パッケージ ..... 300°C

## ピン配置



## 発注情報

無鉛仕上げ	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LTC3866EFE#PBF	LTC3866EFE#TRPBF	LTC3866FE	24-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LTC3866IFE#PBF	LTC3866IFE#TRPBF	LTC3866FE	24-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LTC3866EUF#PBF	LTC3866EUF#TRPBF	3866	24-Lead (4mm×4mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3866IUF#PBF	LTC3866IUF#TRPBF	3866	24-Lead (4mm×4mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C

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

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

## 電气的特性

●は規定動作接合部温度範囲での規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS		
<b>メイン制御ループ</b>								
$V_{IN}$	Input Voltage Range		4.5		38	V		
$V_{OUT}$	Output Voltage Range	with Diffamp in Loop	0.6		3.5	V		
$V_{FB}$	Regulated Feedback Voltage	Current ITH Voltage = 1.2V (Note 5) -40°C to 85°C -40°C to 125°C	●	0.597	0.6	0.603	V	
			●	0.5955	0.6	0.6045	V	
$I_{FB}$	Feedback Current	(Note 5)		-15	-50	nA		
$V_{REFLNREG}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 4.5\text{V}$ to 38V (Note 5)		0.002	0.02	%		
$V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation	(Note 5) Measured in Servo Loop; $\Delta I_{TH}$ Voltage = 1.2V to 0.7V Measured in Servo Loop; $\Delta I_{TH}$ Voltage = 1.2V to 1.6V	●		0.01	0.1	%	
			●		0.01	0.1	%	
$g_m$	Error Amplifier (EA) Transconductance	$I_{TH} = 1.2\text{V}$ , Sink/Source 5 $\mu\text{A}$ (Note 5)		2		mmho		
$I_Q$	Input DC Supply Current Normal Mode Shutdown	(Note 6) $V_{IN} = 15\text{V}$ $V_{IN} = 15\text{V}$ , $V_{RUN} = 0\text{V}$		3.2		mA		
				30	50	$\mu\text{A}$		
$UVLO$	Undervoltage Lockout	$V_{INTVCC}$ Ramping Down	3.4	3.75	4.1	V		
$UVLO_{HYS}$	UVLO Hysteresis Voltage			0.5		V		
$V_{FBOVL}$	Feedback Overvoltage Lockout	Measured at $V_{FB}$	●	0.64	0.66	0.68	V	
$I_{SNSD+}$	$SNSD^+$ Pin Bias Current	$V_{SNSD+} = 3.3\text{V}$	●	30	100	nA		
$I_{SNSA+}$	$SNSA^+$ Pin Bias Current	$V_{SNSA+} = 3.3\text{V}$	●	1	2	$\mu\text{A}$		
$A_{VT\_SNS}$	Total Sense Signal Gain to Current Comparator	$(V_{SNSD+} + V_{SNSA+})/V_{SNSD+}$		5		V/V		
$V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Sense Threshold	-40°C to 85°C $V_{SNS-} = 1.8\text{V}$ , $I_{LIM} = 0\text{V}$ $I_{LIM} = 1/4 V_{INTVCC}$ $I_{LIM} = 1/2 V_{INTVCC}$ or Float $I_{LIM} = 3/4 V_{INTVCC}$ $I_{LIM} = V_{INTVCC}$	●	9.2	10	10.8	mV	
			●	14.2	15	15.8	mV	
			●	19.2	20	20.8	mV	
			●	23.5	25	26.5	mV	
			●	28.5	30	31.5	mV	
			-40°C to 125°C $V_{SNS-} = 1.8\text{V}$ , $I_{LIM} = 0\text{V}$ $I_{LIM} = 1/4 V_{INTVCC}$ $I_{LIM} = 1/2 V_{INTVCC}$ or Float $I_{LIM} = 3/4 V_{INTVCC}$ $I_{LIM} = V_{INTVCC}$	●	9	10	11	mV
				●	14	15	16	mV
				●	19	20	21	mV
				●	23.5	25	26.5	mV
				●	28.5	30	31.5	mV
$I_{TEMP}$	DCR Temperature Compensation Current	$V_{TEMP} = 0.3\text{V}$	●	9	10	11	$\mu\text{A}$	
$I_{TK/SS}$	Soft-Start Charge Current	$V_{TK/SS} = 0\text{V}$	●	1.0	1.25	1.5	$\mu\text{A}$	
$V_{RUN}$	RUN Pin On Threshold Voltage	$V_{RUN}$ Rising	●	1.1	1.22	1.35	V	
$V_{RUN(HYS)}$	RUN Pin On Hysteresis Voltage			80		mV		
TG	Top Gate (TG) Transition Time	(Note 7) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$						
			$t_r$		25		ns	
	$t_f$			25		ns		
BG	Bottom Gate (BG) Transition Time	(Note 7) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$						
			$t_r$		25		ns	
	$t_f$			25		ns		

## 電气的特性

●は規定動作接合部温度範囲での規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>メイン制御ループ</b>						
TG/BG $t_D$	Top Gate Off to Bottom Gate On Delay, Synchronous Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		30		ns
BG/TG $t_D$	Bottom Gate Off to Top Gate On Delay, Top Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		30		ns
$t_{ON(MIN)}$	Minimum On-Time	(Note 8)		90		ns
<b>INTV<sub>CC</sub> リニア・レギュレータ</b>						
V <sub>INTVCC</sub>	Internal V <sub>CC</sub> Voltage	$6\text{V} < V_{IN} < 38\text{V}$	5.25	5.5	5.75	V
	Load Regulation	$I_{INTVCC} = 0\text{mA}$ to $20\text{mA}$		0.5	2	%
V <sub>EXTVCC</sub>	External V <sub>CC</sub> Switchover Voltage	EXTV <sub>CC</sub> Ramping Positive	4.5	4.7		V
	EXTV <sub>CC</sub> Voltage Drop	$I_{EXTVCC} = 20\text{mA}$ , $V_{EXTVCC} = 5\text{V}$		50	100	mV
	EXTV <sub>CC</sub> Hysteresis			200		mV
<b>発振器およびフェーズロック・ループ</b>						
f <sub>NOM</sub>	Nominal Frequency	$V_{FREQ} = 1.2\text{V}$	450	500	550	kHz
f <sub>LOW</sub>	Lowest Frequency	$V_{FREQ} = 0.4\text{V}$	225	250	275	kHz
f <sub>HIGH</sub>	Highest Frequency	$V_{FREQ} > 2.4\text{V}$	700	770	850	kHz
R <sub>MODE/PLLIN</sub>	MODE/PLLIN Input Resistance			250		k $\Omega$
I <sub>FREQ</sub>	Frequency Setting Current		9	10	11	$\mu\text{A}$
CLKOUT	Phase Relative to the Oscillator Clock			180		Deg
CLKOUT <sub>HI</sub>	Clock Output High Voltage	$V_{INTVCC} = 5.5\text{V}$	4.5	5.5		V
CLKOUT <sub>LO</sub>	Clock Output Low Voltage			0	0.2	V
<b>PGOOD 出力</b>						
V <sub>PGDLO</sub>	PGOOD Voltage Low	$I_{PGOOD} = 2\text{mA}$		0.1	0.3	V
I <sub>PGD</sub>	PGOOD Leakage Current	$V_{PGOOD} = 5.5\text{V}$			2	$\mu\text{A}$
V <sub>PGD</sub>	PGOOD Trip	$V_{FB}$ with Respect to Set Output Voltage $V_{FB}$ Going Negative $V_{FB}$ Going Positive		-10		%
				10		%
<b>差動アンプ</b>						
A <sub>v</sub>	Gain	-40°C to 85°C	● 0.999	1	1.001	V/V
		-40°C to 125°C	● 0.998	1	1.002	V/V
R <sub>IN</sub>	Input Resistance	Measured at DIFFP Input		80		k $\Omega$
V <sub>OS</sub>	Input Offset Voltage	$V_{DIFFP} = 1.5\text{V}$ , $V_{DIFFOUT} = 100\mu\text{A}$			2	mV
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$5\text{V} < V_{IN} < 38\text{V}$		90		dB
I <sub>OUT</sub>	Maximum Sourcing Output Current		1.5	3		mA
V <sub>OUT</sub>	Maximum Output Voltage	$V_{INTVCC} = 5.5\text{V}$ , $I_{DIFFOUT} = 300\mu\text{A}$	$V_{INTVCC} - 1.4$	$V_{INTVCC} - 1.1$		V
GBW	Gain-Bandwidth Product	(Note 9)		3		MHz
SR	Slew Rate	(Note 9)		2		V/ $\mu\text{s}$

電気的特性

●は規定動作接合部温度範囲での規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>内蔵ドライバ</b>						
TG R <sub>UP</sub>	TG Pull-Up R <sub>DS(ON)</sub>	TG High		2.6		Ω
TG R <sub>DOWN</sub>	TG Pull-Down R <sub>DS(ON)</sub>	TG Low		1.5		Ω
BG R <sub>UP</sub>	BG Pull-Up R <sub>DS(ON)</sub>	BG High		2.4		Ω
BG R <sub>DOWN</sub>	BG Pull-Down R <sub>DS(ON)</sub>	BG Low		1.1		Ω

**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の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:** LTC3866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。LTC3866Eは  $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$  の動作接合部温度で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$  の動作接合部温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC3866Iは  $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$  の動作接合部温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。これらの仕様と調和する最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの熱インピーダンスおよび他の環境要因と関連した特定の動作条件によって決まることに注意。

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

$$\text{LTC3866E: } T_J = T_A + (P_D \cdot 33^\circ\text{C/W})$$

$$\text{LTC3866UF: } T_J = T_A + (P_D \cdot 47^\circ\text{C/W})$$

**Note 4:** 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温度保護機能が備わっている。この保護がアクティブなとき、最大定格接合部温が超えられる。絶対最大動作接合部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、またはデバイスを永久的に損傷するおそれがある。

**Note 5:** LTC3866は帰還ループを使って  $V_{ITH}$  を規定電圧にサーボ制御し、そのときの  $V_{FB}$  電圧を測定してテストされる。

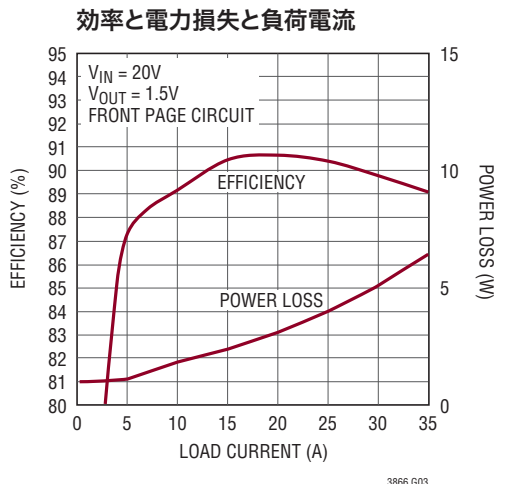
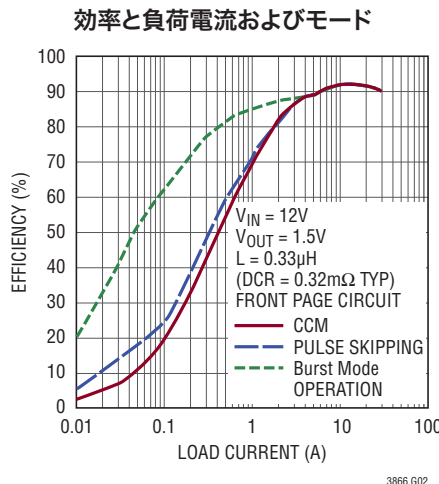
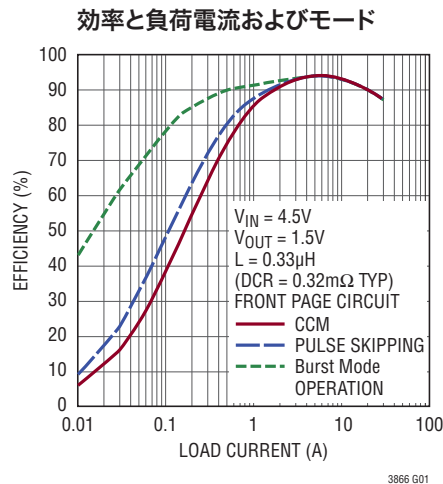
**Note 6:** スイッチング周波数で供給されるゲート電荷により動作時消費電流が増える。「アプリケーション情報」を参照。

**Note 7:** 立ち上がり時間と立ち下がり時間は10%と90%のレベルを使って測定する。遅延時間は50%レベルを使って測定する。

**Note 8:** 最小オン時間の条件は、 $I_{MAX}$  の40%以上のインダクタ・ピーク・トゥ・ピーク・リップル電流に対応している(「アプリケーション情報」のセクションの「最小オン時間に関する検討事項」を参照)。

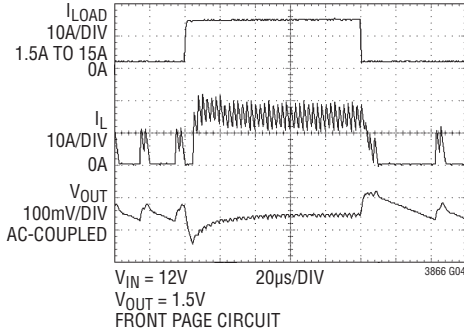
**Note 9:** 設計により保証されている。

標準的性能特性 注記がない限り  $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

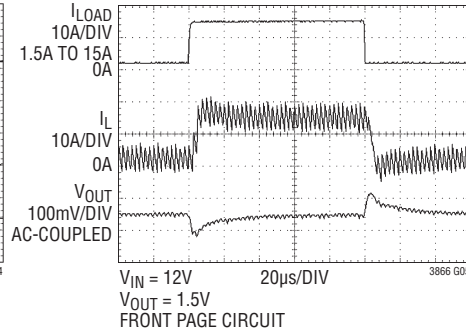


## 標準的性能特性 注記がない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ .

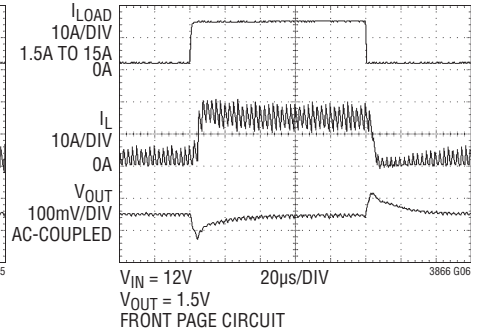
### 負荷ステップ (Burst Mode<sup>®</sup> 動作)



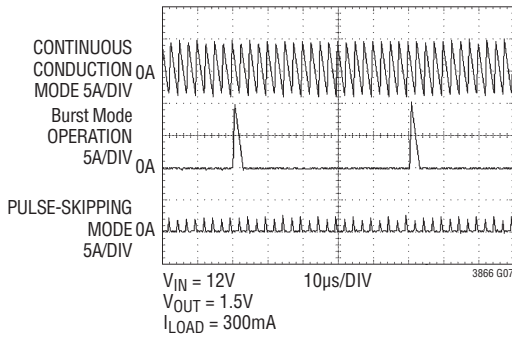
### 負荷ステップ (連続導通モード)



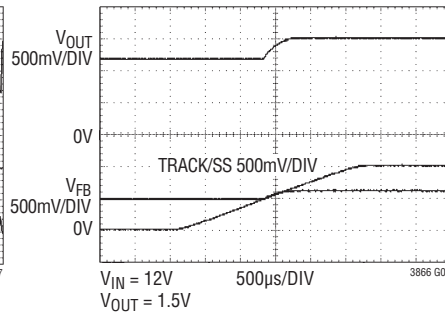
### 負荷ステップ (パルス・スキップ・モード)



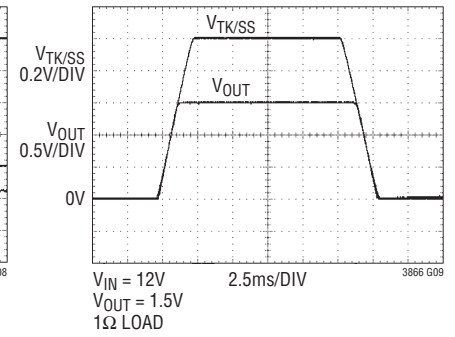
### 軽負荷時のインダクタ電流



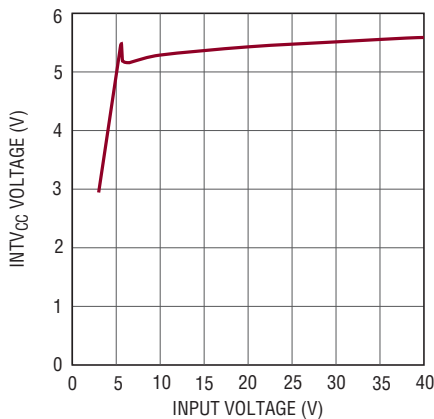
### プリバイアスされた1.2V出力



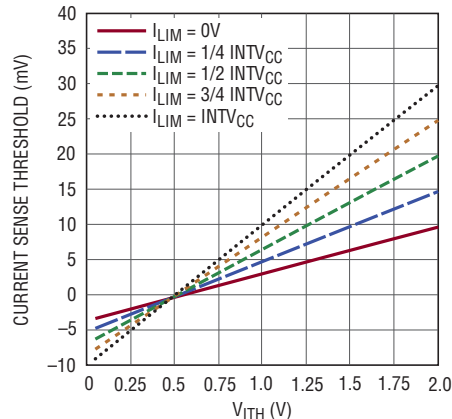
### トラッキングの上下と TK/SS 外部ランプ



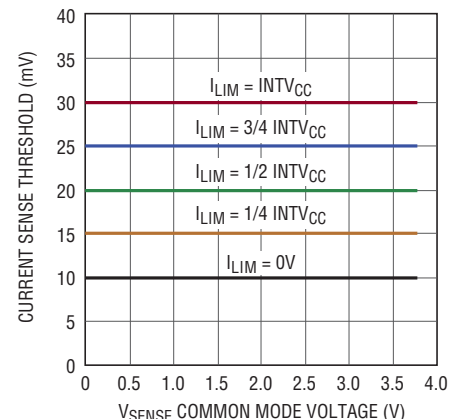
### INTV<sub>CC</sub> のライン・レギュレーション



### 電流検出スレッシュホールドと I<sub>TH</sub> 電圧

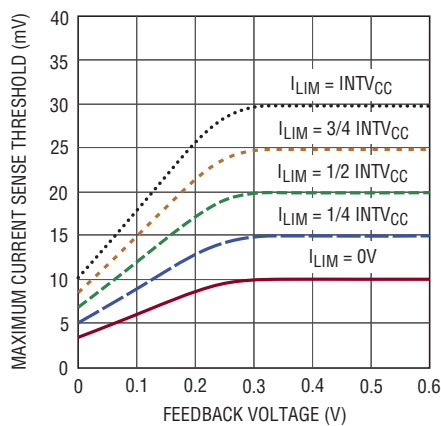


### 最大電流検出スレッシュホールドと 同相電圧



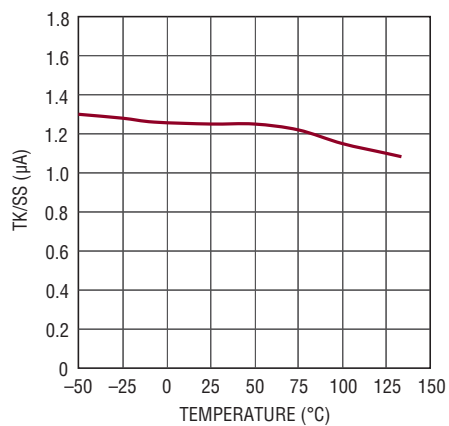
## 標準的性能特性 注記がない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

最大電流検出しきい値電圧と  
帰還電圧 (電流フォールドバック)



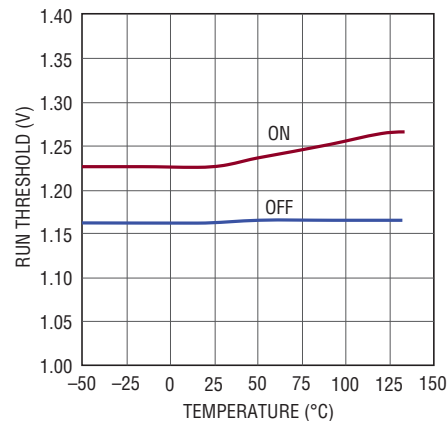
3866 G14

TK/SS プルアップ電流と温度



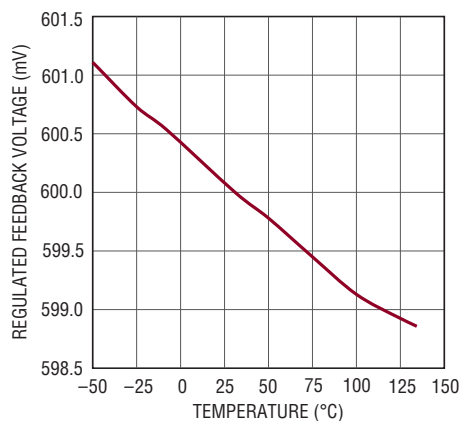
3866 G15

シャットダウン (RUN)  
スレッシュホールドと温度



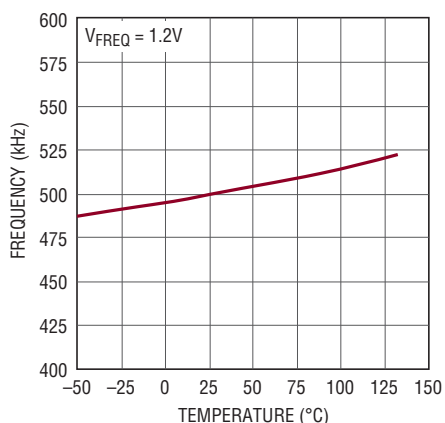
3866 G16

安定化された帰還電圧と温度



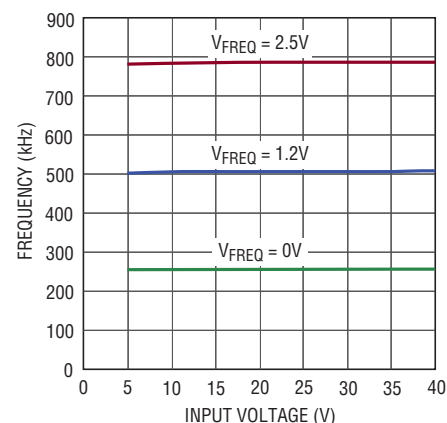
3866 G17

発振器周波数と温度



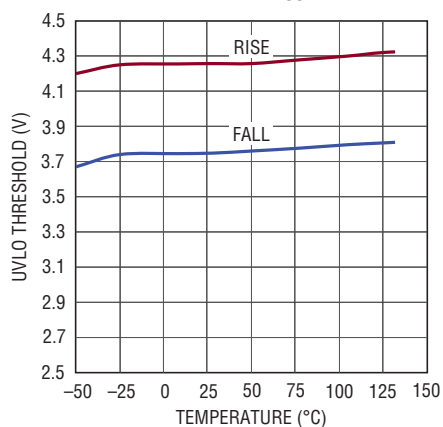
3866 G18

発振器周波数と入力電圧



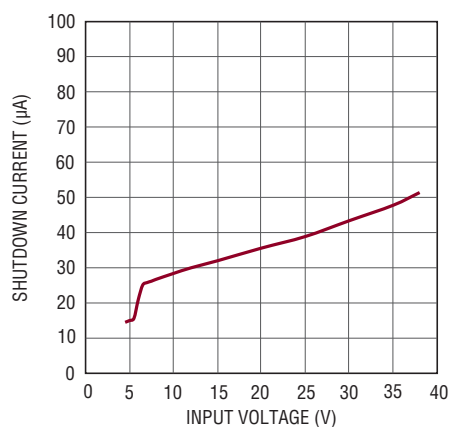
3866 G19

低電圧ロックアウト・  
スレッシュホールド ( $INTV_{CC}$ ) と温度



3866 G20

シャットダウン電流と入力電圧

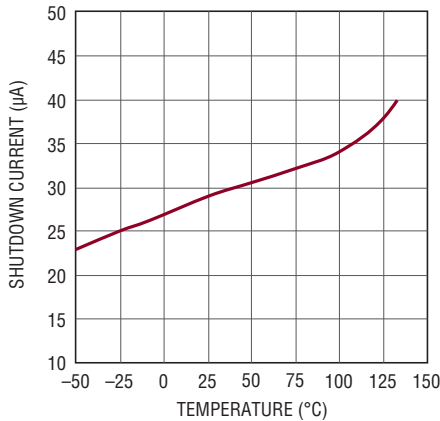


3866 G21

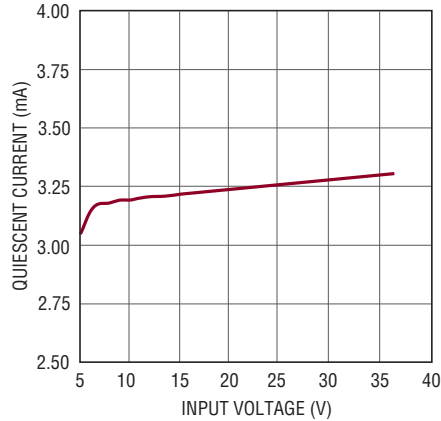


標準的性能特性 注記がない限り  $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

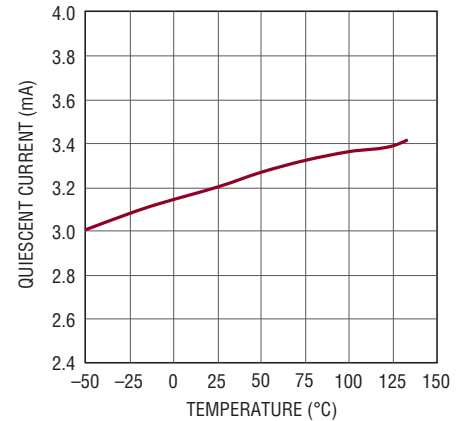
シャットダウン電流と温度



3866 G22

入力静止電流  
と入力電圧 (EXTV<sub>CC</sub>なし)

3866 G23

静止電流と温度 (EXTV<sub>CC</sub>なし)

3866 G24

## ピン機能 (FE/UF)

**FREQ (ピン1/ピン22)** : 発振器周波数の制御入力。10µAの電流源がこのピンから流れ出ます。このピンと接地間に抵抗を接続するとDC電圧を設定でき、これが発信器の周波数をプログラムします。代わりに、このピンを外部のDC電圧でドライブして、内部発振器の周波数を変えることができます。

**RUN (ピン2/ピン23)** : 実行制御入力。1.22Vを超える電圧を与えるとデバイスがオンします。このピンを1.14V以下にプルすると、デバイスがシャットダウンされます。このピンには1µAのプルアップ電流が流れます。RUNピンの電圧が1.22Vを超えると、さらに4.5µAのプルアップ電流がこのピンに加わります。

**TK/SS (ピン3/ピン24)** : 出力電圧トラッキングおよびソフトスタートの入力。内部の1.25µAのソフトスタート電流が、このピンに接続された外部のソフトスタート・コンデンサを充電します。

**ITH (ピン4/ピン1)** : 電流制御スレッシュホールドおよびエラーアンプの補償ピン。電流コンパレータのトリップしきい値はこの電圧に比例します。

**V<sub>FB</sub> (ピン5/ピン2)** : エラーアンプの帰還入力。このピンはリモートで検出された帰還電圧を受けて、DIFFOUTピンまたは出力に接続された外部の抵抗分圧器を通して出力電圧を設定します。

**DIFFOUT (ピン6/ピン3)** : リモートセンス差動アンプの出力。このピンを抵抗分圧器を介してV<sub>FB</sub>に接続して希望の出力電圧を設定します。

**DIFFN (ピン7/ピン4)** : リモートセンス差動アンプの負入力。このピンは出力負荷の接地近くに接続します。

**DIFFP (ピン8/ピン5)** : リモートセンス差動アンプの正入力。このピンは出力負荷の近くに接続します。

**SNSD<sup>+</sup> (ピン9/ピン6)** : 第1の正電流検出入力。このピンは出力インダクタのDCRの信号を検出するために接続し、インダクタの帯域幅、L/DCRに合ったフィルタと共に使用します。

**SNS<sup>-</sup> (ピン10/ピン7)** : 電流検出の負入力。電流コンパレータへの負入力は出力に接続します。

**SNSA<sup>+</sup> (ピン11/ピン8)** : 第2の正電流検出入力。この入力は、L/DCRの5倍の帯域幅のフィルタと共に使用される出力のインダクタDCRの信号検出のために接続します。

**ILIM (ピン12/ピン9)** : 電流コンパレータの検出電圧リミット。DC電圧を印加して、電流コンパレータの最大電流検出しきい値を設定します。

**CLKOUT (ピン13/ピン10)** : クロック出力ピン。CLKOUT信号はこのデバイス内部クロックの上がりエッジと180°位相が異なります。



## ピン機能 (FE/UF)

**PGND (ピン14/ピン11)** : 電源グランド。下側NチャンネルMOSFETのソース、 $V_{IN}$ の負端子に接続し、INTV<sub>CC</sub>のデカップル・コンデンサをこのピンの近くに接続します。

**BG (ピン15/ピン12)** : 下側ゲート・ドライバの出力。このピンは下側NチャンネルMOSFETのゲートを駆動し、その電圧はINTV<sub>CC</sub>またはEXTV<sub>CC</sub>とPGNDの間でスイングします。

**SW (ピン16/ピン13)** : スイッチ・ノード接続。このピンは出力フィルタのインダクタ、下側NチャンネルMOSFETのドレイン、上側NチャンネルMOSFETのソースに接続します。これらのピンの電圧振幅は、グランドより(外付け)ショットキー・ダイオードの電圧降下分だけ低い電圧から $V_{IN}$ までです。

**TG (ピン17/ピン14)** : 上側ゲート・ドライバの出力。これはフロート・ドライバで、上側N-チャンネルMOSFETのゲートに接続します。このピンの電圧振幅はINTV<sub>CC</sub>をスイッチ・ノード(SW)電圧に加えたものと等しくなります。

**BOOST (ピン18/ピン15)** : ブーストされた上側ゲート・ドライバの電源。ブートストラップ・コンデンサの(+)端子をこのピンに接続します。このピンは、INTV<sub>CC</sub>よりダイオードの電圧降下分だけ低い電圧から $V_{IN} + \text{INTV}_{CC}$ まで振幅します。

**INTV<sub>CC</sub> (ピン19/ピン16)** : 内蔵の5.5Vレギュレータ出力。内部制御回路にはこの電圧源から電力が供給されます。4.7 $\mu$ Fの低ESRタンタル・コンデンサまたはセラミック・コンデンサを使って、このピンをPGNDにデカップリングします。

**$V_{IN}$  (ピン20/ピン17)** : 主入力電源。このピンはコンデンサ(0.1 $\mu$ F ~ 1 $\mu$ F)を使ってPGNDにデカップリングします。メインの電源が5Vのアプリケーションでは、 $V_{IN}$ ピンとINTV<sub>CC</sub>ピンをつなぎ合わせてください。

**EXTV<sub>CC</sub> (ピン21/ピン18)** : 外部電源電圧入力。このピンに4.7Vを超える外部電源電圧が接続されていると、内部のスイッチは閉じて内部の低損失レギュレータをバイパスし、外部電源がこのデバイスに電源を供給します。このピンは6Vを超えないようにし、 $V_{IN} > V_{EXTVCC}$ になるようにします。

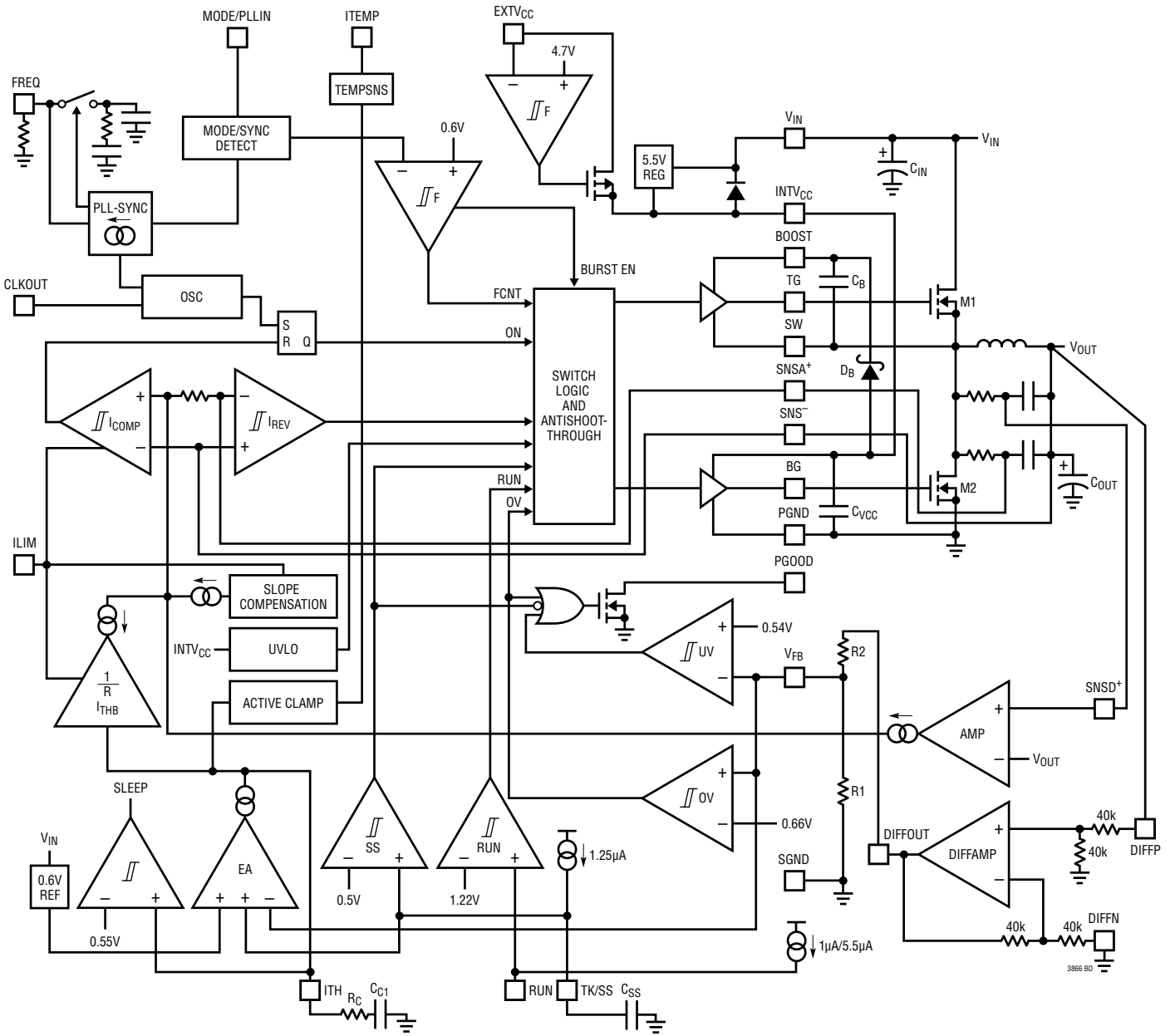
**ITEMP (ピン22/ピン19)** : DCR温度補償入力。出力インダクタの近くに置いたNTC(負熱係数)抵抗を接続し、温度によるDCRの変化を補償します。このピンをフロートさせるか、またはINTV<sub>CC</sub>に接続すると、DCR温度補償機能をディスエーブルします。

**PGOOD (ピン23/ピン20)** : パワーグッド・インジケータ出力。オープン・ドレインのロジック出力であり、20 $\mu$ sの内部パワーバッド・マスク・タイマの時間が経過した後、出力電圧が10%のレギュレーション・ウィンドウ内にないとグランドに引き下げられます。

**MODE/PLLIN (ピン24/ピン21)** : モード・オペレーションまたは外部クロック同期。デバイスを連続モード動作に設定するには、このピンをSGNDに接続します。パルス・スキップ・モード動作をイネーブルするにはINTV<sub>CC</sub>に接続します。このピンをフロート状態にしておくとBurst Mode動作がイネーブルされます。ピンにクロック信号を与えると、コントローラは連続モードの動作に強制され、内部発振器に同期します。

**SGND (露出パッドのピン25/露出パッドのピン25)** : 信号グランド。コントローラのグランドです。補償部品と出力設定抵抗はこのグランドに接続します。露出パッドはPCBのグランド・プレーンに半田付けする必要があります。

## 機能ブロック図



## 動作

### メイン制御ループ

LTC3866は、固定周波数、電流モード降圧アーキテクチャを使用しています。通常動作時には、サイクルごとに発振器がRSラッチをセットすると上側MOSFETがオンし、メイン電流コンパレータ $I_{CMP}$ がRSラッチをリセットするとオフします。 $I_{CMP}$ がRSラッチをリセットするときのピーク・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。リモートセンス・アンプ(DIFFAMP)は、出力コンデンサ両端で検出された差動電圧を帰還分圧器で割った値に等しい信号を発生し、それをデバイスのローカル・グランド・リファレンスを基準にした信号にします。 $V_{FB}$ ピンはこの帰還信号を受け取り、それを0.6Vの内部リファレンスと比較します。負荷電流が増加すると、0.6Vリファレンスに対して $V_{FB}$ ピンの電圧がわずかに低下し、それによってインダクタの平均電流が新たな負荷電流と等しくなるまで、ITH電圧が上昇します。上側のMOSFETがオフした後は、インダクタ電流が逆流し始めて逆電流コンパレータ $I_{REV}$ がそれを検出するまでか、または次のサイクルが始まるまで、下側のMOSFETがオンします。

RUNピンを“L”に引き下げると、メイン制御ループがシャットダウンされます。RUNを解放すると、 $1.0\mu\text{A}$ の内部電流源によってRUNピンがプルアップされます。RUNピンが1.22Vに達すると、メイン制御ループがイネーブルされ、デバイスがパワーアップします。RUNピンが“L”のとき、全ての機能は制御された状態を維持します。

### 非常に低いDCRの信号検出

LTC3866は独自のアーキテクチャを採用して信号対ノイズ比を改善し、 $1\text{m}\Omega$ 以下の非常に小さなインダクタDCR値での小さな検出信号での動作を可能にしました。これは電力効率を改善し、信号を乱すスイッチノイズによるジッタを減らします。LTC3866は慎重にPCBをレイアウトして $0.2\text{m}\Omega$ までの小さなDCR値まで検出できます。LTC3866には信号を取得する2本の正の検出ピン、SNSD<sup>+</sup>とSNSA<sup>+</sup>があり、内部でこの信号を処理して、14dBの信号対ノイズ比の改善がなされたDCR検出信号と共に応答を発生します。一方、電流制限しきい値はインダクタのピーク電流とそのDCR値の関数で、 $10\text{mV} \sim 30\text{mV}$ の範囲で5mVのステップでILIMピンで正確に設定可能です。SNSD<sup>+</sup>のフィルタの時定数、RIC1は出力インダクタのL/DCRと合致する必要があり、一方SNSA<sup>+</sup>のフィ

ルタはSNSD<sup>+</sup>の5倍の帯域幅が必要で、R2C2はRIC1/5と等しくなります。

### INTV<sub>CC</sub>/EXTV<sub>CC</sub>電源

上側と下側のMOSFETドライバと他の大部分の内部回路への電力はINTV<sub>CC</sub>ピンから供給されます。EXTV<sub>CC</sub>ピンをオープンのままにするか4.7Vより低い電圧に接続すると、内部の5.5Vリニア・レギュレータがINTV<sub>CC</sub>の電力を $V_{IN}$ から供給します。EXTV<sub>CC</sub>が4.7Vを超えると、5.5Vレギュレータはオフし、内部スイッチがオンしてEXTV<sub>CC</sub>をINTV<sub>CC</sub>に接続します。EXTV<sub>CC</sub>ピンを使用することにより、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INTV<sub>CC</sub>の電力を得ることができます。上側MOSFETドライバはフローティング・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、オフ・サイクル中に上側MOSFETがオフしているとき、外付けダイオードを介して再充電されます。入力電圧 $V_{IN}$ が $V_{OUT}$ に近い電圧まで低下してくると、ループがドロップアウト状態に入り、上側のMOSFETを連続してオンしようとすることがあります。ドロップアウト検出器がこれを検出し、3サイクル毎に1回上側MOSFETをクロック周期の約1/12プラス100nsの間、強制的にオフして、 $C_B$ の再充電を可能にします。ただし、ドロップアウトへの移行時には負荷が与えられているか、またはデバイスが低周波数で動作するようにして、 $C_B$ を確実に再充電することを推奨します。

### 内部ソフトスタート

デフォルトでは、出力電圧の起動は通常、内部ソフトスタート・ランプによって制御されます。この内部ソフトスタート・ランプはエラーアンプの非反転入力に接続します。FBピンはエラー・アンプの3つの非反転入力(内部ソフトスタート・ランプ、TK/SSピン、内部600mVリファレンス電圧)の内最も低いものにレギュレートされます。ランプ電圧が約600 $\mu\text{s}$ の間に0Vから0.6Vまで上昇すると、出力電圧はプリバイアスされた値から最終的な設定値までスムーズに上昇します。

アプリケーションによっては、負荷電圧がゼロでない状態でコンバータが起動することがあります。この場合、コンバータのスイッチング開始時に出力コンデンサに電荷が残っています。このような状態のときに出力の放電を防止するため、ソフトスタートが $V_{FB}$ を超えるまで下側MOSFETはディスエーブルされます。

## 動作

### シャットダウンと起動(RUNピンおよびTK/SSピン)

RUNピンを使ってLTC3866をシャットダウンすることができます。RUNピンを1.14Vより低くすると、コントローラのメイン制御ループと、INTV<sub>CC</sub>レギュレータを含む内部回路の大部分がシャットダウンします。RUNピンを解放すると、1.0 $\mu$ Aの内部電流源がRUNピンをプルアップし、コントローラをイネーブルします。あるいは、RUNピンを外部でプルアップするか、またはロジックで直接ドライブすることもできます。このピンの6Vの絶対最大定格を超えないように注意してください。内部のソフトスタートの時間が過ぎた場合、コントローラの出力電圧V<sub>OUT</sub>のスタートアップは、TK/SSピンの電圧によって制御されます。TK/SSピンの電圧が0.6Vの内部リファレンスより低いと、LTC3866はV<sub>FB</sub>の電圧を0.6VのリファレンスではなくTK/SSピンの電圧に制御します。このため、外付けコンデンサをTK/SSピンからSGNDに接続することにより、TK/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。1.25 $\mu$ Aの内部プルアップ電流源がこのコンデンサを充電し、TK/SSピンに電圧ランプを発生します。TK/SS電圧が0Vから0.6V(さらにそれより上)に直線的に上昇するのに応じて、出力電圧V<sub>OUT</sub>もゼロからその最終値まで円滑に上昇します。代わりに、TK/SSピンを使って、V<sub>OUT</sub>の起動が別の電源の起動を**トラッキング**するようにすることができます。このためには通常、別の電源からグラウンドに接続された外付け抵抗分圧器をTK/SSピンに接続する必要があります(「アプリケーション情報」のセクションを参照)。コントローラをディスエーブルするためにRUNピンが“L”になると、またはINTV<sub>CC</sub>が3.75Vの低電圧ロックアウト・スレッシュホールドを下回ると、TK/SSピンが内部MOSFETによって“L”に引き下げられます。低電圧ロックアウトのときは、コントローラがディスエーブルされ、外付けMOSFETがオフに保たれます。

### 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)

LTC3866は、高効率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。強制連続動作を選択するには、MODE/PLLINピンをSGNDに接続します。パルススキップ・モードの動作を選択するには、MODE/PLLINピンをINTV<sub>CC</sub>に接続します。Burst Mode動作を選択するには、MODE/PLLINピンをフロート状態にします。コントローラがBurst Mode動作にイネーブルされているとき、ITHピンの電圧が低い値を示していても、インダクタのピーク電流は最大検出電圧の約3分の1に設定されます。平均インダクタ電流が負荷

電流より高いと、誤差アンプEAはITHピンの電圧を下げます。ITH電圧が0.5Vより下になると、内部のスリープ信号が“H”になり(「スリープ」モードがイネーブルされ)、両方の外部MOSFETがオフします。

スリープ・モードでは、負荷電流は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“L”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の外付け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(I<sub>REV</sub>)が外付け下側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で動作します。

強制連続動作では、インダクタ電流は軽負荷または大きな過渡状態で反転することができます。ピーク・インダクタ電流は、通常動作と全く同様に、ITHピンの電圧によって決まります。このモードでは、軽負荷での効率がBurst Mode動作の場合よりも低くなります。ただし、連続モードには出力リップルが小さく、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。

MODE/PLLINピンがINTV<sub>CC</sub>に接続されていると、LTC3866は軽負荷時にPWMパルススキップ・モードで動作します。非常に軽い負荷では、電流コンパレータI<sub>COMP</sub>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、外付けの上側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MODE/PLLINピン)

スイッチング周波数の選択は効率と部品サイズとのトレードオフになります。低周波数動作はMOSFETのスイッチング損失を減らして効率を上げますが、出力リップル電圧を低く抑えるには大きなインダクタンスや容量を必要とします。

MODE/PLLINピンが外部クロック・ソースによってドライブされていない場合、FREQピンを使ってコントローラの動作周波数を250kHz～770kHzに設定することができます。FREQピ



## 動作

ンから  $10\mu\text{A}$  の高精度電流が流れ出しているため、SGND との間で接続した 1 本の抵抗を使ってコントローラのスイッチング周波数を設定することができます。FREQ ピンの電圧とスイッチング周波数の関係を表す曲線が、後述の「アプリケーション情報」のセクションに示されています。

LTC3866 にはフェーズロック・ループ (PLL) が備わっており、MODE/PLLIN ピンに接続された外部クロック・ソースに内部発振器を同期させることができます。LTC3866 には PLL のループ・フィルタ・ネットワークが内蔵されています。フェーズ・ロック・ループは  $250\text{kHz} \sim 770\text{kHz}$  の範囲内の任意の周波数にロックすることができます。外部クロックにロックさせる前に、必ず周波数設定抵抗を接続してコントローラの初期スイッチング周波数を設定します。コントローラが同期するときは強制連続モードで動作します。

### 差動アンプによる出力電圧検出

LTC3866 は、真のリモートセンスを必要とするアプリケーション用に、低オフセット、高入力インピーダンス、ユニティゲイン、広帯域幅の差動アンプを備えています。負荷コンデンサの負荷を直接検出すると、高電流、低電圧のアプリケーションの安定化に大きな利点が得られます。このようなアプリケーションでは、基板上の配線による損失が全誤差のかなりの部分を占めることがあります。DIFFP を出力負荷に、DIFFN を負荷の接地に接続してください。図 1 を参照してください。

LTC3866 の差動アンプの標準的な出力スルーレートは  $2\text{V}/\mu\text{s}$  です。このアンプはユニティゲインに構成されており、DIFFP と DIFFN の差が SGND を基準にした DIFFOUT に変換されます。

DIFFP と DIFFN の PCB トレースは、基板上でリモートセンス・ポイントまで全経路にわたって相互に平行に配線するよう注意します。また、これらの敏感なトレースは回路内のどの高速スイッチング・ノードからも離します。理想的には、DIFFP と DIFFN のトレースを低インピーダンスのグランド・プレーンによってシールドして、信号の完全性を保ちます。

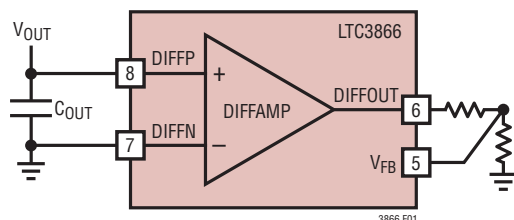


図 1. 差動アンプの接続

### パワーグッド (PGOOD ピン)

PGOOD ピンは内部 N チャネル MOSFET のオープン・ドレインに接続されています。VFB ピンの電圧が  $0.6\text{V}$  リファレンス電圧の  $\pm 10\%$  以内になると、MOSFET がオンして PGOOD ピンを “L” に引き下げます。RUN ピンが  $1.14\text{V}$  より低くなるか、または LTC3866 がソフトスタートまたはトラッキングアップ・フェーズのときも、PGOOD ピンは “L” に引き下げられます。VFB ピンの電圧が  $\pm 10\%$  のレギュレーション範囲内に入ると、MOSFET がオフするので、外付け抵抗によってこのピンを最大  $6\text{V}$  の電源までプルアップすることができます。VFB ピンがレギュレーション範囲内に入ると、PGOOD ピンは直ちにパワーグッドを示します。ただし、VFB がレギュレーション範囲を外れるときは、 $20\mu\text{s}$  の内部パワーバッド・マスクが生じます。

### 出力過電圧保護

過電圧コンパレータ OV は、過渡的なオーバーシュート ( $>10\%$ ) や、出力に過電圧を生じる恐れのある他のより深刻な状態からデバイスを保護します。このような場合、過電圧状態が解消されるまで上側 MOSFET はオフし、下側 MOSFET はオンします。

### 低電圧ロックアウト

LTC3866 には低電圧状態の場合にコントローラを保護するのに役立つ 2 つの機能が備わっています。高精度 UVLO コンパレータは、INTVCC 電圧を常時モニタして、適切なゲート・ドライブ電圧が確実に存在するようにします。INTVCC が  $3.75\text{V}$  を下回ると、このコンパレータによってスイッチング動作がロックアウトされます。INTVCC に乱れが生じたときの発振を防ぐため、UVLO コンパレータには  $600\text{mV}$  の高精度ヒステリシスがあります。

低電圧状態を検出するもう 1 つの方法は V<sub>IN</sub> 電源をモニタすることです。RUN ピンには  $1.22\text{V}$  の高精度ターンオン・リファレンスが備わっているため、V<sub>IN</sub> が十分高いときは、V<sub>IN</sub> への抵抗分圧器を使ってデバイスをオンすることができます。RUN ピンの電圧が  $1.22\text{V}$  を超えると、さらに  $4.5\mu\text{A}$  の電流が RUN ピンから流れ出します。RUN コンパレータ自体には約  $80\text{mV}$  のヒステリシスがあります。抵抗分圧器の値を調節することにより、RUN コンパレータの追加のヒステリシスを設定することができます。V<sub>IN</sub> の低電圧を高精度に検出するには、V<sub>IN</sub> を  $4.75\text{V}$  より高くする必要があります。

## アプリケーション情報

このデータシートの最初のページの「標準的応用例」はLTC3866の基本的な応用回路です。LTC3866は非常に低いDCR値での使用のために設計、最適化されており、そのための検出信号のノイズに対する感度を14dB改善する新たなアプローチを使用しています。DCRによる検出は高価な電流検出抵抗を省くことができ、特に高電流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。しかし、DCRの値が $1\text{m}\Omega$ を下回ると信号対ノイズ比が低くなり、電流検出が困難になります。LTC3866では弊社独自の技術でこの問題を解決しました。一般に、外付け部品の選択は負荷条件でほぼ決まり、DCRとインダクタの値から始めます。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。

### 電流制限のプログラミング

ILIMピンは5レベル・ロジック入力で、コントローラの最大電流制限を設定します。ILIMを接地するか、フロート状態にするか、INTV<sub>CC</sub>に接続すると、最大電流検出スレッシュホールドの標準値はそれぞれ10mV、20mV、30mVになります。ILIMをINTV<sub>CC</sub>の4分の1と、INTV<sub>CC</sub>の4分の3にする設定で最大電流センスしきい値15mVおよび25mVにする設定。

どの設定を使うべきでしょうか。電流制限を最も正確にするには、出力の要件に適応する最も高い設定を使用してください。

### SNSD<sup>+</sup>、SNSA<sup>+</sup> および SNS<sup>-</sup>ピン

SNSA<sup>+</sup>ピンとSNS<sup>-</sup>ピンは電流コンパレータの入力で、SNSD<sup>+</sup>ピンは内部アンプの入力です。内部差動アンプが出力のリモート・センスに使用されている場合、SNSA<sup>+</sup>、

SNS<sup>-</sup>およびSNSD<sup>+</sup>の動作入力電圧範囲は0V～3.5Vです。電流コンパレータまたはアンプに接続されている全ての非反転センスピンは入力電流が1 $\mu\text{A}$ 未満の高インピーダンスですが、SNS<sup>-</sup>ピンから接地へは約300k $\Omega$ の抵抗があります。SNS<sup>-</sup>は直接V<sub>OUT</sub>に接続する必要があります。SNSD<sup>+</sup>ピンはインダクタのL/DCRに合うR1C1の時定数を持つフィルタに接続します。SNSA<sup>+</sup>ピンはR1C1の5分の1の時定数を持つ第2のフィルタに接続します。通常動作時にこれらのピンをフロート状態にしないよう注意してください。フィルタ部品、特にコンデンサはLTC3866の近くに配置し、検出ラインは電流検出素子の下の4端子接続点まで互いに近づけて配線します(図2を参照)。LTC3866はインダクタ電流の検出に非常に低いDCR値を使用するように設計されていますので、浮遊抵抗、容量、インダクタンスに注意を払わなければ電流センス信号に乱れが生じてプログラムされた電流制限値が予測が付かなくなります。図3に示すように、抵抗R1とR2は出力のインダクタに近く、コンデンサC1、C2はこのICのピンの近くに配置してセンス信号へのノイズの混入を回避します。

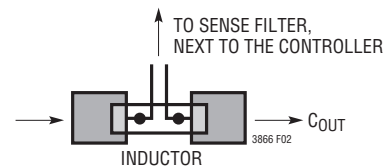


図2. インダクタ DCR の検出線の配置

## アプリケーション情報

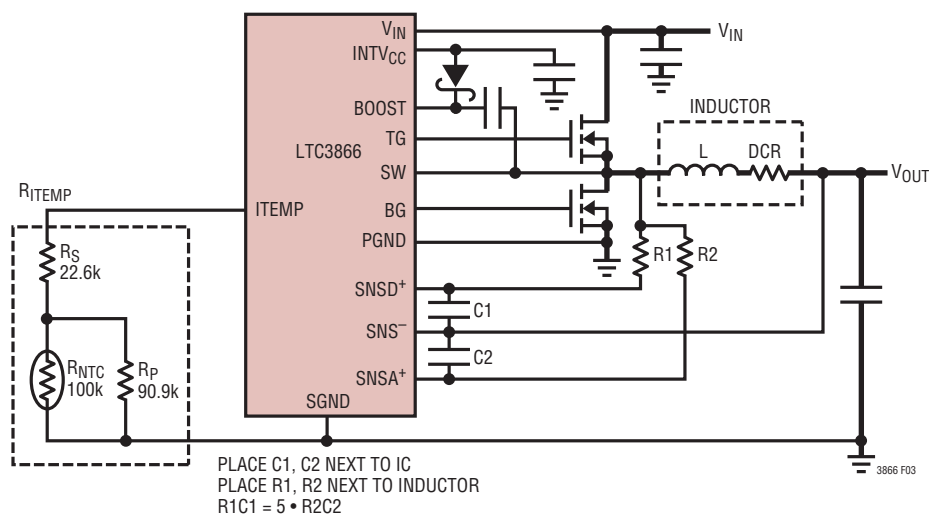


図3. インダクタのDCRによる電流検出

LTC3866はまたSNSD+ピンを接地に接続してディスエーブルし、通常の電流モードコントローラのように使用することも可能です。出力のインダクタ信号の検出には抵抗 $R_{SENSE}$ またはRCフィルタを使用してSNSA+ピンへ接続することができます。RCフィルタを使用する場合は、その時定数 $R \cdot C$ は出力インダクタの $L/DCR$ と等しくなります。こうしたアプリケーションでは電流制限値と $V_{SENSE(MAX)}$ は規定の $ILIM$ とSNSA+の動作電圧範囲よりも5倍大きく、SNS-は0V～5.25Vです。内部の差動アンプを使用しない場合は、5Vの出力電圧は標準的応用例セクションに示すように生成できます。

## インダクタのDCRによる検出

LTC3866は可能な限り最高の効率を要する高負荷電流アプリケーション用に特に設計されており、ミリオームを下回るインダクタのDCRの信号でも検出可能です(図3)。DCRはインダクタの銅線の直流(DC)巻き線抵抗で、高電流インダクタでは $1m\Omega$ を下回ることも珍しくありません。高電流、低出力電圧のアプリケーションでは、高DCRまたはセンス抵抗での伝導損失は電力効率を大きく減少します。特定の出力要件については、最大希望検出電圧を満たすDCRを持つインダクタを選択し、次に示すセンスピン・フィルタと出力インダクタ特性との関係を使用します。

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

$$L/DCR = R1 \cdot C1 = 5 \cdot R2 \cdot C2$$

ここで、

$V_{SENSE(MAX)}$ : 特定の $ILIM$ しきい値に対する最大検出電圧

$I_{MAX}$ : 最大負荷電流

$\Delta I_L$ : インダクタのリプル電流

L, DCR: 出力インダクタ特性

R1, C1: SNSD+ピンのフィルタ時定数

R2, C2: SNSA+ピンのフィルタ時定数

全動作温度範囲にわたって負荷電流が確実に供給されるようにするためには、DCRの温度係数(約 $0.4\%/^{\circ}C$ )を考慮に入れてください。LTC3866はDCR温度補償回路を備えており、この回路にはNTC(負の温度係数)検出抵抗を用います。詳細については、「インダクタDCR検出による温度補償」のセクションを参照してください。



## アプリケーション情報

C1とC2は通常、0.047μF～0.47μFの範囲で選択します。C1とC2を220nFと選び、インダクタをDCR0.32mΩで330nHを選択した場合、R1とR2はそれぞれ4.7kと942Ωとなります。SNSD<sup>+</sup>とSNSA<sup>+</sup>でのバイアス電流はそれぞれ約30nAと500nAで、これが検出電流に少しの誤差をもたらします。

R1とR2にはデューティ・サイクルに関して少しの電力損失があり、最大入力電圧では連続モードの場合に次のように最大となります。

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

R1とR2の電力定格がこの値より大きいことを確認します。しかし、DCRでの検出は検出抵抗での導通損失を回避し、高負荷では効率がより高くなります。電流検出信号のSN比を良い値に保つには、40%以下のデューティ・サイクルでは2mVの最小ΔV<sub>SENSE</sub>の使用を推奨します。実際のリップル電圧は次式から求めることができます。

$$\Delta V_{\text{SENSE}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \cdot \frac{V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}}{R1C1 \cdot f_{\text{OSC}}}$$

## NTCサーミスタを用いたインダクタDCR検出による温度補償

DCR検出アプリケーションでは、幅広い温度範囲での電流制限値の正確さが求められる場合にはインダクタの巻き線抵抗の温度係数を考慮する必要があります。インダクタで主に使用されているのは銅で、この温度係数は正で約4000ppm/°Cです。LTC3866はITEMPピンの使用でこの温度に対する変化を是正する機能を備えています。ITEMPピンからは10μAの高精度電流が流れ出します。図3の抵抗網、R<sub>ITEMP</sub>でNTC(負の温度係数)を持つサーミスタを使用して、幅広い動作温度範囲で電流制限しきい値を維持できます。補正のかかるITEMP電圧の範囲は0.7V以下です。このピンをフロートにしておくと、その電圧はINTV<sub>CC</sub>で、これは約5.5Vです。ITEMPピンの電圧が0.7Vより高いと温度補償はかかりません。

温度補償に使用する部品の選択には次のガイドラインを使用してください。周囲温度25°Cでの最初の補償は次の通りです。

$$I_{\text{TEMP}} \cdot R_{\text{ITEMP}} = 0.7V (25^\circ\text{C})$$

R<sub>ITEMP</sub>はITEMPピンに接続されたサーミスタを含む抵抗網です。

ITEMP = 10μAなので、抵抗網の抵抗R<sub>ITEMP</sub> = 70kΩ(25°C)と選択します。

$$TC_{R_{\text{ITEMP}}} = -(1.5/0.7) \cdot TC_{\text{DCR}}$$

通常銅でできたDCRの温度係数はTC<sub>DCR</sub> = 4000ppm/°Cです。理想的な補償にはR<sub>ITEMP</sub>の温度係数は次のようになる必要があります。

$$TC_{R_{\text{ITEMP}}} = -(1.5/0.7) \cdot 4000 \text{ ppm}/^\circ\text{C} = -8570 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$$

例えば、ムラタの100kΩ、B = 4334のNTCサーミスタの非直線温度特性は次のように表わされます：R[T] = R[T<sub>0</sub>] • EXP B (1/T - 1/T<sub>0</sub>) (T<sub>0</sub>は300°Kでの抵抗値)。抵抗R<sub>S</sub>とR<sub>P</sub>(各22.6kと90.9k)を使用して図4のように抵抗網を直線化します。電流制限のしきい値はインダクタの温度範囲25°Cから100°C以上にわたって図5のように補償されます。温度補償を施せば、プログラムした電流検出限度の範囲全てに渡って有効となります。

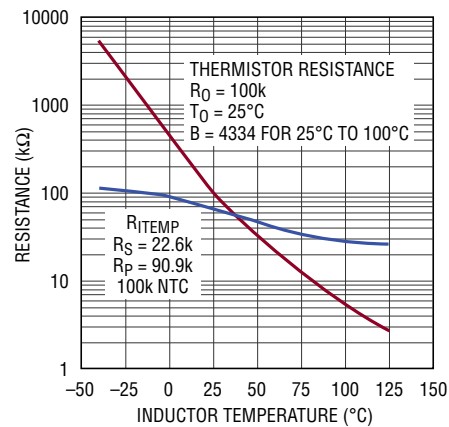


図4. ITEMPPピンのネットワークおよび100k NTCの抵抗値と温度

## アプリケーション情報

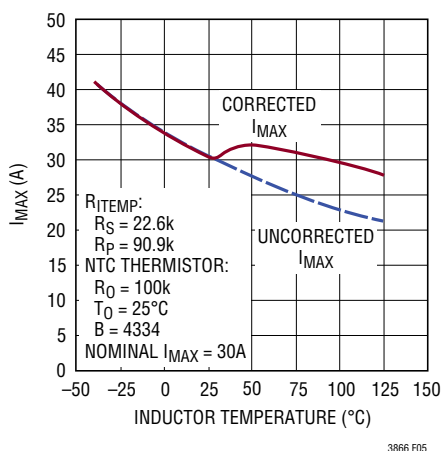


図5. NTC温度補償を行う場合と行わない場合のワーストケースの $I_{MAX}$ 対インダクタ温度の曲線

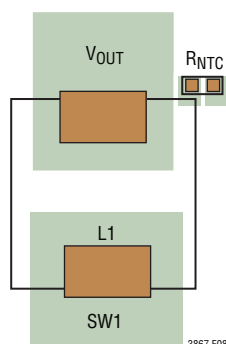


図6. サーミスタの配置。インダクタ温度の高精度の検出を行うためにサーミスタをインダクタの隣に配置する。ただし、ITEMPピンはスイッチ・ノードおよびゲート・ドライブのトレースから離しておく

最も高精度の温度検出を行うには、図6に示すように、サーミスタをインダクタの隣に配置します。ITEMPセンスラインはスイッチのノードから遠ざけるようにしてください。

### プリバイアスされた出力の起動

出力コンデンサがプリバイアスされた状態で電源を起動する必要がある状況が生じることがあります。この場合、出力のプリバイアスを放電せずに起動することが必要です。LTC3866は出力を放電せずにプリバイアスしたものに安全に起動できます。

LTC3866は、TK/SSピンの電圧と内部ソフトスタート電圧が $V_{FB}$ ピンの電圧より高くなるまで、TGとBGの両方をディスエー

ブルすることによってこれを実現します。 $V_{FB}$ がTK/SSまたは内部ソフトスタート電圧より高いと、エラーアンプの出力は“L”になります。制御ループはBGをオンにしようとし、これが出力を放電します。BGとTGをディスエーブルすると、プリバイアスされた出力電圧の放電が防止されます。TK/SSと内部ソフトスタートの両方が、500mVか $V_{FB}$ のどちらか低い方を超えると、TGとBGがイネーブルされます。プリバイアスがOVスレッショルドより高いと、下側ゲートが直ちにオンして、出力をレギュレーション範囲に戻します。

### 過電流フォールトからの回復

電源の出力にプリセットされた電流制限を超える負荷がかかると、負荷によって安定化出力電圧が低落します。出力は、非常に低インピーダンスの経路を通したグランドへの短絡、または抵抗性の短絡が可能です。この場合、負荷電流がプリセットされた電流制限に等しくなるまで、出力は部分的に低落します。コントローラは短絡への電流をソースし続けます。「標準的性能特性」のセクションの電流フォールドバックのグラフに示すように、ソースされる電流の大きさは $I_{LIM}$ ピンの設定と $V_{FB}$ 電圧に依存します。

短絡の解除時に、出力は内部ソフトスタート機能を使ってソフトスタートを行うので、出力のオーバーシュートが低減されます。この機能がないと、出力コンデンサは電流が制限されて充電されることになり、出力容量を最小限に抑えたアプリケーションでは、これによって出力のオーバーシュートが生じる可能性があります。過電流からの回復時に、電流制限フォールドバックはディスエーブルされません。ハードな短絡から再起動するため、負荷はフォールドバック電流制限スレッショルドより下にステップする必要があります。

### 過熱保護

周囲温度や負荷が過大で、エアフローまたはヒートシンクが十分でないと、デバイス、インダクタ、FETなどが高温に曝される可能性があります。この熱ストレスは部品の寿命を短くし、深刻な場合には直ちに致命的損傷を与える恐れがあります (Note 4)。過度の熱ストレスから電源を保護するため、LTC3866には固定のチップ温度に基づいたサーマルシャットダウンが備わっています。内部サーマルシャットダウンは約 $160^\circ C$ に設定されており、 $10^\circ C$ のヒステリシスがあります。デバイスが $160^\circ C$ に達すると、デバイスが $150^\circ C$ 以下にクールダウンするまで、TGとBGの両方がディスエーブルされます。

## アプリケーション情報

### インダクタの値の計算

望みの入力電圧と出力電圧が与えられると、インダクタ値と動作周波数 $f_{OSC}$ によって直ちにインダクタのピーク・トゥ・ピーク・リップル電流が決まります。

$$I_{RIPPLE} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \left( \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f_{OSC} \cdot L} \right)$$

リップル電流が小さいと、インダクタのコア損失、出力コンデンサのESR損失、さらに出力電圧リップルが減少します。このように、周波数が低くリップル電流が小さい場合に最も高効率の動作が得られます。ただし、これを達成するには大きなインダクタが必要です。

妥当な出発点として、 $I_{OUT(MAX)}$ の約40%のリップル電流を選択します。入力電圧が最大ときに最大リップル電流が生じることに注意してください。リップル電流が規定された最大値を超えないように保証するには、次式に従ってインダクタを選択します。

$$L \geq \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f_{OSC} \cdot I_{RIPPLE}} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

### インダクタのコアを選択

インダクタンス値が決定されたら、次にインダクタの種類を選択する必要があります。インダクタ値が同じ場合、コア損失はコア・サイズではなく、選択したインダクタンスによって大きく異なります。インダクタンスが増加するとコア損失が減少します。インダクタンスを大きくするにはワイヤの巻数を増やす必要があるため、残念ながら銅損失が増加します。

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

### パワー MOSFET とショットキー・ダイオード (オプション) の選択

少なくとも2個の外付けパワー MOSFET を選択する必要があります。上側 (メイン) スイッチ用に1個のNチャンネル MOSFET、下側 (同期) スイッチ用に1個以上のN-チャンネル MOSFET です。選択された全ての MOSFET の個数、種類およびオン抵抗は、MOSFET が使用される実際の場所 (メインまたは同期) とともに降圧比を考慮に入れます。出力電圧が入力電圧の1/3より小さいアプリケーションの上側 MOSFET には、はるかに小型で入力静電容量の小さな MOSFET を使用します。 $V_{IN} \gg V_{OUT}$  のアプリケーションでは、上側 MOSFET のオン抵抗は、300kHz を超える動作周波数での入力容量に比べて、全体の効率に対して通常重要ではありません。MOSFET のメーカーは、スイッチング・レギュレータのアプリケーションのメイン・スイッチ用に、オン抵抗が適度に低く、入力容量を大幅に下げた専用デバイスを設計しています。

MOSFET のピーク・トゥ・ピークのゲート・ドライブ・レベルは内部レギュレータ電圧  $V_{INTVCC}$  によって設定されるので、ほとんどのアプリケーションではロジックレベル・スレッシュホールドの MOSFET を使用する必要があります。MOSFET の  $BV_{DSS}$  の仕様にも十分注意を払ってください。ロジック・レベル MOSFET の多くは 30V 以下に制限されています。パワー MOSFET の選択基準には、オン抵抗  $R_{DS(ON)}$ 、入力容量、入力電圧、最大出力電流などがあります。MOSFET の入力容量は複数の構成要素が組み合わされたものですが、ほとんどのデータシートに含まれる標準的ゲート電荷曲線 (図7) から得られます。この曲線は、コモンソースの電流源負荷段のゲートに一定の入力電流を強制し、時間に対してゲート電圧をプロットして作成されたものです。

最初の傾斜した部分は、ゲート・ソース間およびゲート・ドレイン間容量の影響によるものです。曲線の平坦な部分はドレインが電流源負荷両端の電圧を下げるのに伴うドレイン-ゲート間容量のミラー乗算効果の結果です。上側の傾斜した部分は、ドレイン-ゲート間蓄積容量とゲート・ソース間容量によるものです。ミラー電荷 (曲線が平坦な a から b までの水平軸のクーロン値の増加分) は特定の  $V_{DS}$  ドレイン電圧に対して規

## アプリケーション情報

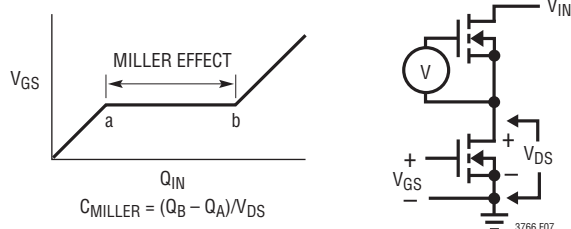


図7. ゲート電荷特性

定されていますが、曲線で規定されている  $V_{DS}$  値に対するアプリケーションの  $V_{DS}$  の比を掛けることにより、異なった  $V_{DS}$  電圧に対して補正することができます。  $C_{MILLER}$  項を推定する方法として、メーカーのデータシートで a 点から b 点までのゲート電荷の変化を求め、規定されている  $V_{DS}$  電圧で割ります。  $C_{MILLER}$  は上側 MOSFET の過渡損失項を決める最重要選択基準ですが、MOSFET のデータシートで直接規定されてはいません。  $C_{RSS}$  と  $C_{OS}$  は規定されていることがありますが、これらのパラメータの定義は記載されていません。コントローラが連続モードで動作しているとき、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。

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

$$\text{Synchronous Switch Duty Cycle} = \left( \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

最大出力電流でのメイン MOSFET と同期 MOSFET の電力損失は以下の式で与えられます。

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

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

ここで、 $\delta$  は  $R_{DS(ON)}$  の温度依存性、 $R_{DR}$  は上側ドライバの実効抵抗 ( $V_{GS} = V_{MILLER}$  のとき約  $2\Omega$ )、 $V_{IN}$  はドレイン電位および特定のアプリケーションのドレイン電位の変化です。  $V_{TH(MIN)}$  はパワー MOSFET のデータシートの規定ドレイン電流で規定されている標準ゲート・スレッショルド電圧です。  $C_{MILLER}$  は MOSFET のデータシートのゲート電荷曲線と上述の手法を使って計算した容量です。

$I^2R$  損失の項は両方の MOSFET に共通していますが、上側 N チャネルの式にはさらに遷移損失の項があり、これは入力電圧が最大るとき最大になります。  $V_{IN} < 20V$  では、高電流のときの効率は一般に大型 MOSFET を使用すると向上しますが、 $V_{IN} > 20V$  では遷移損失が急激に増加し、実際には  $C_{MILLER}$  が小さくて  $R_{DS(ON)}$  が大きなデバイスを使用する方が効率が高くなるポイントにまで達します。同期 MOSFET の損失は、上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で、または同期スイッチが周期の 100% 近くオンになる短絡時に最も大きくなります。

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

同期 MOSFET にかげられたオプションのショットキー・ダイオードは、2 個の大型パワー MOSFET の導通期間と導通期間の間のデッドタイム中にだけ導通します。これにより、下側 MOSFET のボディ・ダイオードがデッドタイムの間オンして電荷を蓄積するのを防止し、効率を数% 低下させる逆回復時間を不要にします。2A ~ 8A のショットキー・ダイオードは平均電流が比較的小さいため、両方の動作領域にとって一般に妥当な選択といえます。これより大きなダイオードは接合容量が大きいため遷移損失が増加します。

C<sub>IN</sub> と C<sub>OUT</sub> の選択

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  $(V_{OUT}) / (V_{IN})$  の方形波になります。大きな過渡電圧を防止するには、1 つのチャンネルの最大 RMS 電流に対応できる容量の低 ESR コンデンサを使用します。コンデンサの最大 RMS 電流は次式で与えられます。

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



## アプリケーション情報

この式は  $V_{IN} = 2V_{OUT}$  で最大値をとります。ここで、 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$  です。大きく変化させてもそれほど状況が改善されないため、一般にはこの単純な最悪条件が設計に使用されます。多くの場合、コンデンサ・メーカーはリップル電流定格をわずかに2000時間の寿命時間によって規定しています。このため、コンデンサをさらにデレーティングする、つまり要求条件よりも高い温度定格のコンデンサを選択するようにしてください。サイズまたは高さの設計条件に適合させるため、複数のコンデンサを並列に接続することができます。LTC3866の動作周波数は高いので、 $C_{IN}$  にセラミック・コンデンサを使用することもできます。疑問点については必ずメーカーに問い合わせてください。

小型設計ではセラミック・コンデンサが広く普及してきていますが、いくつかの注意点を守る必要があります。X7R、X5R および Y5V は誘電体層に使われるセラミック材のいくつかの例ですが、これらの異なった誘電体は、印加される電圧や温度の条件により、容量値に与える影響が大きく異なります。物理的には、印加される電圧の変化により容量値が変化すると、圧電効果が付随し、音を生じます。可聴周波数で変化する電流を流す負荷の場合、付随して変化する入力電圧をセラミック・コンデンサに生じ、可聴信号を生じることがあります。二次的な問題は、電荷の増加に伴って容量が減少しつつあるセラミック・コンデンサへ逆流するエネルギーに関係しています。電圧が上昇するにつれて容量値が減少するため、供給されている一定の電流よりもかなり高い速度で電圧が上昇することがあります。それでも、セラミック・コンデンサは ESR が非常に小さいので、適切なものを選択して使用すると、全体の損失を最小限に抑えることができます。

小さな ( $0.1\mu\text{F} \sim 1\mu\text{F}$ ) バイパス・コンデンサ、 $C_{IN}$  を LTC3866 に近づけて、デバイスの  $V_{IN}$  ピンとグランド間に配置することも推奨します。 $C_{IN}$  と  $V_{IN}$  ピン間に  $2.2\Omega \sim 10\Omega$  の抵抗を置くと、さらに絶縁されます。

$C_{OUT}$  は必要な等価直列抵抗 (ESR) に基づいて選択します。一般に、ESR の要件が満たされると、その容量はフィルタ処理を行うのに十分です。定常状態の出力リップル ( $\Delta V_{OUT}$ ) は次式で決まります。

$$\Delta V_{OUT} \approx \Delta I_{RIPPLE} \left( ESR + \frac{1}{8fC_{OUT}} \right)$$

ここで、 $f$  = 動作周波数、 $C_{OUT}$  = 出力容量、 $\Delta I_{RIPPLE}$  = インダクタのリップル電流です。 $\Delta I_{RIPPLE}$  は入力電圧に応じて増加するため、出力リップルは入力電圧が最大のときに最も大きくなります。以下のことを仮定すると、 $\Delta I_{RIPPLE} = 0.4I_{OUT(MAX)}$  のとき出力リップルは最大  $V_{IN}$  で  $50\text{mV}$  より小さくなります。

$$C_{OUT} \text{ 必要とする } ESR < N \cdot R_{SENSE}$$

および

$$C_{OUT} > \frac{1}{(8f)(R_{SENSE})}$$

小型表面実装パッケージの低 ESR コンデンサの登場により、物理的に非常に小さな実装が可能になりました。ITH ピンを使ってスイッチング・レギュレータのループを外部で補償することができるので、出力コンデンサの種類を非常に広い範囲で選択することができます。コンデンサのそれぞれの種類のインピーダンス特性は理想的コンデンサとはかなり異なっているため、設計段階で正確なモデリングまたはベンチ評価が必要です。ニチコン、日本ケミコン、三洋電機などのメーカーの高性能スルーホール・コンデンサを検討します。三洋製の OS-CON 半導体誘電体コンデンサとパナソニックの SP 表面実装コンデンサは (ESR・サイズ) の積が優れています。

$C_{OUT}$  の ESR 要件が満たされていると、RMS 電流定格は一般に  $I_{RIPPLE(P-P)}$  の要件をはるかに上回ります。AVX、太陽誘電、村田製作所、および TDK のセラミック・コンデンサは、容量値が大きく、ESR が非常に小さいので、出力電圧の低いアプリケーションに特に適しています。

表面実装のアプリケーションでは、アプリケーションの ESR 要件または RMS 電流処理要件を満たすため、複数のコンデンサを並列に接続する必要があるかもしれません。アルミ電解コンデンサと乾式タンタル・コンデンサの両方とも表面実装タイプが提供されています。新型の特殊ポリマー表面実装コンデンサも ESR は非常に小さいのですが、単位体積あたりの容量密度ははるかに低くなります。タンタル・コンデンサの場合、スイッチング電源に使用するためのサージテストが実施されていることが不可欠です。表面実装タンタル・コンデンサの AVX の TPS、AVX の TPSV、KEMET の T510 シリーズまたは表面実装特殊ポリマー・コンデンサのパナソニックの SP シリーズが最適で、高さが  $2\text{mm} \sim 4\text{mm}$  のケースで供給されています。

## アプリケーション情報

他のコンデンサの種類としては、三洋電機のPOSCAP、三洋電機のOS-CON、ニチコンのPLシリーズ、そしてSpragueの595Dシリーズなどがあります。その他の特長についてはメーカーにお問い合わせください。

### 差動アンプ

LTC3866は真のリモート電圧検出機能を備えています。検出接続点は、緊密に結合した1対の共通PCトレースを介して、負荷から差動アンプの入力に戻します。差動アンプは、グラウンド・ループの乱れや、PC基板のフィードバック・トレースへの容量性や誘導性の放射によって生じた同相信号を除去します。LTC3866の差動アンプのDIFFP入力インピーダンスは80k $\Omega$ です。これは直接出力に接続するように設計されています。差動アンプの出力は分圧器を介してV<sub>FB</sub>ピンに接続し、出力電圧を設定します。

### 外部のソフトスタートとトラッキング

LTC3866は自己でソフトスタートを行うか、または別のチャネルや外部電源の出力をトラッキングする能力があります。コントローラが自己でソフトスタートするように構成設定されている場合、コンデンサをそのTK/SSピンに接続するか、または内部ソフトスタートを使用することができます。RUNピンの電圧が1.14Vより低い場合、コントローラはシャットダウン状態であり、そのTK/SSピンはこのシャットダウン状態ではアクティブにグラウンドに引き下げられます。RUNピンの電圧が1.22Vを超えるとコントローラが起動します。次いで、1.25 $\mu$ Aのソフトスタート電流がTK/SSのソフトスタート・コンデンサの充電を開始します。ソフトスタートまたはトラッキングはコントローラの最大出力電流を制限することによってではなく、TK/SSピンのランプ・レートに従って出力ランプ電圧を制御することによって実現されることに注意してください。滑らかなソフトスタートまたはトラッキングを実現するため、電流フォールドバックはこの段階の間ディスエーブルされます。ソフトスタートまたはトラッキングの範囲は、TK/SSピンが0V～0.6Vの電圧範囲になるように定められます。合計ソフトスタート時間は次のように計算できます。

$$t_{\text{SOFTSTART}} = 0.6 \cdot \frac{C_{\text{SS}}}{1.25\mu\text{A}}$$

MODE/PLLINピンで選択されたモードに関係なく、TK/SS = 0.5Vまではコントローラは常に不連続モードで起動します。

TK/SS = 0.5V～0.54Vでは強制連続モードで動作し、TK/SS > 0.54Vになると選択されたモードに復帰します。40mVの強制連続モード範囲の間は出力リップルが最小限に抑えられ、クリーンなPGOOD信号を保証します。チャネルが別の電源をトラッキングするように構成されると、その別の電源の帰還電圧が抵抗分圧器によって再現され、TK/SSピンに与えられます。したがって、このピンの電圧ランプレートは別の電源の電圧のランプレートによって決まります。内部ソフトスタート・ランプより遅い別の電源のトラッキングのみを行うことができます。ソフトスタート・コンデンサの小さな充電電流が常に流れており、小さなオフセット誤差が生じることに注意してください。この誤差を最小限に抑えるために、この誤差を無視できるほどの小さいトラッキング抵抗分圧器の値を選択します。ソフトスタート・フェーズが終了した後、別のチャネルまたは電源をトラックダウンするため、LTC3866はV<sub>FB</sub>が0.54Vの低電圧スレッシュホールドを下回ると、MODE/PLLINピンの設定に関係なく、直ちに連続モードの動作に強制されます。ただし、負荷がないときは常にLTC3866を強制連続モードのトラックダウンに設定します。TK/SSが0.1Vより低くなると、コントローラは不連続モードで動作します。

LTC3866を使用すると、ユーザーはTK/SSピンにより、その出力がどのようにランプアップ/ランプダウンするかを設定することができます。図8に示すように、これらのピンを介して、別の電源の出力を同時トラッキング、または比例トラッキングするように出力を設定することができます。以下の説明では、V<sub>OUT2</sub>はスレーブとしてのLTC3866の出力を指し、V<sub>OUT1</sub>はマスタとしての別の電源の出力を指します。図8aの同時トラッキングを実現するには、追加の抵抗分圧器をV<sub>OUT1</sub>に接続し、その中点をスレーブ・コントローラのTK/SSピンに接続します。この分圧器の比は、図9aに示すスレーブ・コントローラの帰還分圧器の比と同じ値にします。このトラッキング・モードでは、V<sub>OUT1</sub>はV<sub>OUT2</sub>より高く設定する必要があります。図8bの比例トラッキングを実現するには、V<sub>OUT2</sub>の分圧器の比を図9bに示すマスタ・コントローラの帰還分圧器と同一にします。異なる抵抗を選択することにより、LTC3866は図8の2つのモードを含む異なるトラッキング・モードを実現することができます。

では、どちらのモードをプログラムすべきでしょうか。図8のどちらのモードも実際のほとんどのアプリケーションに使用できますが、何らかのトレードオフを行います。比例モードでは

## アプリケーション情報

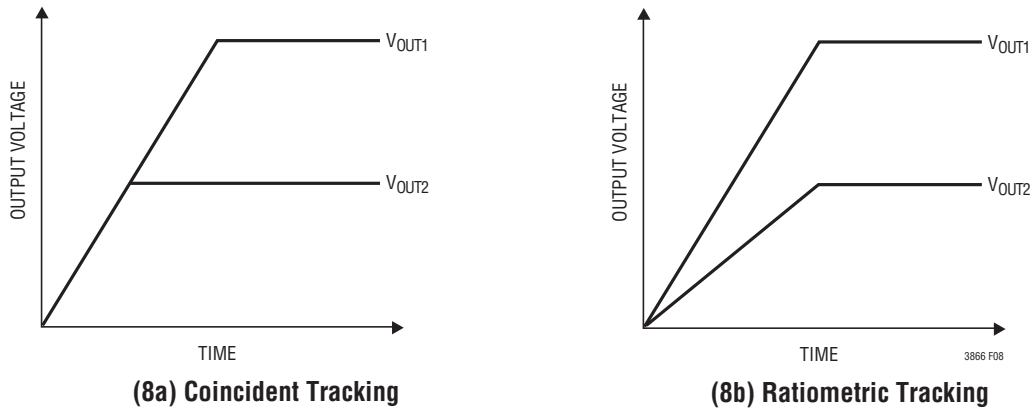


図8. 出力電圧トラッキングの2つの異なるモード

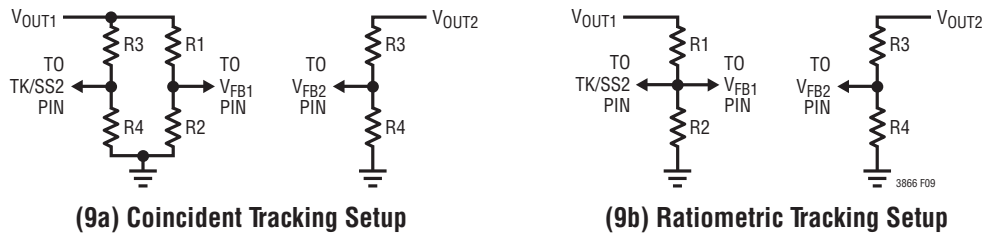


図9. 同時トラッキングと比例トラッキングの設定

一対の抵抗を省けますが、同時モードでは出力のレギュレーションが向上します。比例トラッキングでは、マスタ・コントローラの出力がダイナミックに変化するとき（たとえば、負荷過渡時）、スレーブ・コントローラの出力も影響を受けます。出力をさらに安定化するには、比例トラッキング・モードの代わりに、同時トラッキング・モードを使用します。

### INTV<sub>CC</sub> (LDO) と EXTV<sub>CC</sub>

LTC3866は真のPMOS LDOを備えており、V<sub>IN</sub>電源からINTV<sub>CC</sub>に電力を供給します。INTV<sub>CC</sub>はゲート・ドライバとLTC3866の内部回路のほとんどに電力を供給します。V<sub>IN</sub>が6Vより高いとき、LDOはINTV<sub>CC</sub>ピンの電圧を5.5Vに安定化します。EXTV<sub>CC</sub>はPチャネルMOSFETを介してINTV<sub>CC</sub>に接続され、その電圧が4.7Vより高いときに必要な電力を供給することができます。これらはどちらも100mAのピーク電流を供給することができ、最小4.7μFのセラミック・コンデンサまたは低ESR電解コンデンサでグラウンドにバイパスする必要があります。どのような種類のバルク・コンデンサを使用

するにしても、追加の0.1μFセラミック・コンデンサをINTV<sub>CC</sub>ピンとPGNDピンに隣接して接続することを強く推奨します。MOSFETゲート・ドライバが必要とする大きな過渡電流を供給するには、十分なバイパスが必要です。大きなMOSFETが高い周波数でドライブされる高入力電圧のアプリケーションでは、LTC3866の最大接合部温度定格を超える恐れがあります。ゲート充電電流によって左右されるINTV<sub>CC</sub>電流は、5.5V LDOまたはEXTV<sub>CC</sub>のどちらかによって供給することができます。EXTV<sub>CC</sub>ピンの電圧が4.5Vより低いと、LDOがイネーブルされます。この場合のデバイスの電力損失は最大となり、V<sub>IN</sub>・I<sub>INTVCC</sub>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されているように、ゲート充電電流は動作周波数に依存します。接合部温度は「電気的特性」の表のNote 2に示されている式を使用して推定することができます。たとえば、LTC3866のINTV<sub>CC</sub>電流は、UFパッケージでEXTV<sub>CC</sub>電源を使用していないとき、次に示すように、70°Cの周囲温度で38Vの電源の場合39mA以下に制限されます。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (39\text{mA})(38\text{V})(37^\circ\text{C/W}) \cong 125^\circ\text{C}$$



## アプリケーション情報

最大接合部温度を超えないようにするには、最大  $V_{IN}$  での連続導通モード (MODE/PLLIN = SGND) 動作時の入力電源電流をチェックする必要があります。EXTV<sub>CC</sub> に印加された電圧が 4.7V を上回ると、INTV<sub>CC</sub> LDO がオフして EXTV<sub>CC</sub> が INTV<sub>CC</sub> に接続されます。EXTV<sub>CC</sub> に印加された電圧が 4.5V を超えている限り、EXTV<sub>CC</sub> はオンのままです。EXTV<sub>CC</sub> を使用することにより、通常動作時に高効率のスイッチング・レギュレータの出力から MOSFET ドライバと制御用の電力を引き出すことができます。EXTV<sub>CC</sub> を介して規定値以上の電流が必要な場合は、EXTV<sub>CC</sub> ピンと INTV<sub>CC</sub> ピンの間に外付けショットキー・ダイオードを追加できます。EXTV<sub>CC</sub> ピンには 6V より高い電圧は印加しないで、EXTV<sub>CC</sub> <  $V_{IN}$  になるようにしてください。

ドライバ電流および制御電流に起因する  $V_{IN}$  電流は、(デューティ・サイクル)/(スイッチャの効率)に比例するため、EXTV<sub>CC</sub> から INTV<sub>CC</sub> 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。EXTV<sub>CC</sub> ピンを 5V 電源に接続すると、前の例の接合部温度は 125°C から次の値まで下がります。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (39\text{mA})(5\text{V})(37^\circ\text{C/W}) = 77^\circ\text{C}$$

ただし、低電圧出力の場合、出力から INTV<sub>CC</sub> の電力を得るには追加の回路が必要です。

EXTV<sub>CC</sub> の可能な 3 つの接続方法を次のリストにまとめておきます。

1. EXTV<sub>CC</sub> をオープンのままにします (または接地します)。こうすると、内部 LDO から INTV<sub>CC</sub> 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% ほど低下します。
2. EXTV<sub>CC</sub> を外部電源に接続します。5V の外部電源を利用できる場合、MOSFET ゲート・ドライブの要件に適合していれば、これを使用して EXTV<sub>CC</sub> に電力を供給することができます。
3. EXTV<sub>CC</sub> を出力から得られる昇圧ネットワークに接続します。3.3V レギュレータなどの低電圧レギュレータでは、4.7V 以上に昇圧した出力から得られる電圧に EXTV<sub>CC</sub> を接続すれば効率が改善されます。

主入力電源が 5V のアプリケーションでは、 $V_{IN}$  ピンと INTV<sub>CC</sub> ピンを相互に接続し、結合されたこれらのピンを、図 10 に示

すように 1Ω または 2.2Ω の抵抗を使って 5V 入力に接続し、ゲート充電電流によって生じる電圧降下を最小限に抑えます。これにより、INTV<sub>CC</sub> リニア・レギュレータが無効になり、損失電圧によって INTV<sub>CC</sub> が低くなりすぎないようにします。INTV<sub>CC</sub> 電圧が MOSFET の  $R_{DS(ON)}$  テスト電圧 (ロジックレベルのデバイスの場合、標準 4.5V) に等しいか、それより高いことを確認します。

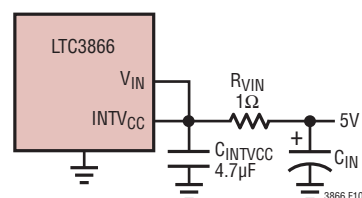


図 10. 5V 入力の設定

### 上側 MOSFET ドライバの電源 ( $C_B$ 、 $D_B$ )

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 にゲート・ドライブ電圧を供給します。SW ピンが “L” のとき、「機能図」のコンデンサ  $C_B$  が INTV<sub>CC</sub> から外付けダイオード  $D_B$  を介して充電されます。上側 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 MOSFET が導通し、上側スイッチがオンします。スイッチ・ノード電圧 (SW) が  $V_{IN}$  まで上昇し、それによって BOOST ピンが上昇します。上側 MOSFET がオンしているとき、ブースト電圧は入力電源より高くなります。

$$V_{BOOST} = V_{IN} + V_{INTVCC} - V_{DB}$$

昇圧コンデンサ  $C_B$  は上側 MOSFET の全入力容量の 100 倍の値が必要です。外付けショットキー・ダイオード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。ゲート・ドライブ・レベルは最終的にはレギュレータの総入力電流に基づいて調整します。何かを変更した結果入力電流が減少すれば効率が改善されています。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

### 出力電圧の設定

LTC3866の出力電圧は、図11に示すように、DIFFOUTピンに注意深く配置した外付け帰還抵抗分圧器によって設定されます。安定化された出力電圧は次式から求まります。

$$V_{OUT} = 0.6V \cdot \left( 1 + \frac{R_B}{R_A} \right)$$

周波数応答を改善するには、フィードフォワード・コンデンサ(C<sub>FF</sub>)を使うことができます。V<sub>FB</sub>ラインはインダクタやSWラインなどのノイズ源から離して配線するように十分注意してください。

プリント基板のコンダクタンスを流れる高電流による電圧降下の影響を最小に抑えるために、DIFFNとDIFFPセンスラインはそれぞれグランドと負荷出力の近くに接続してください。

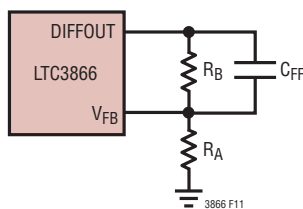


図 11. 出力電圧の設定

### フォールト状態・電流制限と電流フォールドバック

LTC3866には、出力がグランドに短絡したときに負荷電流を制限する電流フォールドバック機能が備わっています。出力が公称出力レベルの50%を下回ると、最大検出電圧はその設定された最大値からその最大値の1/3まで次第に低下します。フォールドバック電流制限は、TK/SSピンを使ったソフトスタートまたはトラックアップの間はディスエーブルされます。内部ソフトスタートではディスエーブルされません。デューティ・サイクルが非常に低いときの短絡状態では、LTC3866は短絡電流を制限するためにサイクル・スキップを開始します。この状況では下側MOSFETが大半の電力を消費しますが、通常動作時よりも少なくなります。短絡時のリップル電流は、次式のように、LTC3866の最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ (約90ns)、入力電圧およびインダクタ値によって決まります。

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

この結果、短絡電流は次式で求められます。

$$I_{SC} = \left( \frac{1/3 V_{SENSE(MAX)}}{R_{SENSE}} - \frac{1}{2} \Delta I_{L(SC)} \right)$$

短絡後、または内部ソフトスタートでの起動時は、負荷電流にフォールドバック電流制限を考慮するようにします。

### フェーズロック・ループと周波数同期

LTC3866には内部の電圧制御発振器(VCO)と位相検出器で構成されるフェーズロック・ループ(PLL)が内蔵されています。これにより、上側のMOSFETのターンオンを、MODE/PLLINピンに加えられた外部クロック信号の立ち上がりエッジにロックさせることができます。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ロックすることがありません。

位相検出器の出力は、内部フィルタ・ネットワークを充放電する1対の相補型電流源です。FREQピンから10 $\mu$ Aの高精度電流が流れ出します。これにより、MODE/PLLINピンに外部クロックが与えられない場合、1本の抵抗をSGNDに接続してスイッチング周波数を設定することができます。FREQピンと内蔵PLLフィルタ・ネットワークの間の内部スイッチがオンするので、フィルタ・ネットワークはFREQピンの電圧と同じ電圧までプリチャージすることができます。FREQピンの電圧と動作周波数の関係が図12に示されており、「電気的特性」の表で規定されています。外部クロックがMODE/PLLINピンで検出されると、上で述べた内部スイッチがオフし、FREQピンの影響を遮断します。LTC3866は周波数が内部VCOの範囲にある外部クロックにだけ同期できることに注意してください。これは250kHz～770kHzとなることが保証されています。簡略化したブロック図を図13に示します。

## アプリケーション情報

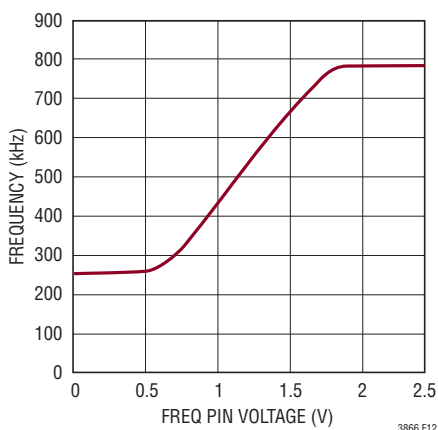


図12. 発振器の間関係 FREQピンの周波数と電圧

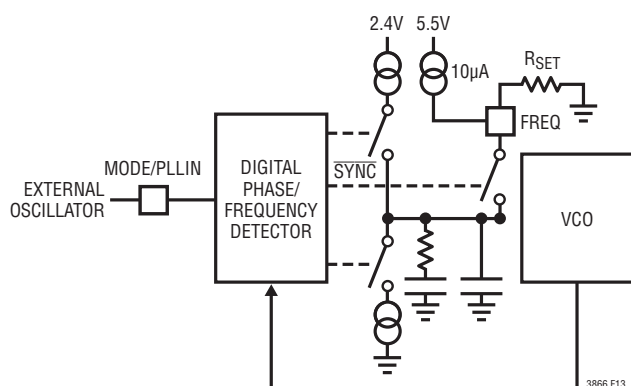


図13. フェーズロック・ループのブロック図

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、電流が位相検出器の出力から連続的にソースされ、フィルタ・ネットワークを引き上げます。外部クロックの周波数が $f_{OSC}$ より低いと、電流は連続的にシンクされ、フィルタ・ネットワークの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。フィルタ・ネットワークの電圧は、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、フィルタ・コンデンサ $C_{LP}$ がその電圧を保持します。

外部クロック入力(MODE/PLLINピンの)“H”のスレッシュホールドは標準で1.6V、“L”のスレッシュホールドは1Vです。

## 最小オン時間に関する検討事項

最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ は、LTC3866が上側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では、この最小オン時間のリミットに接近する可能性があるため、次の条件を満たすように注意が必要です。

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

デューティ・サイクルが最小オン時間で対応可能な値より低くなると、コントローラはサイクル・スキップを開始します。出力電圧は引き続き安定化されますが、電圧リップルと電流リップルが増加します。LTC3866の最小オン時間は(PCBのレイアウトに問題がなければ)約90ns、インダクタ電流リップルは最小30%、電流検出信号のリップルは少なくとも2mVです。最小オン時間はPCBの電圧ループや電流ループのスイッチング・ノイズの影響を受けることがあります。ピーク検出電圧が低下するに従って最小オン時間は約110nsまで次第に増加します。この点が、軽負荷でリップル電流が低い強制連続アプリケーションで特に懸念されます。この状況でデューティサイクルが最小オン時間のリミットを下回ると、大きなサイクル・スキップが発生する可能性があり、それに対応して電流および電圧リップルが大きくなります。

## 効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータのパーセント表示での効率は、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。個々の損失を解析して、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、多くの場合有益です。パーセント表示での効率は、次式で表すことができます。

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

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

回路内の電力を消費するすべての要素で損失が生じますが、LTC3866の回路の損失の大部分は4つの主な損失要因によって生じます。それは、1) デバイスの $V_{IN}$ 電流、2) INTV<sub>CC</sub>レギュレータ電流、3)  $I^2R$ 損失、4) 上側MOSFETの遷移損失です。



## アプリケーション情報

1.  $V_{IN}$  電流は「電気的特性」の表に記載されている DC 消費電流であり、MOSFET ドライバと制御回路の電流は含まれません。 $V_{IN}$  電流による損失は一般に大きくはありません (0.1% 未満)。
2.  $INTV_{CC}$  電流は MOSFET ドライバ電流と制御電流の和です。MOSFET ドライバ電流はパワー MOSFET のゲート容量をスイッチングすることによって流れます。MOSFET のゲートが“L”から“H”、そして再び“L”に切り替わる度に、 $INTV_{CC}$  からグラウンドに一定量の電荷  $dQ$  が移動します。それによって生じる  $dQ/dt$  は  $INTV_{CC}$  から流出する電流であり、一般に制御回路の電流よりはるかに大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$  です。ここで、 $Q_T$  と  $Q_B$  は上側 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  $INTV_{CC}$  に電力を供給すると、ドライバおよび制御回路に必要な  $V_{IN}$  電流は、(デューティ・サイクル)/(効率)に比例して減少します。たとえば、20V から 5V のアプリケーションでは、10mA の  $INTV_{CC}$  電流は約 2.5mA の  $V_{IN}$  電流になります。これにより、中間電流損失が 10% 以上 (ドライバが  $V_{IN}$  から直接電力を供給されている場合) からわずかに数パーセントまで減少します。
3.  $I^2R$  損失は、ヒューズ (使用する場合)、MOSFET、インダクタ、電流検出抵抗 (使用する場合) の各 DC 抵抗から予測されます。連続モードでは、 $L$  や  $R_{SENSE}$  に平均出力電流が流れますが、上側 MOSFET と同期 MOSFET の間で **こま切れ** にされます。2 個の MOSFET の  $R_{DS(ON)}$  がほぼ同じ場合は、片方の MOSFET の抵抗に  $L$  の抵抗と  $R_{SENSE}$  を加算するだけで  $I^2R$  損失を求めることができます。たとえば、各値が  $R_{DS(ON)} = 10m\Omega$ 、 $R_L = 10m\Omega$ 、 $R_{SENSE} = 5m\Omega$  であれば、全抵抗は  $25m\Omega$  になります。この結果、5V 出力の場合、出力電流が 3A から 15A に増加すると損失は 2% ~ 8%、あるいは 3.3V 出力では 3% ~ 12% の範囲になります。

外付け部品と出力電力レベルが同じ場合は、効率は  $V_{OUT}$  の 2 乗に反比例して変化します。高性能デジタル・システムでは低出力電圧と大電流がますます要求されているので、その相乗効果により、スイッチング・レギュレータ・システムの損失項の重要性は倍増ではなく 4 倍増となります。

4. 遷移損失は上側 MOSFET だけに生じ、しかも高入力電圧 (通常 15V 以上) で動作しているときに限って大きくなります。遷移損失は次式から推定できます。

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

銅トレースや内部バッテリー抵抗など他の **隠れた** 損失は、携帯用システムではさらに 5% ~ 10% の効率低下を生じる可能性があります。これらの **システム・レベル** の損失を設計段階で含めることが非常に重要です。内部バッテリーとヒューズの抵抗損失は、スイッチング周波数において  $C_{IN}$  の電荷蓄積を適切にし、ESR を小さくすれば最小に抑えることができます。25W 電源は一般に ESR が最大  $20m\Omega$  ~  $50m\Omega$  の最小  $20\mu F$  ~  $40\mu F$  の容量を必要とします。その他の損失 (デッドタイム中のショットキー・ダイオードの導通損失やインダクタのコア損失など) は、一般には追加される全損失の 2% 未満にしかありません。

## 過渡応答のチェック

レギュレータのループ応答は負荷電流過渡応答を観察すればチェックできます。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  $\Delta I_{LOAD} \cdot ESR$  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。さらに、 $\Delta I_{LOAD}$  により  $C_{OUT}$  の充放電が始まって帰還誤差信号を発生し、レギュレータを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グングが発生しないか  $V_{OUT}$  をモニタすることができます。ITH ピンが備わっているので制御ループ動作を最適化できるだけでなく、DC 結合され、AC フィルタを通した閉ループ応答のテスト・ポイントが与えられます。このテスト・ポイントでの DC ステップ、立ち上がり時間、およびセトリングは、真の閉ループ応答を反映します。2 次特性が支配的なシステムを想定すれば、位相マージンや減衰係数はこのピンで見られるオーバーシュートのパーセンテージを使って推定することができます。このピンの立ち上がり時間を調べることで、帯域幅も推定できます。「標準的応用例」の回路に示す ITH ピンの外付け部品は、ほ

## アプリケーション情報

とんどのアプリケーションにおいて妥当な出発点となります。ITHの直列 $R_C$ - $C_C$ フィルタにより、支配的なポール-ゼロ・ループ補償が設定されます。これらの値は、プリント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は(推奨値の0.5倍~2倍)変更することができます。出力コンデンサの種類と値によってループの利得と位相が決まるので、まず出力コンデンサを選択する必要があります。立ち上がり時間が $1\mu\text{s}$ ~ $10\mu\text{s}$ の、全負荷電流の20%~80%の出力電流パルスによって、帰還ループを開くことなく全体的なループの安定性を判断することができる出力電圧波形とITHピンの波形が発生します。現実的な負荷ステップを発生する実用的な方法として、出力コンデンサの両端に直接パワーMOSFETを接続し、適切な信号発生器でそのゲートをドライブします。出力電流のステップ変化によって生じる初期出力電圧ステップは帰還ループの帯域幅内にない場合があるため、位相マージンを決定するのにこの信号を使用することはできません。このため、ITHピンの信号を調べる方が確実です。この信号は帰還ループ内にあり、フィルタを通して補償された制御ループ応答です。ループの利得は $R_C$ を大きくすると増加し、ループの帯域幅は $C_C$ を小さくすると拡大します。 $C_C$ 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閉ループ・システムの安定性に関係し、電源全体の実際の性能を表します。

次に、大容量の( $>1\mu\text{F}$ )電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷のスイッチを入れると、さらに大きな過渡が発生します。放電しきったバイパス・コンデンサが実質的に $C_{OUT}$ と並列接続状態になるため、 $V_{OUT}$ が急降下します。負荷スイッチの抵抗が小さく、かつ短時間でドライブされると、どのようなレギュレータでも、出力電圧の急激なステップ変化を防止するだけ素早く電流供給を変えることはできません。 $C_{LOAD}$ と $C_{OUT}$ の比率が1:50より大きい場合、負荷の立ち上がり時間が約 $25 \cdot C_{LOAD}$ に制限されるように、スイッチの立ち上がり時間を制御します。したがって、 $10\mu\text{F}$ のコンデンサでは $250\mu\text{s}$ の立ち上がり時間が必要で、充電電流は約 $200\text{mA}$ に制限されます。

### PCボードのレイアウトのチェックリスト

PCボードをレイアウトするときは、以下のチェックリストを使用して、このデバイスが正しく動作するようにします。これらの項目は図14のレイアウト図にも図示してあります。PC基板のレイアウトでは以下の項目をチェックしてください。

1.  $INTV_{CC}$ のデカップリング・コンデンサをデバイスに隣接させて $INTV_{CC}$ ピンとPGNDプレーンの上に配置します。 $X7R$ または $X5R$ タイプの $1\mu\text{F}$ セラミック・コンデンサは十分小さいのでデバイスにぴったりと合い、下側MOSFETをドライブする大きな電流パルスの悪影響を最小限に抑えます。デバイス内部の電源を安定化させておくため、 $4.7\mu\text{F}$ ~ $10\mu\text{F}$ のセラミック、タンタルなどのESRが非常に小さいコンデンサを追加することを推奨します。

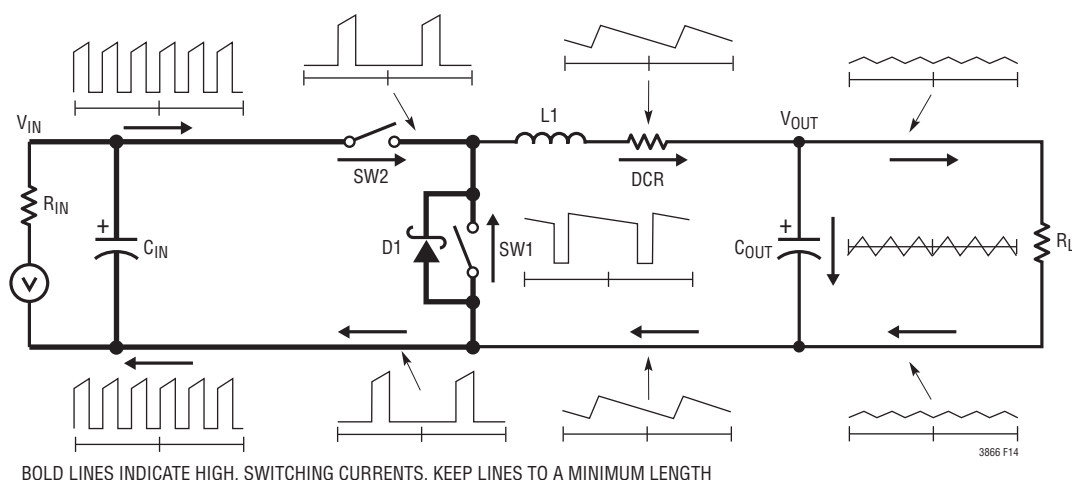


図14. 枝電流の波形

## アプリケーション情報

2.  $C_{OUT}$ の「+」と「-」端子間に帰還分圧器を置きます。DIFFPとDIFFNは、最小のPCトレース間隔でデバイスから帰還分圧器に配線します。
3. SNSD<sup>+</sup>、SNSA<sup>+</sup>、SNS<sup>-</sup>のプリント基板回路トレースは最小のPCトレース間隔で一緒に配線されていますか。SNSD<sup>+</sup>、SNSA<sup>+</sup>、SNS<sup>-</sup>の間のフィルタ・コンデンサはできるだけデバイスのピンに近づけて配置します。図3に示すように、SNSD<sup>+</sup>ピンとSNSA<sup>+</sup>ピンはフィルタ抵抗に接続してください。
4.  $C_{IN}$ の(+)端子は上側MOSFETのドレインにできるだけ近づけて接続されていますか。このコンデンサはMOSFETにパルス電流を供給します。
5. スイッチング・ノードであるSW、BOOST、およびTGは敏感な小信号ノード(SNSD<sup>+</sup>、SNSA<sup>+</sup>、SNS<sup>-</sup>、DIFFP、DIFFN、 $V_{FB}$ )から遠ざけてください。理想的には、SW、BOOST、およびTGのプリント回路トレースは、デバイスおよびデバイスの特に**静かな側**から離して配線する必要があります。dv/dtが大きいトレースは、グラウンド・トレースやグラウンド・プレーンを使って敏感な小信号ノードから分離します。
6. ロジック・ゲートのような低インピーダンスのソースを使ってMODE/PLLINピンをドライブし、リードをできるだけ短くします。
7.  $I_{TH}$ ピンと信号グラウンド間の47pF～330pFのセラミック・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。スイッチング・レギュレータの全てのブランチ電流を図14に示します。電流波形を観察すると、高スイッチング電流経路の物理的サイズを小さく抑えることがなぜ重要かが明らかになります。これらの**ループ**から、まさに無線局が信号を送信するように強い電磁界が放射されます。出力コンデンサのグラウンドは入力コンデンサの負端子に戻し、スイッチング電流の経路の共通グラウンドを共有しないようにします。回路の左半分は、スイッチング・レギュレータによって生成される**ノイズ**の発生源になります。非常に大きなスイッチ電流が流れるので、同期MOSFETとショットキー・ダイオードのグラウンド終端は、絶縁された短いPCトレースを使って入力コンデンサの下側プレートに戻します。外部OPTI-LOOP<sup>®</sup>補償は最適化されていないPCレイアウトには過補償となり、この設計手順は推奨できません。

8. 信号グラウンドと電源グラウンドは分離されていますか。1つにまとめたこのデバイスの信号グラウンド・ピンと $C_{INTVCC}$ のグラウンド・リターンは、1つにまとめた $C_{OUT}$ の(-)端子に戻す必要があります。 $V_{FB}$ および $I_{TH}$ のトレースはできるだけ短くします。上側のNチャネルMOSFET、ショットキー・ダイオードおよび $C_{IN}$ コンデンサで形成される経路は、リードとPCトレースを短くします。コンデンサは互いに隣接させ、また上記のショットキー・ループからは離して配置し、出力コンデンサの(-)端子と入力コンデンサの(-)端子を可能な限り近づけて接続してください。
9. 改良型の「スター・グラウンド」手法を使用します。これは、入力コンデンサおよび出力コンデンサと同じ基板の側にある低インピーダンスの大きな銅領域の中央接地点で、ここにINTV<sub>CC</sub>デカップリング・コンデンサの下側、帰還抵抗分圧器の下側、およびデバイスのSGNDピンを接続します。

## 設計例

1ページ目の回路の単一チャネル高電流レギュレータの設計例として次を仮定します： $V_{IN} = 12V$ (公称値)、 $V_{IN} = 20V$ (最大値)、 $V_{OUT} = 1.5V$ 、 $I_{MAX} = 30A$ 、および $f = 400kHz$ (1ページ目の回路図を参照)。

安定化された出力電圧は次式から求められます。

$$V_{OUT} = 0.6V \cdot \left( 1 + \frac{R_B}{R_A} \right)$$

$V_{FB}$ ノードから接地へは20k $\Omega$ 、1%の抵抗を使用すると、上側の帰還抵抗は(標準の1%抵抗の値で)30.1k $\Omega$ となります。

周波数はFREQピンを1Vにバイアスすることによって設定します(図12を参照)。

インダクタンス値は最大35%のリップル電流(10.5A)の仮定に基づいています。リップル電流の最大値は最大入力電圧で発生します。

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

## アプリケーション情報

この設計例では0.33μHが必要となります。Würthの744301033、0.32μHのインダクタを選択します。公称入力電圧(12V)では、リップル電流は次のようになります。

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

リップル電流は10A (33%)となります。ピーク・インダクタ電流は、最大DC値にリップル電流の半分を加えた値(つまり35A)になります。

チャンネル1の最小オン時間は最大 $V_{IN}$ で生じ、90nsより短くならないようにします。

$$t_{ON(MIN)} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)} f} = \frac{1.5V}{20V(400kHz)} = 187ns$$

この回路ではDCR検出を使用しています。C1とC2を220nFとしたとき、すでに選択した0.33μHのインダクタと0.32mΩのDCRでは、R1とR2は次のように計算できます。

$$R1 = \frac{L}{DCR \cdot C1} = 4.69k$$

$$R2 = \frac{L}{DCR \cdot C2 \cdot 5} = 937\Omega$$

R1 = 4.64kΩとR2 = 931Ωを選択します。

インダクタの最大DCRは0.34Ωです。 $V_{SENSE(MAX)}$ は次のように計算します。

$$V_{SENSE(MAX)} = I_{PEAK} \cdot DCR_{MAX} = 12mV$$

電流制限値は15mVに選択します。温度変動を考慮する場合は、「NTCサーミスタを用いたインダクタDCR検出による温度補償」を参照してください。

上側のMOSFETの電力損失は容易に推定できます。InfineonのBSC050NE2LS MOSFETを選択すると、次のようになります。

$R_{DS(ON)} = 7.1m\Omega$ (最大)、 $V_{MILLER} = 2.8V$ 、 $C_{MILLER} \approx 35pF$ 。 $T_J$ (概算値) = 75°Cで最大入力電圧の場合、次のようになります。

$$\begin{aligned} P_{MAIN} &= \frac{1.5V}{20V} (30A)^2 [1 + (0.005)(75^\circ C - 25^\circ C)] \cdot \\ & (0.0071\Omega) + (20V)^2 \left( \frac{30A}{2} \right) (2\Omega) (35pF) \cdot \\ & \left[ \frac{1}{5.5V - 2.8V} + \frac{1}{2.8V} \right] (400kHz) \\ & = 599mW + 122mW \\ & = 721mW \end{aligned}$$

DCRが0.32mΩの場合、グラウンドへの短絡によって、次のフォールドバック電流が流れます。

$$I_{SC} = \frac{(1/3)15mV}{0.0032\Omega} - \frac{1}{2} \left( \frac{90ns(20V)}{0.33\mu H} \right) = 12.9A$$

下側のFETにInfineonのBSC010NE2LSを選択すると、 $R_{DS(ON)} = 1.1m\Omega$ です。この結果、電力損失は次のように求められます。

$$\begin{aligned} P_{SYNC} &= \frac{20V - 1.5V}{20V} (30A)^2 \cdot \\ & [1 + (0.005) \cdot (75^\circ C - 25^\circ C)] \cdot 0.0011\Omega \\ P_{SYNC} &= 1.14W \end{aligned}$$

$C_{IN}$ は、13.7A以上の等価RMS電流定格に適合するように選択します。出力リップルを下げるために、等価ESRが4.5mΩの $C_{OUT}$ を選択します。連続モードでの出力リップルは入力電圧が最大のときに最大になります。ESRによる出力電圧リップルは、およそ次のとおりです。

$$V_{ORIPPLE} = R_{ESR} (\Delta I_L) = 0.0045\Omega \cdot 10A = 45mV_{P-P}$$

100μFのセラミック・コンデンサを $C_{OUT}$ と接続すると出力電圧のリップルをさらに減少できます。



## 標準的応用例

### 超低出力リップルコンバータ

LTC3866は最大振幅の小さな検出電圧でも動作しますので、非常に低いDCRのインダクタと共に使用できます。より低い直流抵抗と高いインダクタンスというインダクタの2つの特性がこの信号を弱めてしまいます。より低いDCRは効率を高め、またより高いインダクタンスは出力のリップルを減少します。LTC3866はこの次に良い電流モードのコンバータに比べて約4分の1のリップル信号しか要しませんので、出力フィルタのインダクタンスとコンデンサの値を増加させて出力のリップルを大幅に減少できます。オーディオ機器やノイズに敏感なシステムなどの低ノイズアプリケーションでは出力電圧のリップルが非常に小さいことが重要です。

図15に示す回路は1ページ目の回路と似ていますが、インダクタンスは3倍、出力コンデンサは2倍のものを使用しています。クロスオーバー周波数とフェーズ・マージンを同じに維持するために、補償用の部品は変更しています。図16は負荷ステップ15Aに対するトランジェント応答を示し、図17は出力リップルが通常の電流モードコンバータに比べて6分の1に小さくなっていることを示しています。

インダクタの物理的な大きさをそのままにしてインダクタンスを増加すると直流抵抗が高くなるのでどうしても伝導損失が増加します。しかし、リップル電流が減少しますのでコア損失とAC抵抗での損失は減少し、これは通常直流伝導損失を補うに十分です。図18には低出力リップル電流の高効率コンバータを示します。

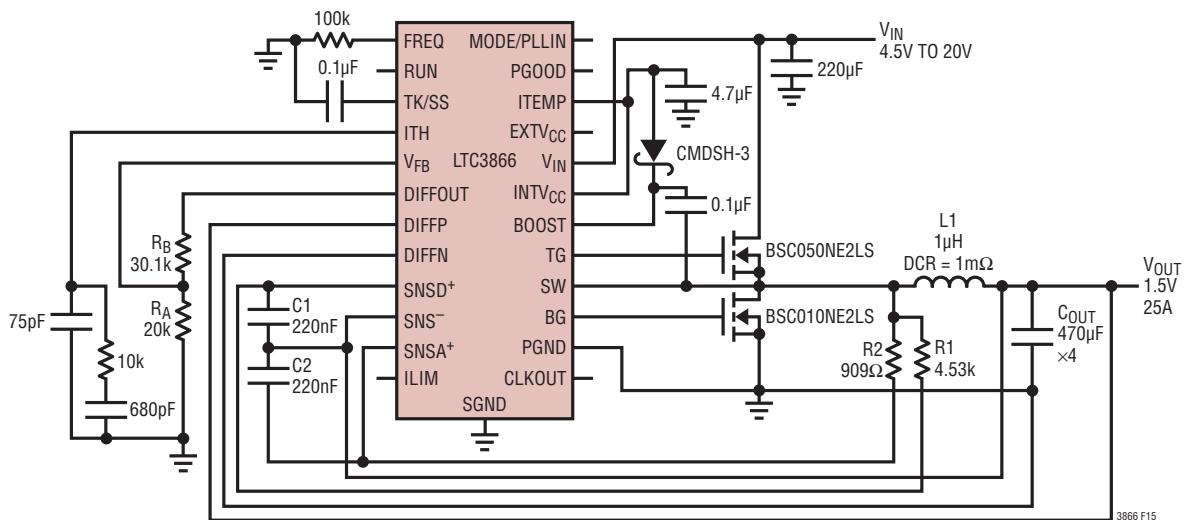


図15. 超低出力リップルの高効率1.5V/25A降圧コンバータ

標準的応用例

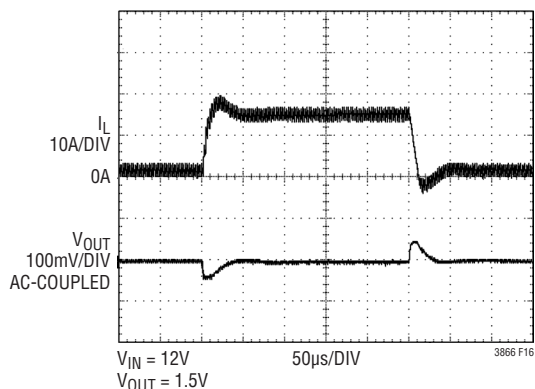


図16. 負荷ステップに対する過渡応答

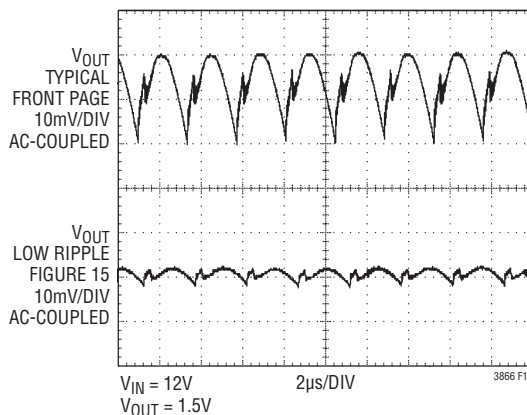


図17. 超低出力電圧リップル

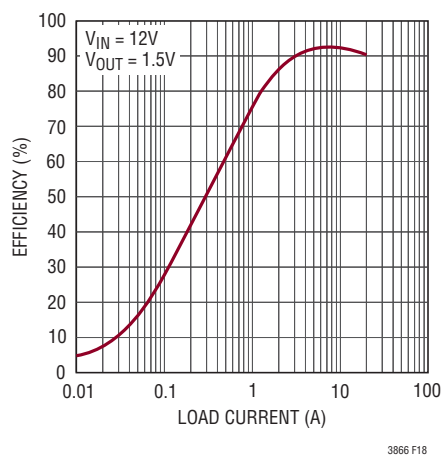
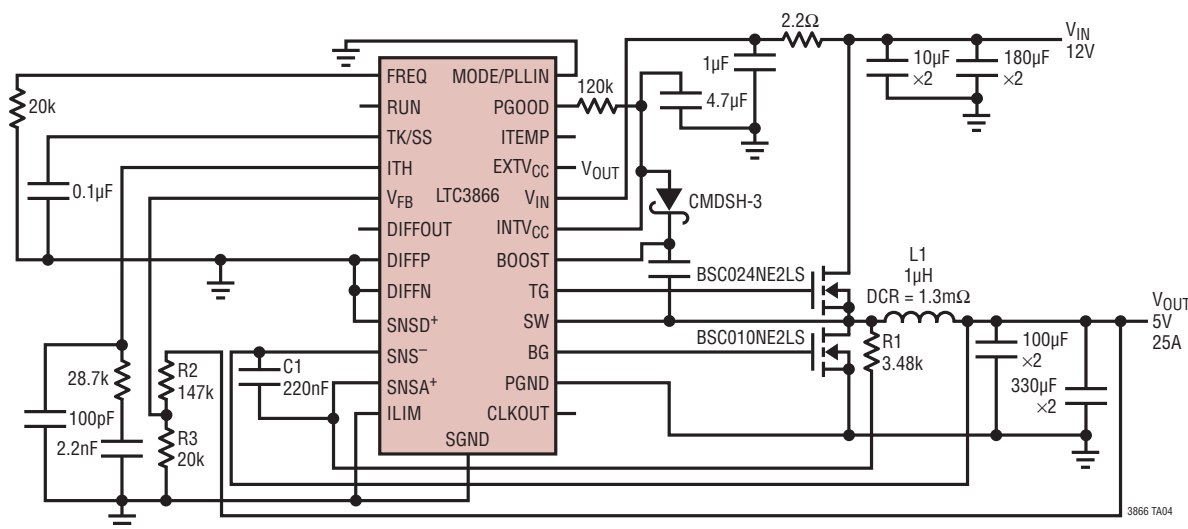


図18. 電力効率と負荷電流

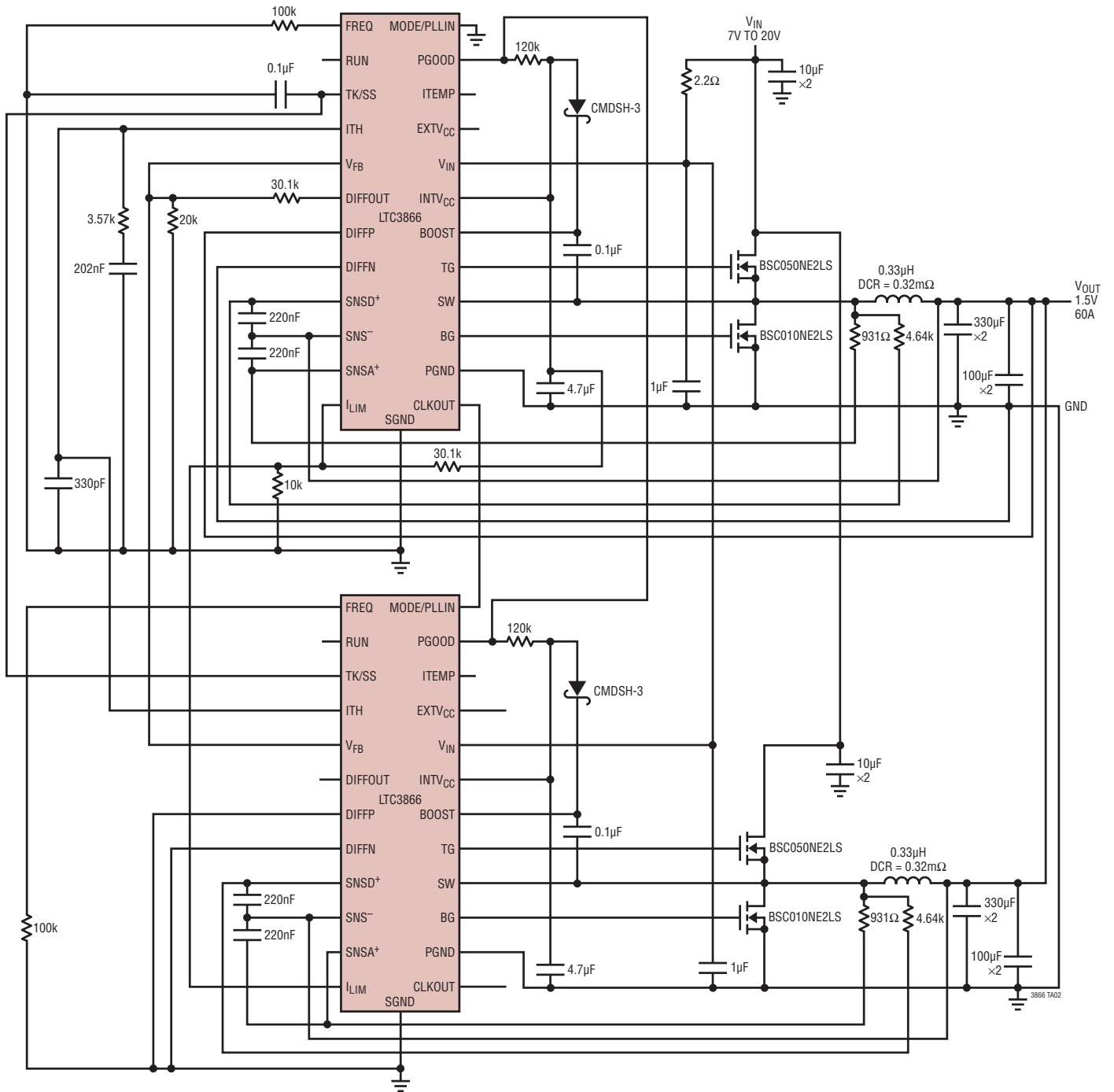
5V/25A 降圧コンバータ



3866 TA04

## 標準的応用例

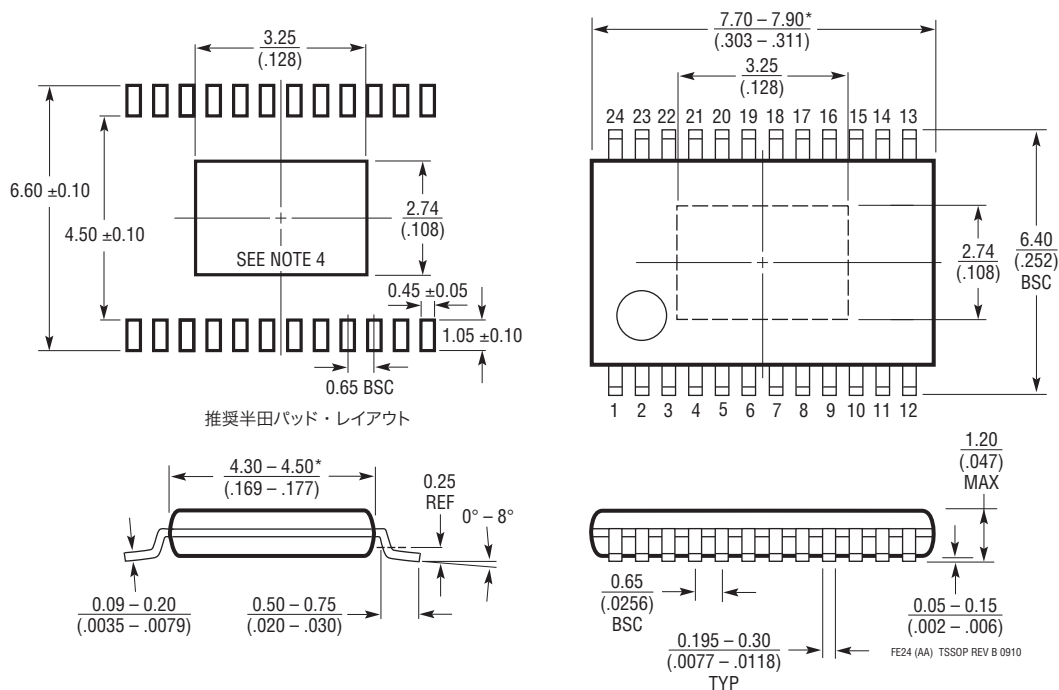
高効率、デュアル・フェーズ超低 DCR 検出の 1.5V/60A 降圧電源



## パッケージ

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

FEパッケージ  
24ピン・プラスチックTSSOP (4.4mm)  
(Reference LTC DWG # 05-08-1771 Rev B)  
背面パッド・バリエーション AA



## NOTE:

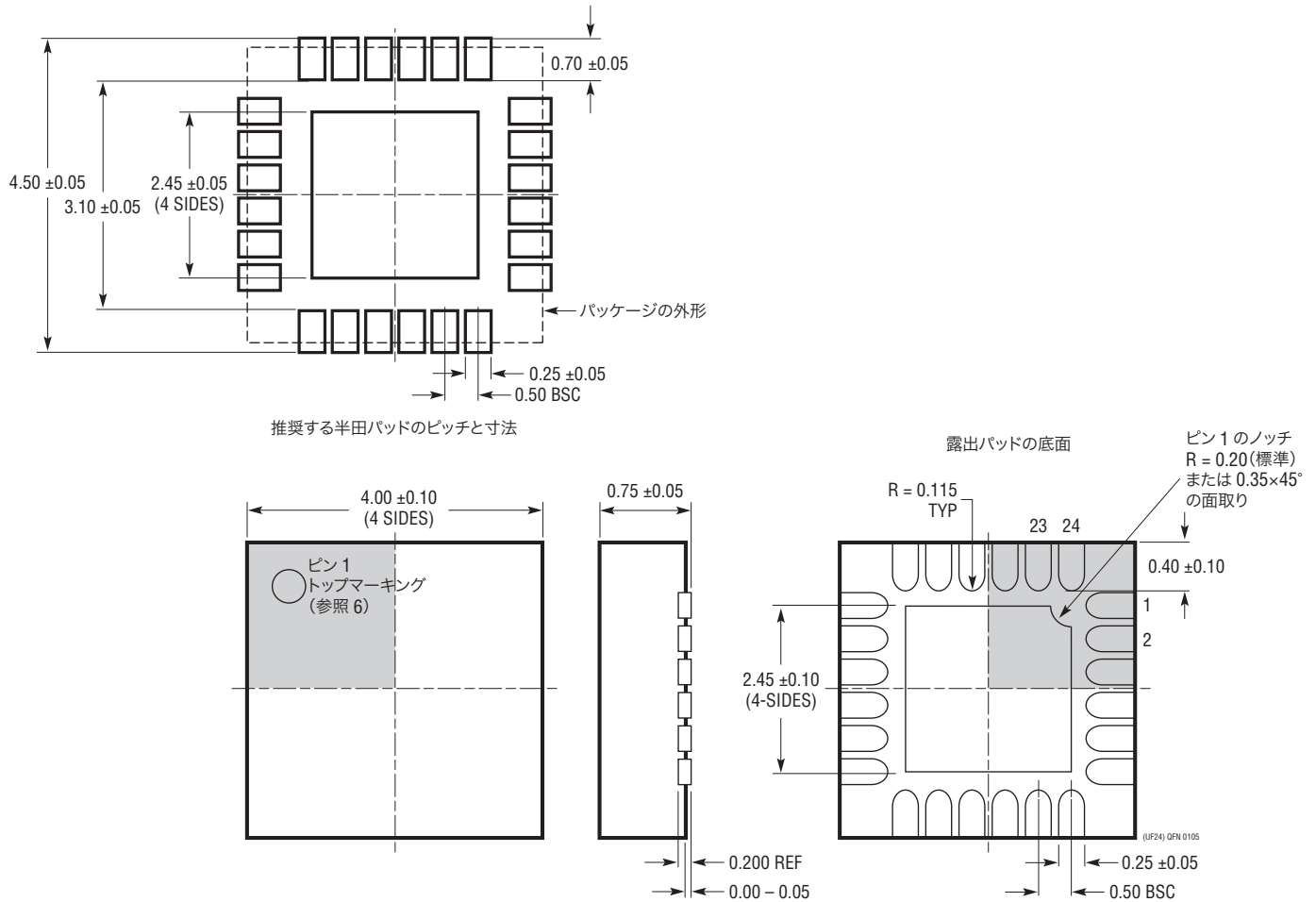
- 標準寸法：ミリメートル
- 寸法はミリメートル / (インチ)
- 図は実寸とは異なる

- 露出パッド接着のための推奨最小 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") を超えないこと

## パッケージ

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

### UFパッケージ 24ピン・プラスチック QFN (4mm×4mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1697)



**NOTE:**

1. 図は JEDEC のパッケージ外形 MO-220 のバリエーション (WGGD-X) に含めるよう提案されている (承認待ち)
2. 図は実寸とは異なる
3. すべ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 0.15mm を超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン 1 の位置の参考に過ぎない

## 改訂履歴

REV	日付	概要	ページ番号
A	8/12	動作温度を明確化。	2~5
		$P_D$ の式の熱抵抗の値を修正。	5
		ブロック図のセンスアンプを修正。	10
		「SNS」セクションの値を明確化。	14
		「ソフトスタート」セクションのリプル値を修正。	21
		「INTV <sub>CC</sub> とEXTV <sub>CC</sub> 」セクションの値を修正。	22~23
		5V/25A 降圧コンバータの回路図を修正。	31
B	10/12	動作温度範囲を明確化するために「接合部」を追加。	3、4、5

