

LM3488

スイッチング・レギュレータ用高効率ローサイド N チャネル FET コントローラ

概要

LM3488 はローサイド N チャネル FET 高性能コントローラです。さまざまな用途に活用できる IC であり、昇圧、フライバック、SEPIC など、ローサイド FET の必要な回路に適しています。きわめて高いスイッチング周波数で動作できるので、全体の実装面積を減らせます。LM3488 のスイッチング周波数は、単一の外付け抵抗による内部発振、もしくはクロック入力による外部同期により、100kHz ~ 1MHz の範囲で設定可能です。電流モード制御を用いているため、サイクルごとに電流制限が掛けられ、また帯域幅と過渡応答にすぐれた性能を発揮します。出力電流は 1 個の外付け抵抗で設定できます。

LM3488 は、熱暴走保護（サーマル・シャットダウン）、短絡保護、過電圧保護の機能を内蔵しています。節電用のシャットダウン・モードを使用することにより、全体の電源電流が 5 μ A に減り、電源シーケンスもできるようになります。内蔵のソフト・スタート回路により、電源投入時の突入電流が抑えられています。

主な仕様

幅広い電源電圧範囲 (2.97V ~ 40V)
内部発振もしくは外部パルス同期による 100kHz から 1MHz までのスイッチング周波数設定
内部基準電圧の精度は全温度範囲で $\pm 1.5\%$
シャットダウン時の消費電流は全温度範囲で 5 μ A

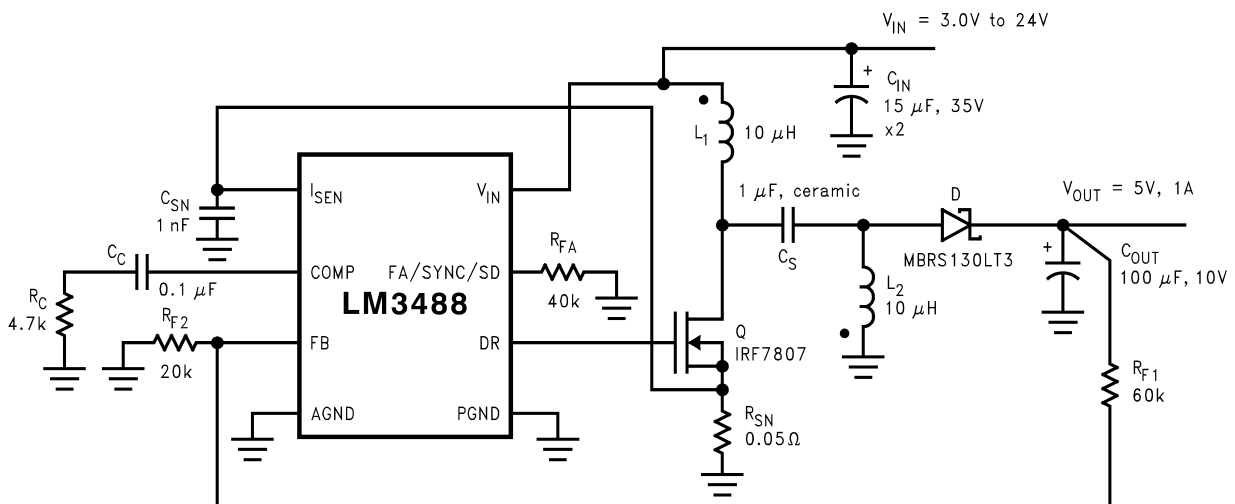
特長

8 ピン MiniSO (MSOP-8) パッケージ
1A のピーク電流を流せるプッシュプル・ドライバを内蔵
電流制限と熱暴走保護
コンデンサ 1 個と抵抗 1 個で最適化される周波数補償
ソフト・スタート回路を内蔵
電流モード動作
ヒステリシス特性を持ったアンダーボルテージ検出回路（アンダーボルテージ・ロックアウト）

アプリケーション

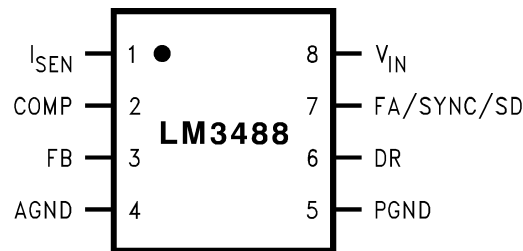
分散型の電源装置
ノート PC、PDA、デジタル・カメラなどの携帯型機器
オフライン電源
セットトップ・ボックス

代表的なアプリケーション回路



Typical SEPIC Converter

ピン配置図



8 Lead Mini SO8 Package (MSOP-8 Package)

パッケージのマーキングおよび製品情報

Order Number	Package Type	Package Marking	Supplied As:
LM3488MM	MSOP-8	S21B	1000 units on Tape and Reel
LM3488MMX	MSOP-8	S21B	3500 units on Tape and Reel

ピン説明

ピン名	ピン番号	説明
I_{SEN}	1	電流検出入力ピン。電流検出用の1個の外付け抵抗の両端に生じた電圧をこのピンに入力します。
COMP	2	補償用ピン。抵抗とコンデンサを組み合わせたものをこのピンに接続すると、制御ループに対する補償になります。
FB	3	帰還用ピン。出力電圧を抵抗で分圧して1.26Vを取り出し、その電圧をこのピンに入力してください。
AGND	4	アナログ・グラウンド・ピン
PGND	5	電源グラウンド・ピン
DR	6	駆動電圧出力ピン。外付け MOSFET のゲートをこのピンに接続してください。
FA/SYNC/SD	7	周波数設定 / 外部同期 / シャットダウン・ピン。このピンに接続した抵抗値により発振器の周波数が決まります。本ピンにクロック信号を与えると、コントローラは外部クロックに同期して動作するようになります。このピンに High レベルの電圧が 30 μ s 以上印加されると、シャットダウン状態になります。シャットダウン時の消費電流は 10 μ A 未満です。
V_{IN}	8	電源入力ピン

絶対最大定格 (Note 1)

本データシートには軍用・航空宇宙用の規格は記載されていません。
関連する電気的信頼性試験方法の規格を参照ください。

入力電圧	45V
FB ピン電圧	- 0.4 < V _{FB} < 7V
FA/SYNC/SD ピン電圧	- 0.4 < V _{FA/SYNC/SD} < 7V
ドライバ出力電流のピーク値 (< 10μs)	1.0A
電力損失	内部制限
保存温度範囲	- 65 ~ + 150
接合部温度	+ 150
ESD 耐圧	
人体モデル (Note 2)	2kV

リード温度

MM パッケージ	215
ベーパー・フェーズ (60 秒)	220
赤外線 (15 秒)	
DR ピン電圧	- 0.4V VDR 8V
I _{LIM} ピン電圧	600mV

動作定格 (Note 1)

電源電圧	2.97V V _{IN} 40V
接合部温度範囲	- 40 T _J + 125
スイッチング周波数	100kHz F _{SW} 1MHz

電気的特性

標準字体で示した仕様は T_J = 25 に適用されます。太字で示した仕様は全動作温度範囲に適用されます。特記のない限り、V_{IN} = 12V、R_{FA} = 40k です。

Symbol	Parameter	Conditions	Typical	Limit	Units
V _{FB}	Feedback Voltage	V _{COMP} = 1.4V, 2.97 ≤ V _{IN} ≤ 40V	1.26	1.2507/ 1.24 1.2753/ 1.28	V V(min) V(max)
ΔV _{LINE}	Feedback Voltage Line Regulation	2.97 ≤ V _{IN} ≤ 40V	0.001		%/V
ΔV _{LOAD}	Output Voltage Load Regulation	I _{EAO} Source/Sink	±0.5		%/V (max)
V _{UVLO}	Input Undervoltage Lock-out		2.85	2.97	V V(max)
V _{UV(HYS)}	Input Undervoltage Lock-out Hysteresis		170	130 210	mV mV (min) mV (max)
F _{nom}	Nominal Switching Frequency	R _{FA} = 40KΩ	400	370 420	kHz kHz(min) kHz(max)
R _{DS1 (ON)}	Driver Switch On Resistance (top)	I _{DR} = 0.2A, V _{IN} = 5V	16		Ω
R _{DS2 (ON)}	Driver Switch On Resistance (bottom)	I _{DR} = 0.2A	4.5		Ω
V _{DR (max)}	Maximum Drive Voltage Swing (Note 6)	V _{IN} < 7.2V V _{IN} ≥ 7.2V	V _{IN} 7.2		V
D _{max}	Maximum Duty Cycle (Note 7)		100		%
T _{min (on)}	Minimum On Time		325	230 550	nsec nsec(min) nsec(max)
I _{SUPPLY}	Supply Current (switching)	(Note 9)	2.0	2.6	mA mA (max)
I _Q	Quiescent Current in Shutdown Mode	V _{FA/SYNC/SD} = 5V (Note 10), V _{IN} = 5V	5	7	μA μA (max)
V _{SENSE}	Current Sense Threshold Voltage	V _{IN} = 5V	165	140/ 135 195/ 200	mV mV (min) mV (max)

電気的特性 (つづき)

標準字体で示した仕様は $T_J = 25$ に適用されます。太字で示した仕様は全動作温度範囲に適用されます。特記のない限り、 $V_{IN} = 12V$ 、 $R_{FA} = 40k$ です。

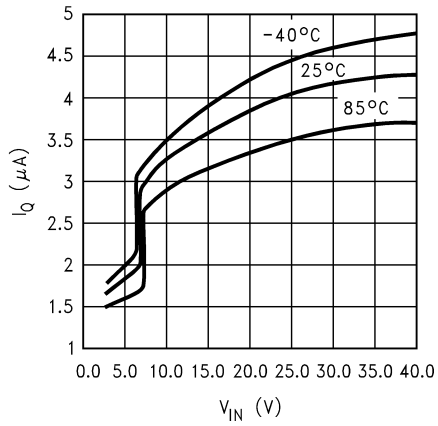
Symbol	Parameter	Conditions	Typical	Limit	Units
V_{SC}	Short-Circuit Current Limit Sense Voltage	$V_{IN} = 5V$	325		mV
				235 395	mV (min) mV (max)
V_{SL}	Internal Compensation Ramp Voltage	$V_{IN} = 5V$	92		mV
				52 132	mV(min) mV(max)
V_{OVP}	Output Over-voltage Protection (with respect to feedback voltage) (Note 8)	$V_{COMP} = 1.4V$	50		mV
				32/ 25 78/ 85	mV(min) mV(max)
$V_{OVP(HYS)}$	Output Over-Voltage Protection Hysteresis(Note 8)	$V_{COMP} = 1.4V$	60		mV
				20 110	mV(min) mV(max)
G_m	Error Amplifier Transconductance	$V_{COMP} = 1.4V$ $I_{EAO} = 100\mu A$ (Source/Sink)	800		μmho
				600/ 365 1000/ 1265	μmho (min) μmho (max)
A_{VOL}	Error Amplifier Voltage Gain	$V_{COMP} = 1.4V$ $I_{EAO} = 100\mu A$ (Source/Sink)	38		V/V
				26 44	V/V (min) V/V (max)
I_{EAO}	Error Amplifier Output Current (Source/ Sink)	Source, $V_{COMP} = 1.4V$, $V_{FB} = 0V$	110		μA
		Sink, $V_{COMP} = 1.4V$, V_{FB} $= 1.4V$	-140	80/ 50 140/ 180	μA (min) μA (max)
V_{EAO}	Error Amplifier Output Voltage Swing	Upper Limit $V_{FB} = 0V$ COMP Pin = Floating	2.2		V
		Lower Limit $V_{FB} = 1.4V$	0.56	1.8 2.4	V(min) V(max)
T_{SS}	Internal Soft-Start Delay	$V_{FB} = 1.2V$, $V_{COMP} =$ Floating	4		msec
				0.2 1.0	V(min) V(max)
T_r	Drive Pin Rise Time	$C_{gs} = 3000pf$, $V_{DR} = 0$ to 3V	25		ns
T_f	Drive Pin Fall Time	$C_{gs} = 3000pf$, $V_{DR} = 0$ to 3V	25		ns
VSD	Shutdown and Synchronization signal threshold (Note 5)	Output = High	1.27		V
		Output = Low	0.65	1.35 0.35	V (max) V (min)
I_{SD}	Shutdown Pin Current	$V_{SD} = 5V$	-1		μA
		$V_{SD} = 0V$	+1		
TSD	Thermal Shutdown		165		$^{\circ}C$
T_{sh}	Thermal Shutdown Hysteresis		10		$^{\circ}C$
θ_{JA}	Thermal Resistance	MM Package	200		$^{\circ}C/W$

電気的特性 (つづき)

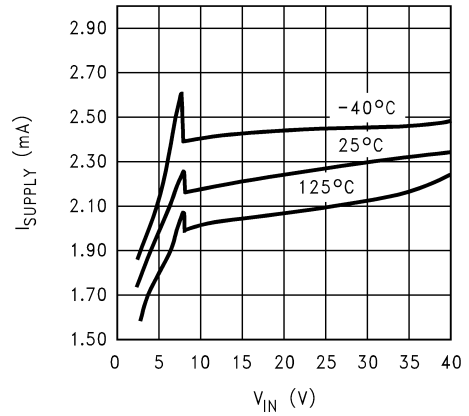
- Note 1:** 「絶対最大定格」とは、その値を超えて動作させると、デバイスが破損する可能性のあるリミット値のことです。「動作定格」とは、デバイスが正常に機能する条件のことです。保証仕様とテスト条件については、「電気的特性」を参照してください。
- Note 2:** 人体モデルでは、100pF コンデンサから 1.5kΩ 抵抗を介して各ピンに放電させます。
- Note 3:** 標準字体で示したリミット値はすべて、室温で保証されます。太字で示したリミット値はすべて、動作温度範囲の最低値および最高値で保証されます。室温でのリミット値は全数テストされます。動作温度範囲の最低値および最高値でのリミット値はすべて、統計的品質管理 (SQC: Statistical Quality Control) の標準的な手法を用いて導いた相関関係により保証されます。平均出荷品質水準 (AOQL: Average Outgoing Quality Level) の計算にはすべてのリミット値が使用されています。
- Note 4:** 代表値とは、25 時の値であり、最も標準的な値のことです。
- Note 5:** レギュレータをオフにするときは、抵抗を介して FA/SYNC/SD ピンを V_{IN} につけてください。
- Note 6:** 駆動ピン V_{DR} の電圧は、入力電圧が 7.2V 未満のときは入力電圧に等しくなります。入力電圧が 7.2V 以上のときの V_{DR} は 7.2V です。
- Note 7:** 最大デューティ・サイクルに関するリミット値は規定できません。本部品では最大デューティ・サイクルが 100%未満のときの動作が許されていないためです。
- Note 8:** 過電圧保護に関する値は帰還電圧を基準に規定されています。過電圧保護回路は帰還電圧を監視しているからです。過電圧保護のスレッシュホールド電圧は、出力過電圧保護電圧 V_{OVP} にフィードバック電圧 V_{FB} を加算して求められます。
- Note 9:** このテストは、40kΩ 抵抗を介して FA/SYNC/SD ピンをグラウンド電位に落とした状態で実施しました。
- Note 10:** このテストは、40kΩ 抵抗を介して FA/SYNC/SD ピンを 5V につけた状態で実施しました。

代表的な性能特性 特記のない限り、 $V_{IN} = 12V$ 、 $T_J = 25$ です。

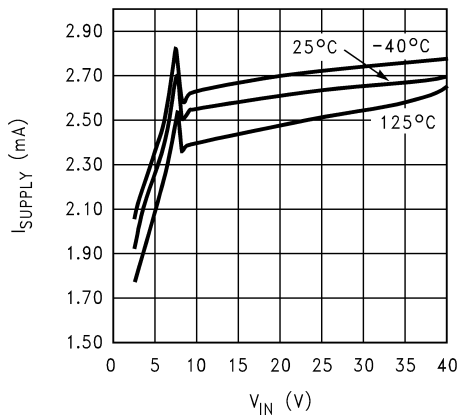
I_Q vs Temperature & Input Voltage



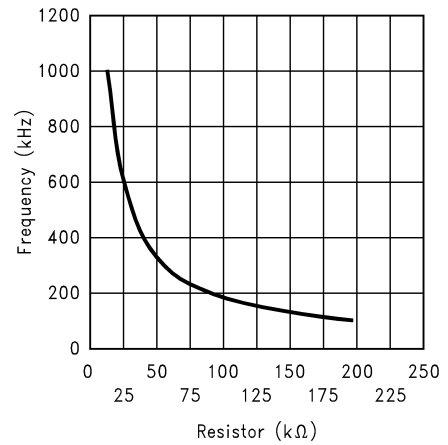
I_{SUPPLY} vs Input Voltage (Non-Switching)



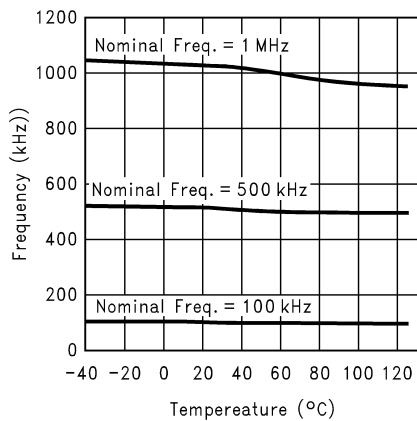
I_{SUPPLY} vs V_{IN}



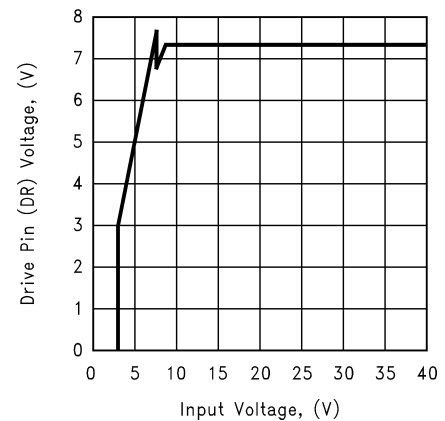
Switching Frequency vs RFA



Frequency vs Temperature

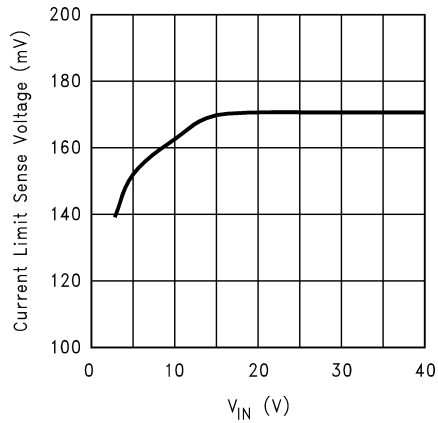


Drive Voltage vs Input Voltage

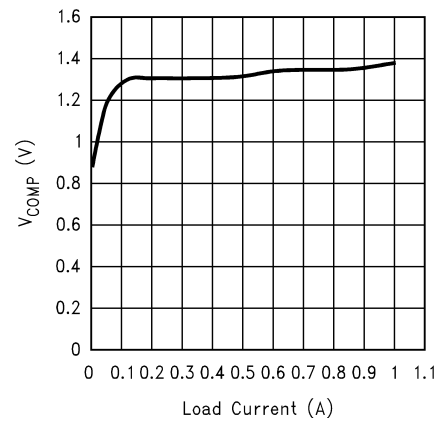


代表的な性能特性 特記のない限り、 $V_{IN} = 12V$ 、 $T_J = 25$ です。(つづき)

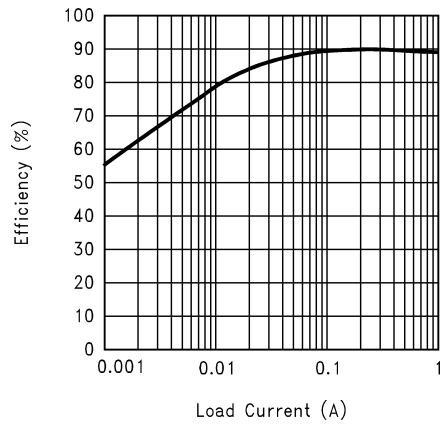
Current Sense Threshold vs Input Voltage



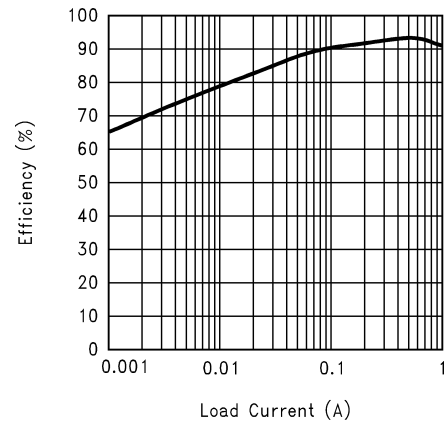
COMP Pin Voltage vs Load Current



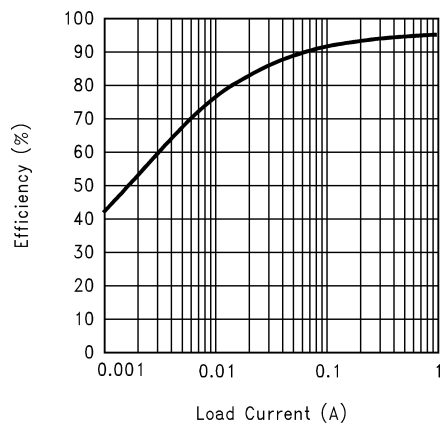
Efficiency vs Load Current (3.3V In and 12V Out)



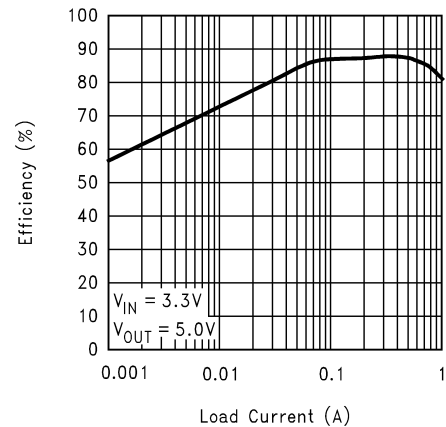
Efficiency vs Load Current (5V In and 12V Out)



Efficiency vs Load Current (9V In and 12V Out)

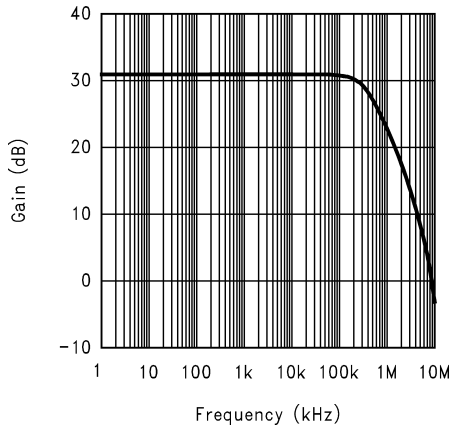


Efficiency vs Load Current (3.3V In and 5V Out)

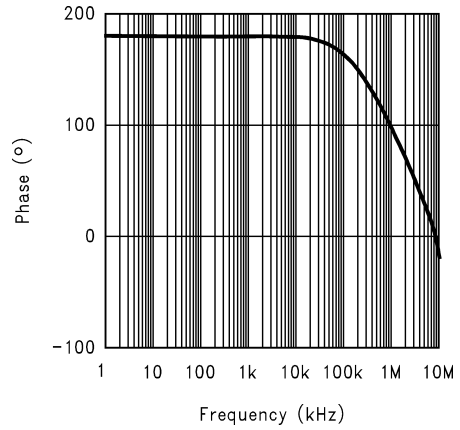


代表的な性能特性 特記のない限り、 $V_{IN} = 12V$ 、 $T_J = 25$ です。(つづき)

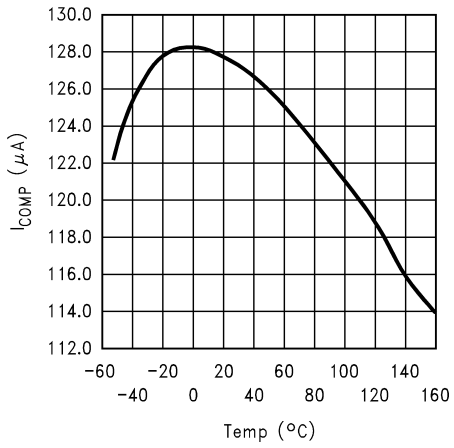
Error Amplifier Gain



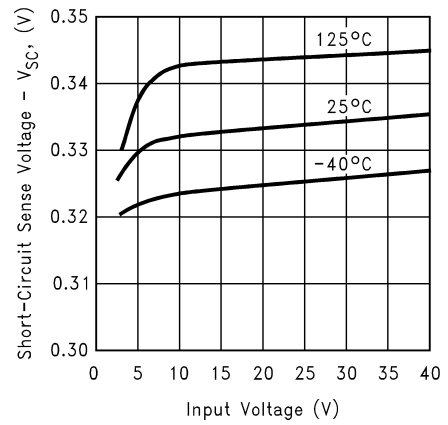
Error Amplifier Phase



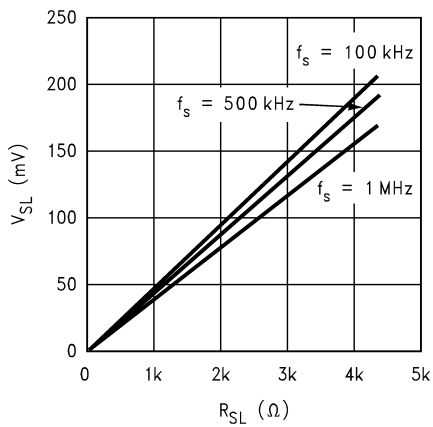
COMP Pin Source Current vs Temperature



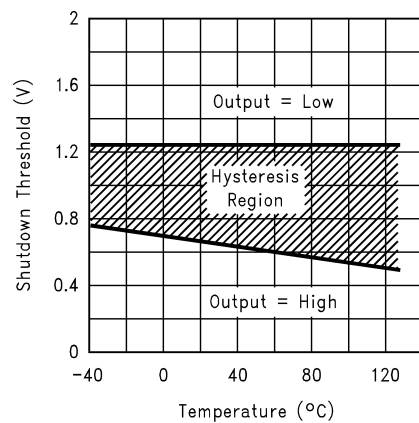
Short Circuit Protection vs Input Voltage



Compensation Ramp vs Compensation Resistor

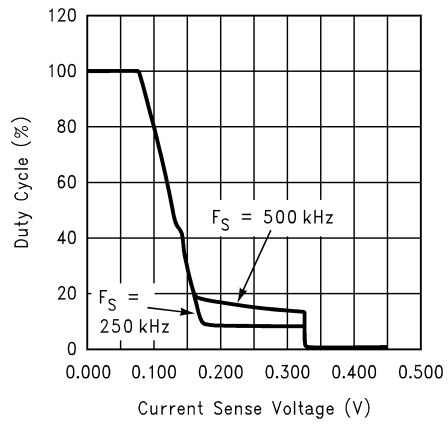


Shutdown Threshold Hysteresis vs Temperature

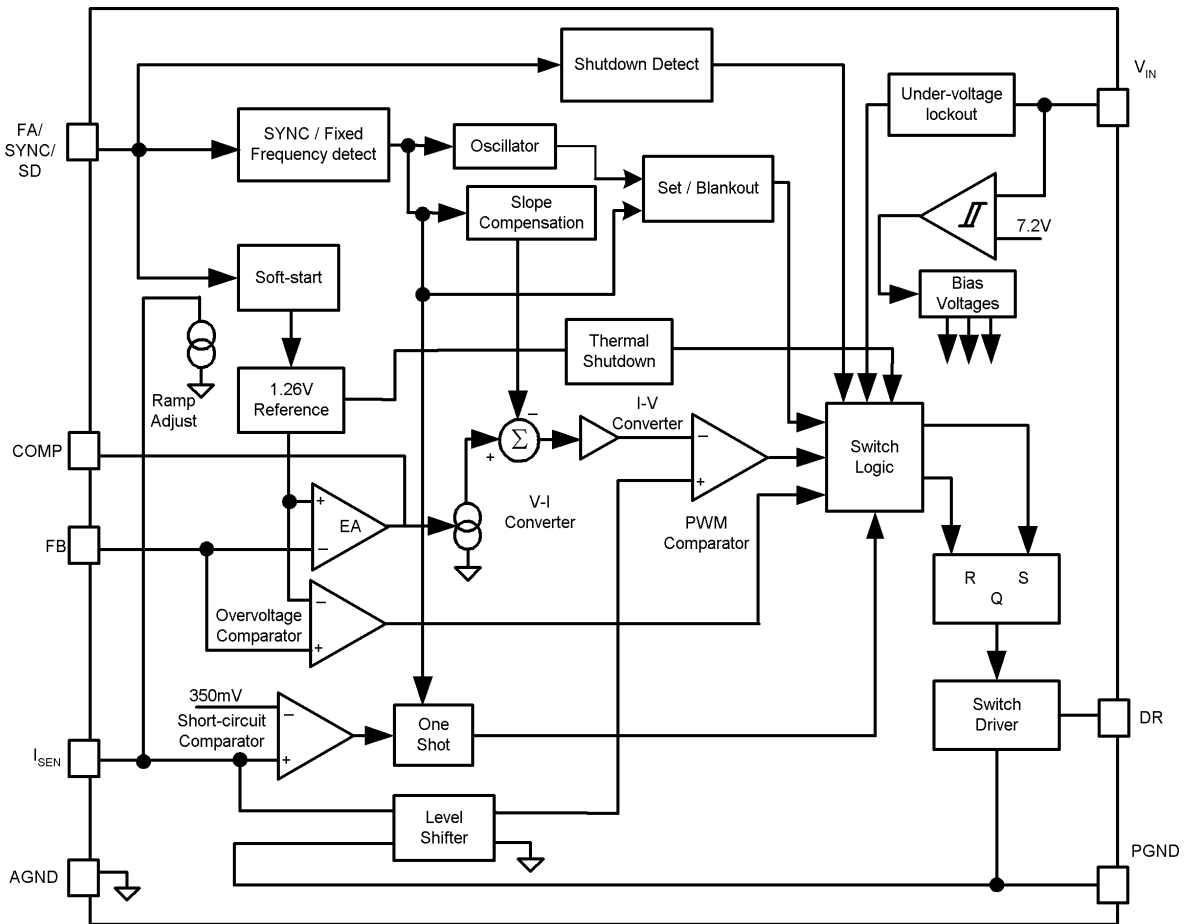


代表的な性能特性 特記のない限り、 $V_{IN} = 12V$ 、 $T_J = 25$ です。(つづき)

Current Sense Voltage vs Duty Cycle



機能ブロック図



機能説明

LM3488 は、固定周波数のパルス幅変調 (PWM) 方式による電流モード制御アーキテクチャを採用しています。「代表的なアプリケーション回路」では、外付けした検出用抵抗で、外付け MOSFET を流れるピーク電流を検出します。この抵抗の両端に生じた電圧を I_{SEN} ピンに入力します。この電圧は、レベルがシフトされた後、PWM 比較器の正転入力ピンに入力されます。出力電圧についても、外付けの帰還抵抗で分圧し、その分圧した電圧を誤差アンプの反転入力ピン (帰還ピン FB) に入力します。誤差アンプの出力信号 (COMP ピン) は、スロー補償ランプに入力された後、PWM 比較器の反転入力ピンに入力されます。

スイッチング・サイクルが始まるたびに毎回、発振器はセット / ブランクアウト回路とスイッチ・ロジック回路を使用して RS ラッチ回路をセットします。これにより、DR ピン (外付け MOSFET のゲート) に High レベルの信号が印加され、外付け MOSFET がオンになります。PWM 比較器の正転入力ピンの電圧が反転入力ピンの電圧を超えると、RS ラッチ回路がリセットされ、外付け MOSFET がオフになります。

Figure 1 に示すように、検出用抵抗の両端に生じる電圧は、通常種々のスプリアス・ノイズ・スパイクを含んでいます。このようなスパイクがあると、正常な状態より早いタイミングで PWM 比較器によって RS ラッチ回路がリセットされる場合があります。スパイクによるラッチ回路のリセットを防ぐために、ブランクアウト回路が内蔵されています。この回路は、ラッチ回路のセット後短時間だけ、PWM 比較器によるラッチ回路のリセットを防止する機能を持っています。この時間は「ブランクアウト時間」と呼ばれ、約 150ns です。

ブランクアウト時間の間は外付け MOSFET がオンになりますが、そのとき負荷が極端に軽かったり、あるいは無負荷の状態では、出力コンデンサに蓄えられるエネルギーのほうが、負荷に出されるエネルギーより大きくなります。このような状態になると、LM3488 に内蔵されている過電圧比較器が働くため、出力電圧がそれ以上上がらなくなります。この過電圧比較器は、帰還電圧 (FB ピン) を監視していて、問題の状態になると RS ラッチ回路をリセットする機能を持っています。ラッチ回路は、出力が公称値に下がるまでリセット状態のままです。

機能説明 (つづき)

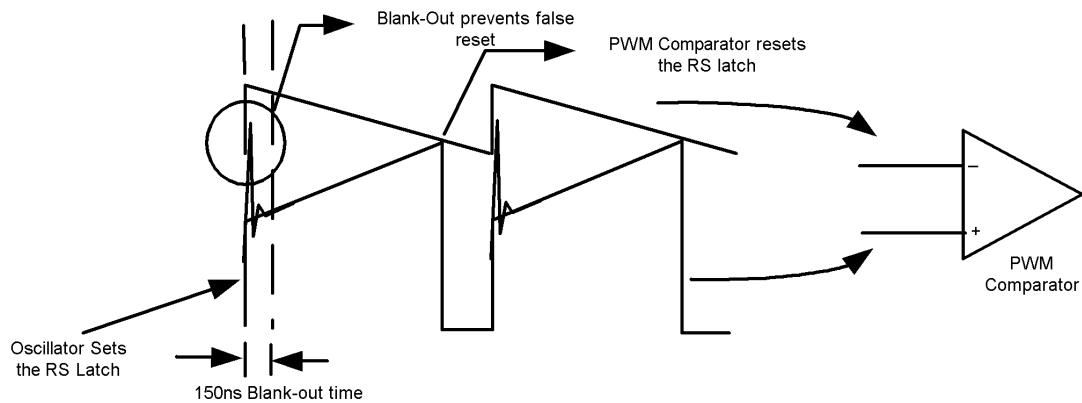


FIGURE 1. Basic Operation of the PWM comparator

スローブ補償ランプ

LM3488 は電流モードによる制御方式を採用しています。電流モード制御の主な長所は、サイクルごとに電流制限が掛けられるというスイッチ固有の特長のほかに、制御ループの特性がより単純になる点が挙げられます。電流モード制御を用いると電流分散が自動化されるため、電源ステージをいくつか並列に接続するのも簡単です。

電流モード制御は、Figure 2 に示すように、デューティ・サイクルが 50%を上回るときに動作が不安定になります。Figure 2 では、負荷電流がわずかに増加してスイッチ電流が I_0 だけ増えています。このような負荷の変化による影響 I_1 は次の式で表されます。

この式を計算すると、 $D > 0.5$ のとき I_1 が I_0 より大きくなります。言い換えると、不安定さが収束しません。したがって、負荷がほんのわずかも変動すると不安定さが増します。

この分周発振を防ぐため、Figure 3 に示すように制御信号に補償ランプが加算されています。補償ランプも考慮すると次の式になります。

$$\Delta I_1 = - \left(\frac{M_2 - M_C}{M_1 + M_C} \right) \Delta I_0$$

$$\Delta I_1 = - \left(\frac{M_2}{M_1} \right) \Delta I_0 = - \left(\frac{D}{1-D} \right) \Delta I_0$$

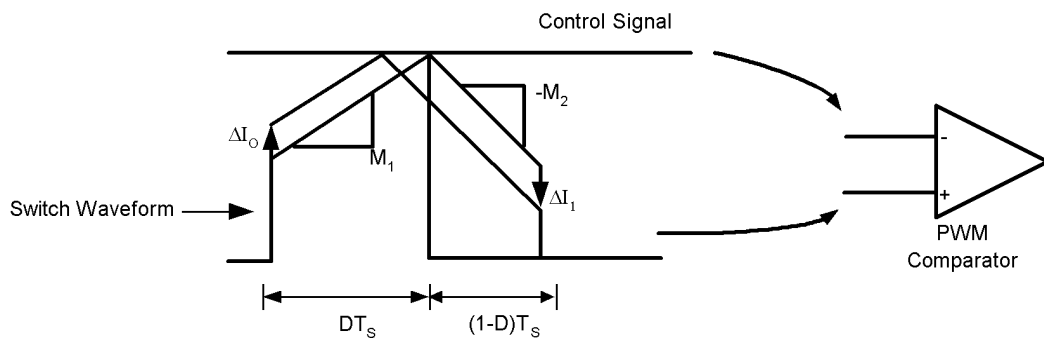


FIGURE 2. Sub-Harmonic Oscillation for $D > 0.5$

機能説明 (つづき)

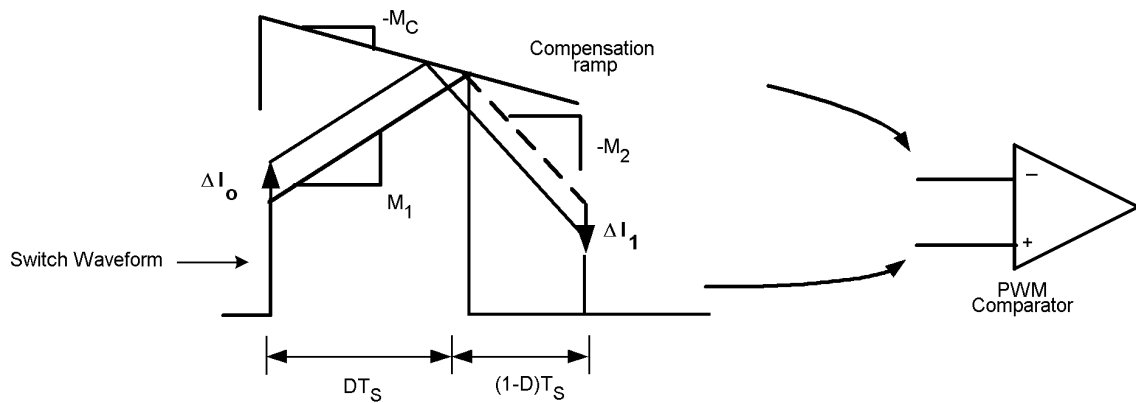


FIGURE 3. Compensation Ramp Avoids Sub-Harmonic Oscillation

LM3488 は補償ランプ回路を内蔵しています。この補償ランプの slope は、ほとんどのアプリケーションに合うように選ばれています。内部補償ランプの slope は、その周波数によって異なります。この slope は次の式で計算できます。

$$M_C = V_{SL} \cdot F_S \text{ Volts/second}$$

上の式の V_{SL} は内部補償ランプの振幅です。 V_{SL} のリミット値は「電気的特性」に規定されています。

汎用性を高めるため、必要に応じて外部から補償ランプの slope を高くできるしくみが内蔵されています。このしくみは特許取得済みです。Figure 4 に示す外付け抵抗 R_{SL} を 1 個追加するだけで、補償ランプの slope M_C が高くなります。高くなる量は次の式で求められます。

$$\Delta M_C = \frac{40 \times 10^{-6} \cdot R_{SL} \cdot F_S \text{ Amps}}{R_{SEN} \text{ second}}$$

この式では、 $V_{SL} = 40 \cdot 10^{-6} R_{SL}$ に相当します。したがって次のように表せます。

$$\Delta M_C = \frac{\Delta V_{SL} \cdot F_S \text{ Amps}}{R_{SEN} \text{ second}}$$

周波数を変えたときの V_{SL} と R_{SL} の関係を Figure 5 に示します。

機能説明 (つづき)

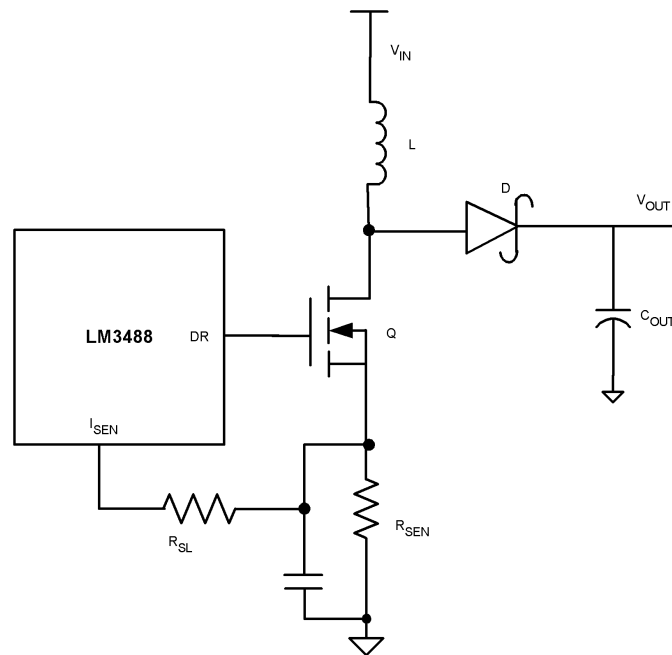
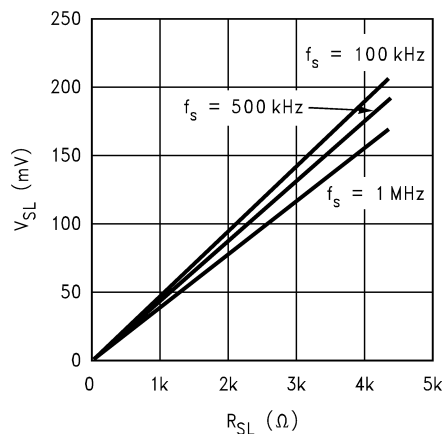


FIGURE 4. Increasing the Slope of the Compensation Ramp

FIGURE 5. V_{SL} vs R_{SL}

周波数設定 / 外部同期 / シャットダウン

LM3488 のスイッチング周波数は、1 個の外付け抵抗で 100kHz から 1MHz までの任意の値に設定できます。この抵抗は、Figure 6 に示すように FA/SYNC/SD ピンとグラウンドの間に接続する必要があります。抵抗値とスイッチング周波数の関係は、「代表的な性能特性」を参照してください。

LM3488 は外部クロックに同期して動作させることもできます。外部クロックは、Figure 7 に示すように、直列抵抗 R_{SYNC} を介して FA/SYNC/SD ピンに与えます。 R_{SYNC} の抵抗値はクロック・パルスの Low 期間 $T_{OFF(SYNC)}$ によって選択します。Table 1 に $T_{OFF(SYNC)}$ に対する R_{SYNC} 値を示します。

TABLE 1.

$T_{OFF(SYNC)}$ (μ sec)	R_{SYNC} range (k Ω)
1	5 to 13
2	20 to 40
3	40 to 65

機能説明 (つづき)

TABLE 1. (Continued)

T _{OFF(SYNC)} (μsec)	R _{SYNC} range (kΩ)
4	55 to 90
5	70 to 110
6	85 to 140
7	100 to 160
8	120 to 190
9	135 to 215
10	150 to 240

外部クロックのハイ・パルス幅は、コンバータのデューティ・サイクルより狭くなくてはなりません。さらに外部クロックのパルス幅は300ns以上必要です。

FA/SYNC/SD ピンはシャットダウン・ピンの機能も兼ねています。Highレベルの電圧がFA/SYNC/SDピンに印加されている間は、スイッチングが止まり、低電流モードになります（「Highレベル」の定義については「電気的特性」を参照してください）。この状態になると、電源電流が10μA未満に落ちます。

Figure 8、9は周波数設定モードと外部同期モードのそれぞれで、併せてシャットダウン機能も実現する回路例です。FA/SYNC/SDピンをグラウンド・レベルにすると周波数設定モードとなり、指定の周波数で内部発振が行われます。本ピンをHighにするとLM3488はシャットダウン・モードになります。周波数設定モードもしくは外部同期モードからシャットダウン・モードへの移行には、本ピンを30μs以上Highにする必要があります。

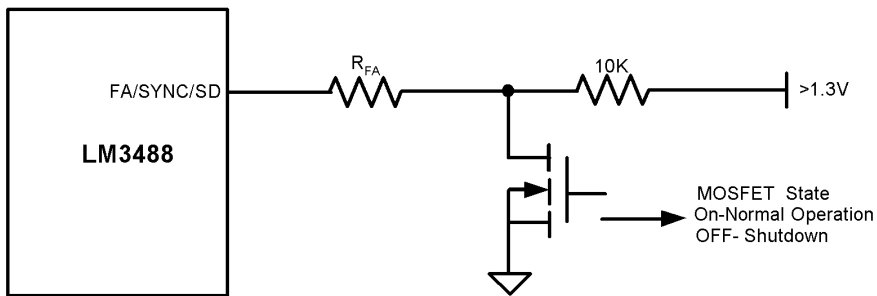


FIGURE 6. Frequency Adjust

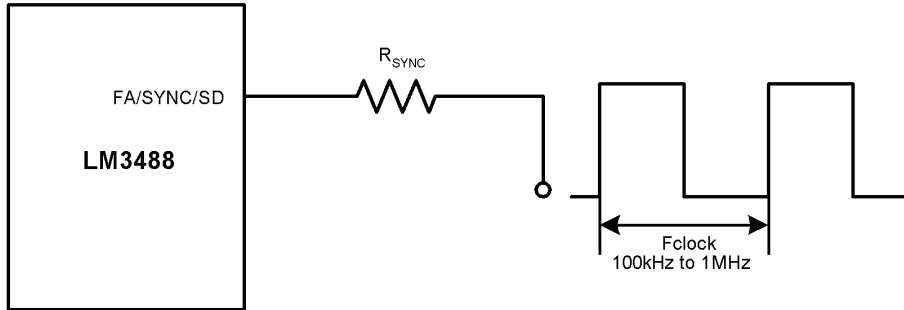


FIGURE 7. Frequency Synchronization

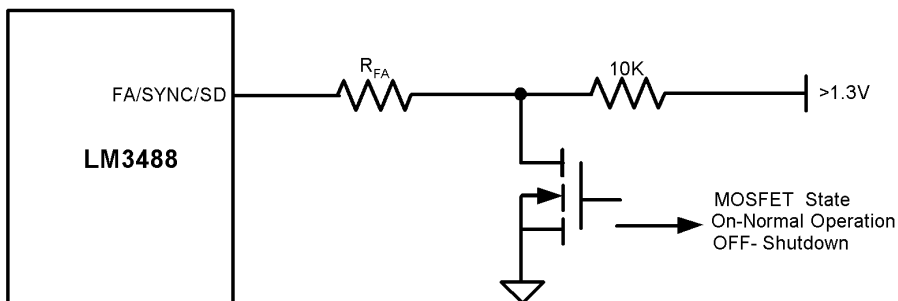


FIGURE 8. Shutdown Operation in Frequency Adjust Mode

機能説明 (つづき)

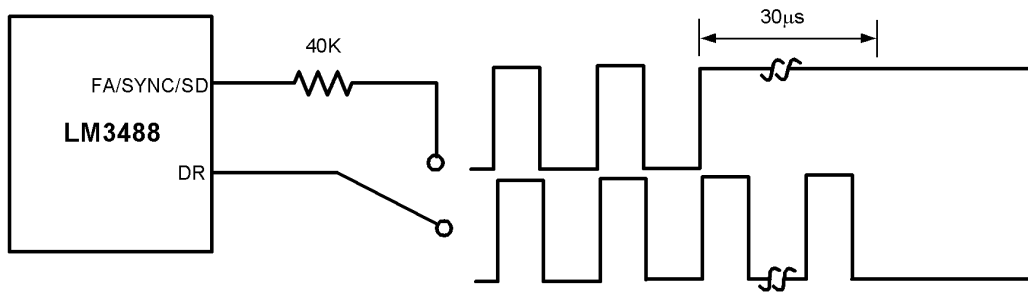


FIGURE 9. Shutdown Operation in Synchronization Mode

短絡保護

短絡検出用に設けた抵抗の両端の電圧については、 I_{SEN} ピンに入力してください。この電圧が 350mV を超えると、短絡時の電流制限回路が働きます。LM3488 に内蔵されている比較器によりスイッチング周波数が 5 分の 1 に下がり、短絡状態が解除されるまでこの状態が続きます。

代表的なアプリケーション

LM3488 は連続導通モードでも不連続導通モードでも利用できます。以下にいくつか解説する回路例は、連続導通モードでの動作を目的としています。連続導通モードのほうが不連続導通モードに比べて効率が良く、EMI 特性も低い性質があります。

昇圧変換器

LM3488 は昇圧回路（「ブースト回路」「ステップアップ回路」とも言う）に使用するのが最も一般的です。昇圧回路とは、入力電圧より高い電圧を出力する回路です。昇圧レギュレータの基本回路を Figure 10 に示します。連続導通モード（定常状態ではインダクタ電流がゼロにならない）の場合、昇圧レギュレータは 2 回のサイクルで作動します。最初のサイクルでは、MOSFET Q がオンになり、エネルギーがインダクタに蓄えられます。このサイクルの間、ダイオード D には逆方向バイアスが掛かるため、負荷電流は出力コンデンサ C_{OUT} から供給されます。

2 番目のサイクルでは、MOSFET Q がオフになるため、ダイオードに順方向バイアスが掛かります。インダクタに蓄えられていたエネルギーが負荷と出力コンデンサに出されます。この 2 つのサイクルの比により出力電圧が決まります。出力電圧は次のように定義されます。

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{1-D}$$

上の式は MOSFET とダイオードとの電圧降下分については無視しています。それも考慮すると次のようになります。

$$V_{OUT} + V_D = \frac{V_{IN} - V_Q}{1-D}$$

D はスイッチのデューティ・サイクル、 V_D はダイオードの順方向電圧降下、 V_Q は MOSFET オン時の電圧降下です。次の各項では、昇圧変換器に使用する各種部品の選択について説明します。

代表的なアプリケーション (つぎ)

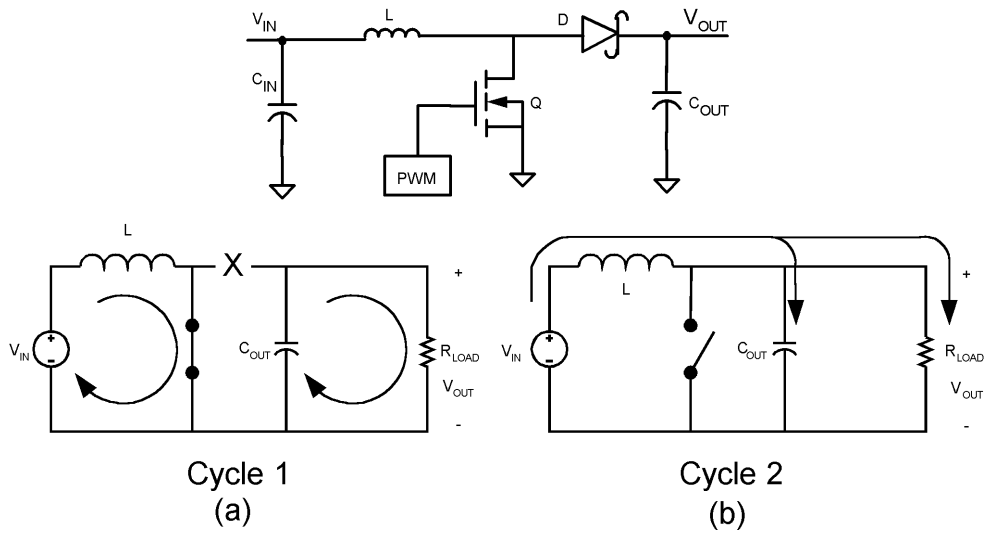


FIGURE 10. Simplified Boost Converter Diagram (a) First cycle of operation. (b) Second cycle of operation

パワー・インダクタの選択

昇圧変換器ではエネルギー蓄積用部品を2つ使用します。その1つがパワー・インダクタです。Figure 11を見ると、パワー・インダクタに流れる電流がスイッチング・サイクルの間にどのように変化するかわかります。インダクタに流れる電流は一般に次の式で表されます。

$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

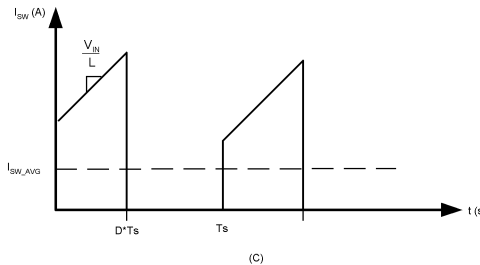
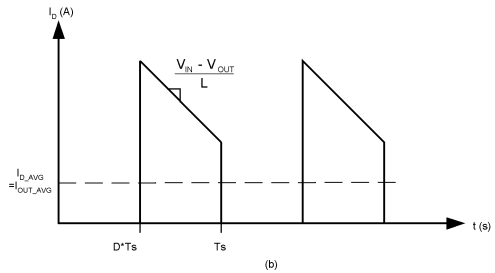
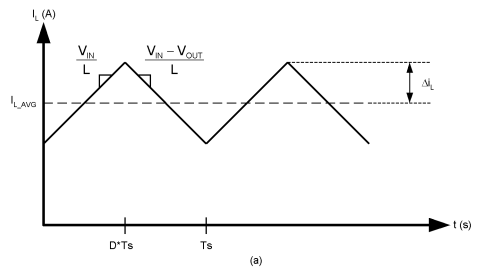


FIGURE 11. A. Inductor current B. Diode current

$V_L(t)$ が定数の場合は、 $di_L(t)/dt$ も必ず定数です。したがって、入力電圧も出力電圧も一定であるとすれば、インダクタに流れる電流は一定の割合で変化します。

代表的なアプリケーション (つづき)

インダクタンスの適正值を決める重要な要素は \bar{i}_L (平均インダクタ電流) および i_L (インダクタ電流リップル) です。 i_L が \bar{i}_L より大きい場合は、インダクタ電流は当該サイクルのどこかでゼロまで下がるため、昇圧変換器は不連続導通モードで動作することになります。 i_L が \bar{i}_L より小さい場合は、常にインダクタ電流がゼロより高いため、連続導通モードで動作します。本データシートで検討している例はすべて連続導通モードでの動作を前提としています。連続導通モード動作の場合は、次の各条件を満足する必要があります。

$$\bar{i}_L > i_L$$

$$\frac{I_{OUT}}{1-D} > \frac{DV_{IN}}{2f_s L}$$

$$L > \frac{D(1-D)V_{IN}}{2I_{OUT}f_s}$$

L の最小値を決めるときは I_{OUT} の最小値を選んでください。 i_L については \bar{i}_L の 30%にするのが一般的です。インダクタのコア・サイズの適正值を決めるには、インダクタを流れる平均電流とピーク電流との予測値を計算する必要があります。昇圧変換器の場合は次のようになります。

$$\bar{i}_L = \frac{I_{OUT}}{1-D}$$

$$I_{L_peak} = \bar{i}_L(\max) + i_L(\max)$$

ここで、

$$\Delta i_L = \frac{DV_{IN}}{2f_s L}$$

コア・サイズは、これらの値より先大きな定格のものを選んでください。これらの値を満足しない定格のコアを選ぶと飽和するため、全体の効率が著しく低下します。

LM3488 のスイッチング周波数はきわめて高く設定できます。スイッチング周波数が高ければ、インダクタの値がかなり小さくても昇圧変換器は動作します。インダクタの値が小さい場合は、ピーク・インダクタ電流値が出力電流より先大きくなる場合があり、特に負荷が軽いときにその傾向が顕著です。

LM3488 はスイッチに流れる電流のピーク値を監視しています。スイッチに流れるこのピーク電流は、上の式で計算したピーク電流と同じです。

出力電圧と出力電流の設定

Figure 12 に示すように、出力ピンと帰還ピンに接続した分圧抵抗により出力電圧が設定できます。分圧に用いる各抵抗値は、帰還ピンに入力される電圧が 1.26V になるように選んでください。 R_{F1} および R_{F2} の各値は次の式で求められます。

$$V_{OUT} = 1.26 \left(1 + \frac{R_{F1}}{R_{F2}} \right)$$

帰還ピンとグラウンドの間に 100pF コンデンサを接続するとノイズが減らせます。

出力できる最大電流値は電流検出用抵抗 R_{SEN} で制御できます。この電流検出用抵抗の両端に生じる電圧が電流検出スレッシュホールド電圧 V_{SENSE} に等しくなると電流制限が働きます。 V_{SENSE} のリミット値は「電気的特性」に規定されています。次の式で表します。

$$I_{sw(peak)} * R_{SEN} = V_{SENSE}$$

V_{SENSE} は Figure 2 に示す制御信号の最大値です。ただし、この制御信号は定数値ではなく、内部補償ランプが働いた結果として一定期間にわたって変化します (Figure 3 を参照)。したがって、内部補償ランプが働くと電流リミット値も変化します。実際のコマンド信号 V_{CS} は、この検知電圧と内部補償ランプの関数として次の式でより正確に表せます。

$$V_{CS} = V_{SENSE} - (D * V_{SL})$$

V_{SL} は内部補償ランプ電圧として定義されています。そのリミット値は「電気的特性」に規定されています。

スイッチを流れる電流のピーク値はインダクタを流れる電流のピーク値と同じです。

$$I_{sw(peak)} = I_L + i_L$$

したがって、昇圧変換器の場合は次のようになります。

$$I_{sw(peak)} = \frac{I_{OUT}}{(1-D)} + \frac{(D * V_{IN})}{(2 * f_s * L)}$$

この 3 つの式を合わせると、 R_{SEN} は次の式で表せます。

$$R_{SEN} = \frac{[V_{SENSE} - (D * V_{SL})]}{\left[\frac{I_{OUT}}{(1-D)} + \frac{(D * V_{IN})}{(2 * f_s * L)} \right]}$$

代表的なアプリケーション (つづき)

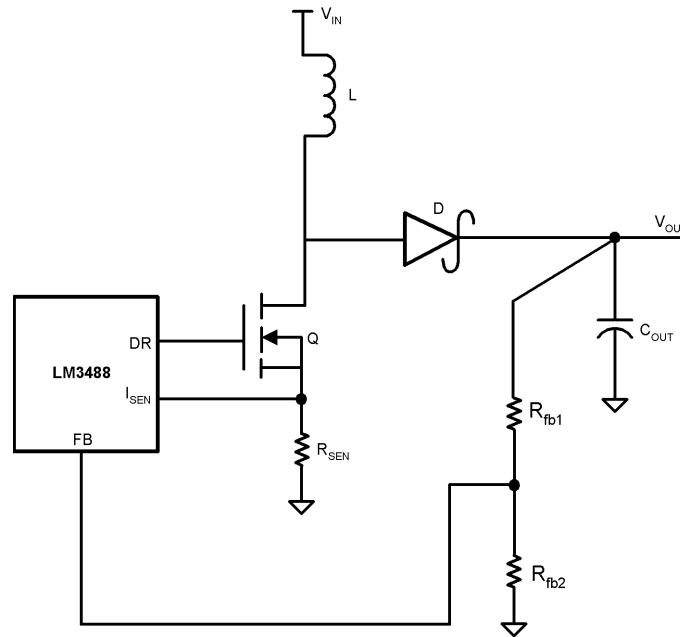


FIGURE 12. Adjusting the Output Voltage

スロープ補償の追加による電流制限

Figure 4 に示すようにスロープ補償用の外付け抵抗を使用すると、内部制御信号が変更され、電流制限値が変化します。制御信号は次の式で与えられます。

$$V_{CS} = V_{SENSE} - (D * V_{SL})$$

V_{SENSE} 、 V_{SL} は、「電気的特性」に定義されているパラメータです。 R_{SL} を使用すると、既存のスロープ補償が強化されます。このときのコマンド電圧は次の式で与えられます。

$$V_{CS} = V_{SENSE} - (D * (V_{SL} + V_{SL}))$$

V_{SL} はスロープ補償の増加分であり、Figure 5 から求められます。 $40 \times 10^{-6} * R_{SL}$ の式でも計算できます。これによって R_{SEN} の式は次のように変わります。

$$R_{SEN} = \frac{V_{SENSE} - D \times (V_{SL} + \Delta V_{SL})}{\left[\frac{I_{OUT}}{(1-D)} + \frac{(D \times V_{IN})}{(2 \times f_s \times L)} \right]}$$

以上のように、電流制限を設定するには、 R_{SL} を使用するのも 1 つの方法です。

パワー・ダイオードの選択

昇圧変換器の動作を見たとわかるように、パワー・ダイオードを流れる平均電流は平均負荷電流と同じです。同様に、パワー・ダイオードを流れるピーク電流は、パワー・インダクタを流れるピーク電流と同じです。パワー・ダイオードを選ぶときは、実際に流れるピーク電流値より大きな電流定格を持つものにして下さい。パワー・ダイオードに流れるピーク電流値は次の式で計算できます。

$$I_{D(Peak)} = I_{OUT} / (1 - D) + I_L$$

I_{OUT} は出力電流です。 I_L は Figure 11 に規定されています。

昇圧変換器の逆方向電圧のピーク値は、レギュレータの出力電圧と同じです。この電圧に耐えるパワー・ダイオードを選ばなければなりません。効率を上げるには、順方向電圧降下の低いショットキ・ダイオードを推奨します。

パワー MOSFET の選択

LM3488 の駆動ピンは、外付け MOSFET のゲートに接続してください。昇圧回路にすると、外付けの N チャネル MOSFET のドレインをインダクタに接続し、ソースをグラウンドに接続します。駆動ピン (DR) から出力される電圧は入力電圧によって異なります。詳細は、「代表的な性能特性」を参照してください。ほとんどのアプリケーションでは、ロジック・レベルの MOSFET が利用できます。入力電圧がかなり低い場合は、サブロジック・レベルの MOSFET を使用する必要があります。

MOSFET に何を選ぶかによって効率が大きく左右されます。MOSFET を選ぶときに注意すべき項目を次に示します。

1. 最小スレッショルド電圧 $V_{TH} (MIN)$
2. オン抵抗 $R_{DS} (ON)$
3. 全ゲート電荷量 Q_g
4. 逆方向伝達キャパシタンス C_{RSS}
5. ドレイン - ソース間最大電圧 $V_{DS} (MAX)$

MOSFET のオフ状態電圧はおおよそ出力電圧に等しくなります。MOSFET の $V_{DS} (MAX)$ は出力電圧より高いものを選ばなければなりません。MOSFET における電力損失を分類すると、1 つは導通損失でありもう 1 つはスイッチング損失すなわち遷移損失です。導通損失を概算するには $R_{DS} (ON)$ の値を知る必要があります。導通損失 P_{COND} とは、MOSFET のピン間抵抗値とそこを流れる電流値によって計算される電力量です。最大導通損失は次の式で計算できます。

$$P_{COND(MAX)} = \left[\left(\frac{I_{OUT}}{1-D_{MAX}} \right)^2 + \left(\frac{\Delta I}{3} \right)^2 \right] D_{MAX} R_{DS(ON)}$$

代表的なアプリケーション (つづき)

D_{MAX} は最大デューティ・サイクルです。

$$D_{MAX} = \left(1 - \frac{V_{IN(MIN)}}{V_{OUT}}\right)$$

一般的な MOSFET のターンオン時間、ターンオフ時間は数十ナノ秒です。このように状態が遷移する間に瞬間的に生じる大きな電力損失を概算するには、 C_{RSS} と Q_g の各値を知る必要があります。

MOSFET をオンにするのに必要なゲート電流は次の式で計算できます。

$$I_G = Q_g \cdot F_S$$

MOSFET をオンにするのに必要なゲート駆動電力は、電荷を転流させてゲート電圧を V_{DR} まで持ち上げるのに必要なエネルギー量とスイッチング周波数を乗じた値に等しくなります。駆動電圧の仕様値については、「電気的特性」と「代表的な性能特性」を参照してください。

$$P_{Drive} = F_S \cdot Q_g \cdot V_{DR}$$

入力コンデンサの選択

昇圧変換器の入力部にはインダクタを使用するため、入力電流の波形は Figure 11 に示したような連続三角波になります。このインダクタにより、入力コンデンサに生じるリップル電流がかなり小さくなります。ただし、入力コンデンサを小さくするほど入力リップルは大きくなります。入力コンデンサにおける実効電流値は次の式で計算されます。

$$I_{CIN(RMS)} = \Delta i_L / \sqrt{3} = \frac{1}{2\sqrt{3}} \left(\frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT} \cdot Lf_S} \right)$$

この式で計算される実効電流値に耐える入力コンデンサを選ぶ必要があります。昇圧変換器では、入力コンデンサはそれほど重要ではありませんが、値が小さいとインピーダンスの相互作用を生む場合があります。したがって、 $100 \mu\text{F} \sim 200 \mu\text{F}$ の範囲の良質のコンデンサを選ぶ必要があります。 $100 \mu\text{F}$ より小さい値を使用すると、インピーダンスの相互作用にからむ問題またはスイッチング・ノイズが LM3488 の動作に影響する恐れがあります。特に V_{IN} が 8V 未満のときの性能を改善するために、入力端に 20 の抵抗を接続して RC フィルタを作っておくことを推奨します。この抵抗は、 V_{IN} ピンに直列に接続します。 V_{IN} ピンに直接接続するのはバイパス・コンデンサだけです (Figure 13 を参照)。この回路には $0.1 \mu\text{F} \sim 1 \mu\text{F}$ のセラミック・コンデンサが必要です。大きな入力コンデンサおよびインダクタは、この抵抗の反対側で入力電源に接続します。

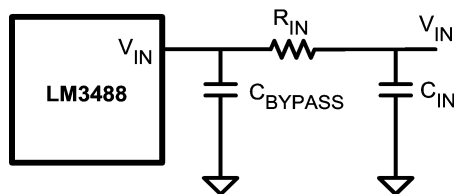


FIGURE 13. Reducing IC Input Noise

出力コンデンサの選択

昇圧変換器では、インダクタにエネルギーが蓄積されている間は、すべての出力電流が出力コンデンサから供給されます。その結果、非常に大きなリップル電流が生じます。出力コンデンサは、最大実効電流値に耐えるものを選ぶ必要があります。出力コンデンサにおける実効電流値は次の式で計算されます。

$$I_{COUT(RMS)} = \sqrt{(1-D) \left[I_{OUT}^2 \frac{D}{(1-D)^2} + \frac{\Delta i_L^2}{3} \right]}$$

ここで、

$$\Delta i_L = \frac{DV_{IN}}{2Lf_S}$$

デューティ・サイクル D は $(V_{OUT} - V_{IN})/V_{OUT}$ と同じです。

出力コンデンサの ESR および ESL は出力リップルに大きく影響します。高効率かつ低リップル電圧を実現するには、低 ESR、低 ESL、コンデンサを何個か出力部に使用します。出力部には、表面実装型タンタル・コンデンサ、表面実装型高分子電解コンデンサ、表面実装型高分子タンタル・コンデンサ、OS コン (三洋電子部品)、または積層セラミック・コンデンサのいずれかを推奨します。

LM3488 を使用した SEPIC の設計

LM3488 はローサイド N チャンネル MOSFET を制御できるため、SEPIC (Single Ended Primary Inductance Converter) アプリケーションに使用できます。LM3488 を用いた SEPIC の例を Figure 14 に示します。Figure 14 に示すように、出力電圧は入力電圧より高くしたり低くしたりできます。SEPIC では入力電圧の昇圧 (ステップアップ) または降圧 (ステップダウン) にインダクタを 2 個使用します。スイッチング・サイクルの間、インダクタ $L1$ 、 $L2$ のどちらにも等しい電圧が加わります。したがって、インダクタ $L1$ 、 $L2$ にはディスクリット形のインダクタが 2 個使用でき、1 個の結合トランスに含まれている巻線インダクタも 2 個使用できます。ディスクリット・インダクタが使えれば、特注トランスではなくカタログ品の磁性体を使用できます。 $L1$ と $L2$ にトランス結合巻線を使用すると、大きさはもちろんですが入力リップルも小さくできます。

SEPIC では入力部にインダクタ $L1$ を接続するため、昇圧変換器の利点がすべてそのまま活かされます。SEPIC が昇圧変換器よりもすぐれている主な理由の 1 つは、回路構成からも明らかなように、入力と出力が絶縁されていることです。コンデンサ C_S は、入力と出力を絶縁する働きをするほかに、負荷の短絡および負荷の障害に対する保護にもなっています。したがって、完全にシャットダウンする必要がある場合は、昇圧回路に代えて SEPIC を用いるのが便利です。「完全にシャットダウンする」は、スイッチがオフのときに出力電圧が 0V まで下がることを言います。昇圧変換器の出力電圧は (入力電圧 - ダイオードの電圧降下分) までしか下がれません。

LM3488を使用した SEPIC の設計 (つづき)

SEPIC のデューティ・サイクルは次の式で計算されます。

$$D = \frac{V_{OUT} + V_{DIODE}}{V_{OUT} + V_{IN} - V_Q + V_{DIODE}}$$

V_Q は MOSFET Q のオン状態電圧、 V_{DIODE} はダイオードの順方向電圧降下です。

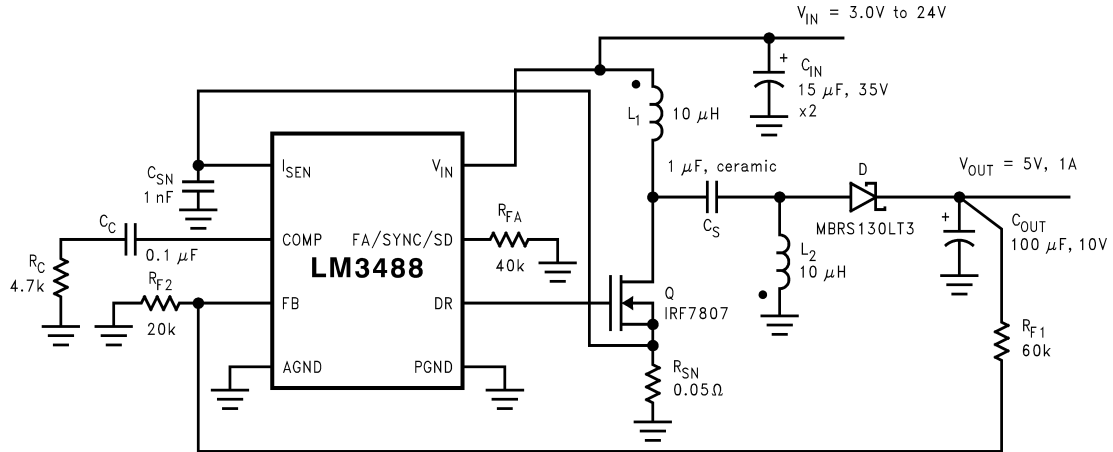


FIGURE 14. Typical SEPIC Converter

パワー MOSFET の選択

昇圧変換器と同じように、MOSFET を選ぶとき注意すべき項目は、最小スレッショルド電圧 $V_{TH(MIN)}$ 、オン抵抗 $R_{DS(ON)}$ 、全ゲート電荷量 Q_g 、逆方向伝達キャパシタンス C_{RSS} 、ドレイン-ソース間最大電圧 $V_{DS(MAX)}$ です。SEPIC でのピーク・スイッチ電圧は次の式で計算されます。

$$V_{SW(PEAK)} = V_{IN} + V_{OUT} + V_{DIODE}$$

次の条件を満足する MOSFET を選ぶ必要があります。

$$V_{DS(MAX)} > V_{SW(PEAK)}$$

ピーク・スイッチ電流は次の式で計算されます。

$$I_{SW(PEAK)} = I_{L1(AVG)} + I_{OUT} + \frac{\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}}{2}$$

スイッチを流れる実効電流値は次の式で計算されます。

$$I_{SWRMS} = \sqrt{I_{SWPEAK}^2 - I_{SWPEAK}(\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}) + \frac{(\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2})^2}{3}} D$$

パワー・ダイオードの選択

実際に生じるピーク電流およびピーク逆方向電圧に耐えるパワー・ダイオードを選ぶ必要があります。SEPIC では、ダイオードのピーク電流はスイッチのピーク電流と同じです。ダイオードのオフ状態電圧またはピーク逆方向電圧は $V_{IN} + V_{OUT}$ です。昇圧変換器と同じように、ダイオードの平均電流は出力電流と同じです。ダイオードにはショットキ・ダイオードを推奨します。

インダクタ L1 および L2 の選択

定電流モードが維持されるようにインダクタ L1、L2 を正しく選ぶには、次の各値を計算する必要があります。

平均インダクタ電流値：

$$I_{L1(AVE)} = \frac{DI_{OUT}}{1-D}$$

$$I_{L2(AVE)} = I_{OUT}$$

コア損失の計算に必要な場合、次の式でリップル電流のピーク・ツー・ピーク値を求めてください。

$$\Delta I_{L1} = \frac{(V_{IN} - V_Q) D}{(L1)f_s}$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{(V_{IN} - V_Q) D}{(L2)f_s}$$

定電流モードでの動作が保証されるように $I_L > I_L/2$ の条件を維持すると、次のようになります。

$$L1 > \frac{(V_{IN} - V_Q)(1-D)}{2I_{OUT}f_s}$$

$$L2 > \frac{(V_{IN} - V_Q)D}{2I_{OUT}f_s}$$

LM3488を使用した SEPIC の設計 (つづき)

ピーク・インダクタ電流 (インダクタが飽和しないことを保証するため):

$$I_{L1PK} = \frac{D I_{OUT}}{1-D} + \frac{\Delta I_{L1}}{2}$$

$$I_{L2PK} = I_{OUT} + \frac{\Delta I_{L2}}{2}$$

I_{L1PK} は、電流検出用抵抗によって決まる最大電流定格より低くなければなりません。

$L1$ の値を最低推奨値より先高くすると、入力リップルと出力リップルがともに減らせます。ただし、 D_{IL1} が I_{L1AVE} の 20% を下回ると、出力リップルに対する効果も最小になります。

$L2$ の値を最低推奨値より先高くすると I_{L2} が減らせるため、次の式で計算される出力リップル電圧も減ります。

$$\Delta V_{OUT} = \left(\frac{I_{OUT}}{1-D} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \right) ESR$$

ESR は出力コンデンサの実効直列抵抗値 (等価直列抵抗値) です。

$L1$ と $L2$ を同じコアに巻き付ける場合は $L1 = L2 = L$ です。インダクタンス値を $2L$ に置き換えれば、上の式はすべて有効です。巻数の等しいトランスとしては、Coiltronics CTX シリーズの Octopack を推奨します。

検出用抵抗の選択

スイッチを流れるピーク電流 $I_{SW(PK)}$ は、電流検出用抵抗 R_{SEN} で調節すると任意の値に設定できます。抵抗 R_{SEN} は次の式で計算できます。

$$R_{SEN} = \frac{V_{SENSE} - D(V_{SL} + \Delta V_{SL})}{I_{SWPEAK}}$$

SEPIC コンデンサの選択

SEPIC コンデンサ C_S に何を選ぶかは実効電流値によって異なります。SEPIC コンデンサの実効電流値は次の式で計算されます。

$$I_{CSRMS} = \sqrt{I_{SWRMS}^2 + \left(I_{L1PK}^2 - I_{L1PK} \Delta I_{L1} + \Delta I_{L1}^2 \right) (1-D)}$$

SEPIC コンデンサは、出力電力の割に大きな交流実効電流値に耐える定格のものを選ぶ必要があります。このような性質があるため、SEPIC が特に向いているアプリケーションとしては、SEPIC コンデンサを流れる実効電流値が比較的小さい低電力回路が挙げられます。SEPIC コンデンサの電圧定格は最大入力電圧より先高くしなければなりません。タンタル・コンデンサは小さい割に実効電流定格が高いので、SMT に最適です。セラミック・コンデンサも使用できますが、容量が小さいため、大電流が流れたときにコンデンサの両端に生じる電圧が大きく変動する傾向があります。

大容量のセラミック・コンデンサは高価です。スルーホール基板には電解コンデンサが向いています。ただし、電解コンデンサは寸法が大きいため、必要な大きさの電解コンデンサを実装できるだけの広さを持つ基板を使用しなければなりません。 C_S と $L1$ はエネルギー状態が平衡しています。その性質を用いて SEPIC コンデンサの値を求められます。エネルギー平衡を表す基本的な式は次のようになります。

$$\frac{1}{2} C_S \Delta V_S^2 = \frac{1}{2} L_1 \Delta I_{L1}^2$$

ここで、

$$\Delta V_S = \left(\frac{V_{OUT}}{V_{OUT} + V_{IN} - V_Q + V_{DIODE}} \right) \frac{I_{OUT}}{f_S C_S}$$

上の式は SEPIC コンデンサの両端に生じるリップル電圧です。

$$\Delta I_{L1} = \frac{(V_{IN} - V_Q) D}{L_1 f_S}$$

この式はインダクタ $L1$ を流れるリップル電流です。先に示した、エネルギー平衡の方程式を解くと、次式に示す C_S の最小値が求められます。

$$C_S \geq L_1 \frac{I_{OUT}^2}{(V_{IN} - V_Q)^2}$$

入力コンデンサの選択

昇圧変換器と同じように、SEPIC の入力部にもインダクタを使用します。したがって、入力電流の波形は連続三角波になります。このインダクタにより、入力コンデンサに生じるリップル電流がかなり小さくできます。ただし、入力コンデンサを小さくするほど入力リップルは大きくなります。入力コンデンサにおける実効電流値は次の式で計算されます。

$$I_{CIN(RMS)} = \Delta I_{L1} / \sqrt{2} = \frac{D}{2\sqrt{3}} \left(\frac{V_{IN} - V_Q}{L_1 f_S} \right)$$

この式で計算される実効電流値に耐える入力コンデンサを選ぶ必要があります。昇圧変換器では、入力コンデンサはそれほど重要ではありませんが、値が小さいとインピーダンスの相互作用を生む場合があります。したがって、100 μ F ~ 200 μ F の範囲の良質のコンデンサを選ぶ必要があります。100 μ F より小さい値を使用すると、インピーダンスの相互作用からむ問題またはスイッチング・ノイズが LM3488 の動作に影響する恐れがあります。特に V_{IN} が 8V 未満のときの性能を改善するために、入力端に 20 の抵抗を接続して RC フィルタを作っておくことを推奨します。この抵抗は、 V_{IN} ピンに直列に接続します。 V_{IN} ピンに直接接続するのはバイパス・コンデンサだけです (Figure 13 を参照)。回路には 0.1 μ F ~ 1 μ F のセラミック・コンデンサが必要です。大きな入力コンデンサおよびインダクタは、この抵抗の反対側で入力電源に接続します。

入力コンデンサの選択

出力コンデンサの選択

出力コンデンサの ESR および ESL は出力リップルに大きく影響します。高効率かつ低リップル電圧を実現するには、低 ESR、低 ESL、および小容量のコンデンサを何個か出力部に使用します。低リップルを実現したいときは、出力部に、表面実装型タンタル・コンデンサ、表面実装型高分子電解コンデンサ、表面実装型高分子タンタル・コンデンサ、OS コン（三洋電子部品）、または積層セラミック・コンデンサのいずれかを推奨します。

昇圧変換器の出力コンデンサと同じように、SEPIC の出力コンデンサにもかなり大きなリップル電流が流れます。出力コンデンサを流れる実効電流値は次の式で計算されます。

$$I_{\text{RMS}} = \sqrt{\left[I_{\text{SWPK}}^2 - I_{\text{SWPK}} (\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}) + \frac{(\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2})^2}{3} \right] (1-D) - I_{\text{OUT}}^2}$$

その他のアプリケーション

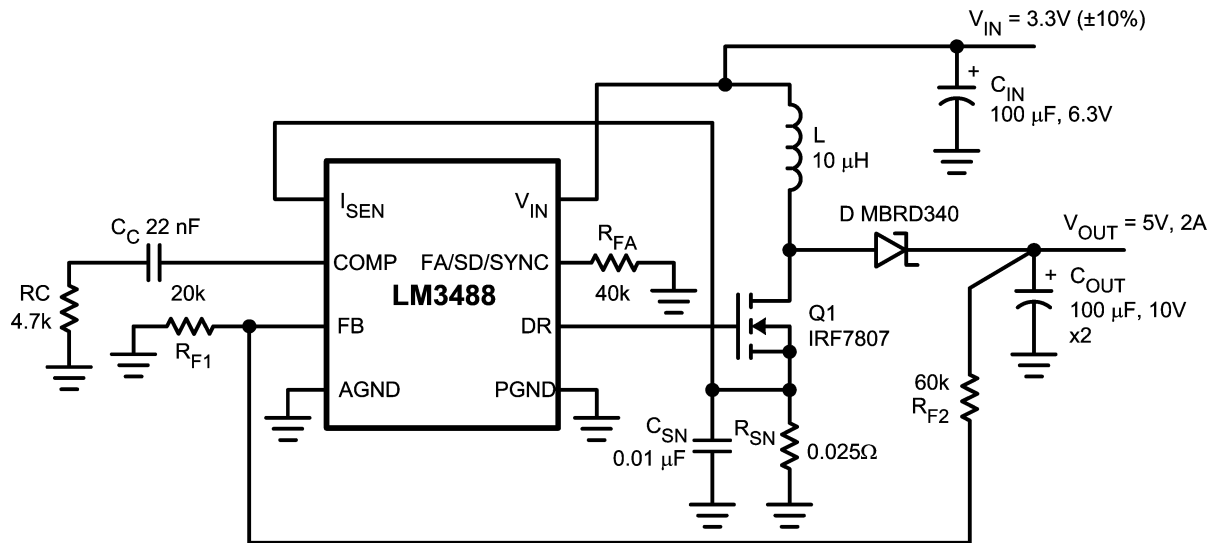
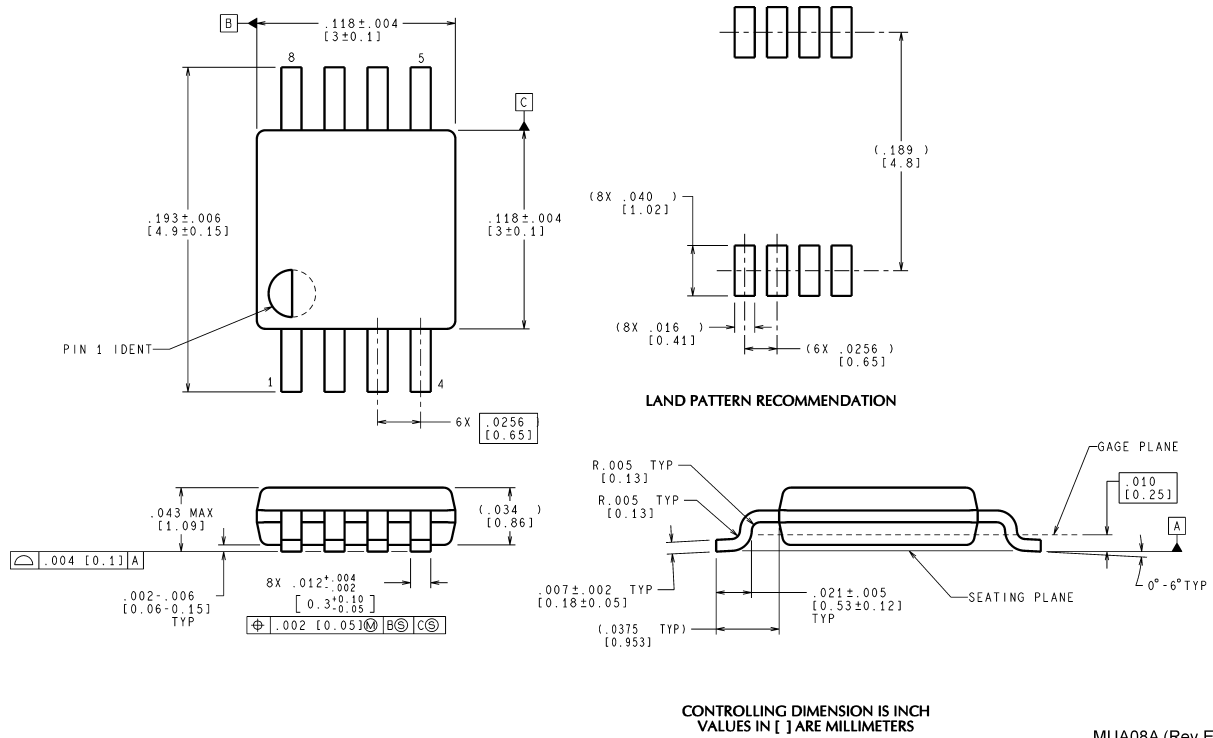


FIGURE 15. Typical High Efficiency Step-Up (Boost) Converter

外形寸法図 特記のない限り inches (millimeters)



MUA08A (Rev E)

ナショナルは記述したいかなる回路についても、その使用に関して責任を負うものではありません。特許の使用許諾を与えることを意味するものではありません。ナショナルは当該回路および仕様を任意の時点で予告なく変更する権利を有します。製品の最新情報については www.national.com をご覧ください。

生命維持装置への使用について

弊社の製品はナショナル セミコンダクター社の書面による許可なくしては、生命維持用の装置またはシステム内の重要な部品として使用することはできません。

1. 生命維持用の装置またはシステムとは (a) 体内に外科的に使用されることを意図されたもの、または (b) 生命を維持あるいは支持するものをいい、ラベルにより表示される使用法に従って適切に使用された場合に、これの不具合が使用者に身体的障害を与えると予想されるものをいいます。
2. 重要な部品とは、生命維持にかかわる装置またはシステム内のすべての部品をいい、これの不具合が生命維持用の装置またはシステムの不具合の原因となりそれらの安全性や機能に影響を及ぼすことが予想されるものをいいます。

禁止物質不使用に関する適合

ナショナル セミコンダクターの製品および梱包材料は、CSP-9-111C2規格 (Customer Products Stewardship Specification)、CSP-9-111S2規格 (Banned Substances and Materials of Interest Specification) の規約に準拠しており、CSP-9-111S2 に定義された禁止物質を使用しておりません。鉛フリー製品は RoHS 指令に対応しております。

ナショナル セミコンダクター ジャパン株式会社

本社 / 〒 135-0042 東京都江東区木場 2-17-16 TEL.(03)5639-7300

技術資料 (日本語 / 英語) はホームページより入手可能です。

www.national.com/jpn/

本資料に掲載されているすべての回路の使用に起因する第三者の特許権その他の権利侵害に関して、弊社ではその責を負いません。また掲載内容は予告無く変更されることがありますのでご了承ください。