

MAXIM

高効率PWMステップダウン PチャネルDC-DCコントローラ

MAX747

概要

高効率、高電流ステップダウンコントローラのMAX747は、外部のPチャネルFETを駆動します。6Vの入力電源から、50mA～2.5Aの負荷電流範囲で90～95%の高効率が得られます。電流モードのパルス幅変調(PWM)制御方式を採用し、精密な出力レギュレーションと低出力ノイズを実現しています。4～15Vの入力電圧範囲、5V固定/可変出力(Dual-Mode™)、外部抵抗で設定する電流制限により、MAX747は広範なアプリケーションを可能にしています。

軽負荷時にスイッチング周波数を低減することで、スイッチング損失を最小限に抑える独自のデュアルコントロール(Idle-Mode™)技術が用いられているため、軽負荷時においても高効率が維持されています。自己消費電流が800μAと低く、またシャットダウン電流が0.6μAと大変低いので、バッテリー寿命が更に拡張されます。

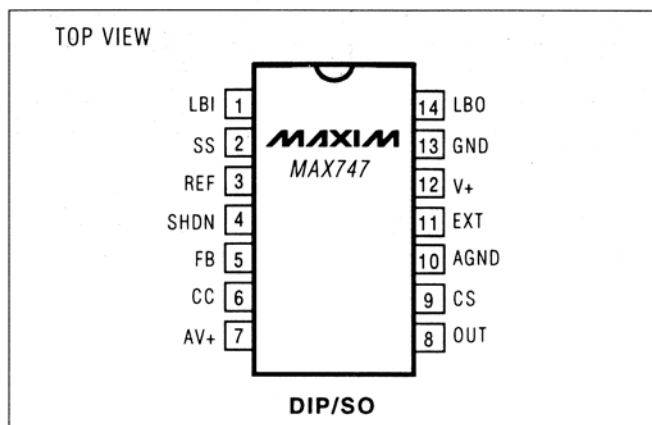
外付部品はMAX747のサイクル毎の電流制限により保護されています。またMAX747の特徴として、2V±1.5%のリファレンス、ローバッテリー検出用又はレベル変換用のコンパレータ、ソフトスタート機能、及びシャットダウン機能が挙げられます。

MAX747と同等の機能を有するMAX746は、NチャネルのロジックレベルFETをハイサイドで駆動します(MAX746のデータシートを参照して下さい)。

アプリケーション

ノートブック用電源
パーソナルデジタルアシスタント(PDA)
バッテリー駆動装置
携帯電話
5Vから3.3VのグリーンPC

ピン配置



特長

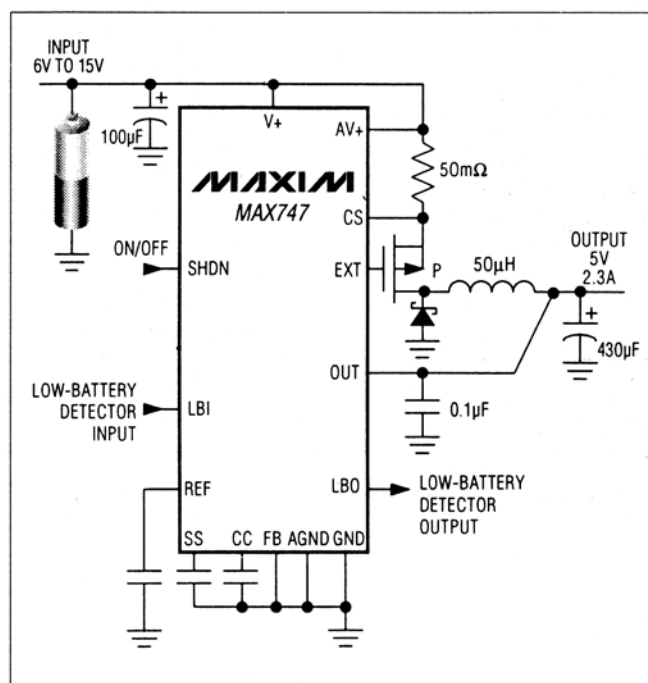
- ◆50mA～2.5Aの出力電流にて90～95%の高効率
- ◆入力電圧：4～15V
- ◆低消費電流：800μA(typ)
- ◆シャットダウン電流：0.6μA(typ)
- ◆外部のPチャネルFETを駆動
- ◆サイクル毎の電流制限
- ◆精密リファレンス出力：2V±1.5%
- ◆調整可能なソフトスタート
- ◆パワーフェイル又はローバッテリー警報用の精密コンパレータ

型番

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX747CPD	0°C to +70°C	14 Plastic DIP
MAX747CSD	0°C to +70°C	14 Narrow SO
MAX747C/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX747EPD	-40°C to +85°C	14 Plastic DIP
MAX747ESD	-40°C to +85°C	14 Narrow SO
MAX747MJD	-55°C to +125°C	14 CERIDIP

* Contact factory for dice specifications.

標準動作回路



MAXIM

Maxim Integrated Products 1

本データシートに記載された内容はMaxim Integrated Productsの公式な英語版データシートを翻訳したものです。翻訳により生じる相違及び誤りについては責任を負いかねます。正確な内容の把握には英語版データシートをご参照ください。

無料サンプル及び最新版データシートの入手には、マキシムのホームページをご利用ください。http://japan.maxim-ic.com

高効率PWMステップダウン PチャネルDC-DCコントローラ

MAX747

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage V_+ , AV_+ to GND -0.3V to 17V
 AGND to GND -0.3V to 0.3V
 All Other Pins -0.3V to ($V_+ + 0.3V$)
 Reference Current (I_{REF}) $\pm 2mA$
 Continuous Power Dissipation ($T_A = +70^\circ C$)
 Plastic DIP (derate 10.00mW/ $^\circ C$ above $+70^\circ C$) 800mW
 SO (derate 8.33mW/ $^\circ C$ above $+70^\circ C$) 667mW
 CERDIP (derate 9.09mW/ $^\circ C$ above $+70^\circ C$) 727mW

Operating Temperature Ranges:

MAX747C_D $0^\circ C$ to $+70^\circ C$
 MAX747E_D $-40^\circ C$ to $+85^\circ C$
 MAX747MJD $-55^\circ C$ to $+125^\circ C$
 Junction Temperature
 MAX747C_D/E_D $+150^\circ C$
 MAX747MJD $+175^\circ C$
 Storage Temperature Range $-65^\circ C$ to $+160^\circ C$
 Lead Temperature (soldering, 10sec) $+300^\circ C$

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

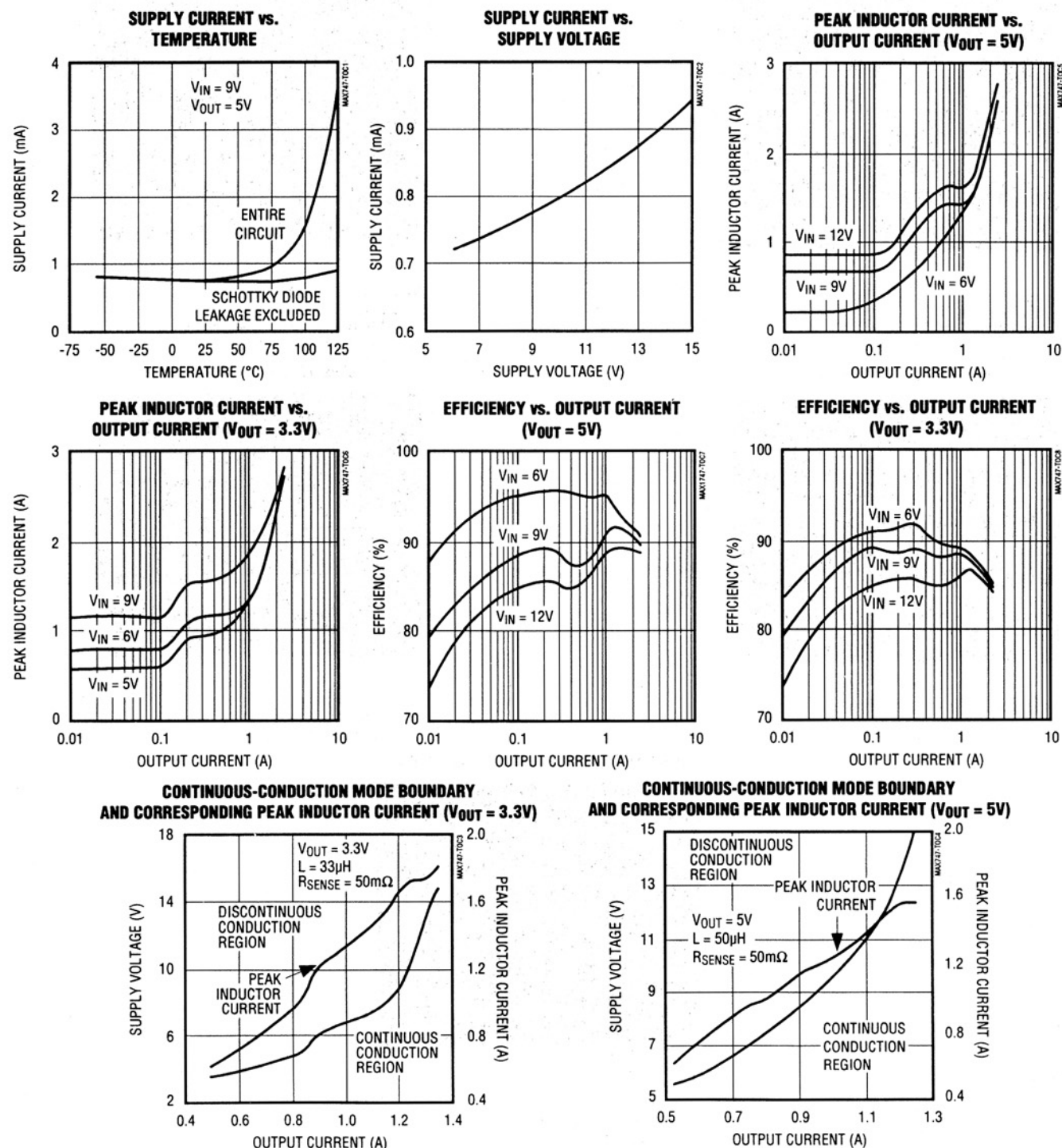
ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V_+ = 10V$, $I_{LOAD} = 0mA$, $I_{REF} = 0mA$, $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} , unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Voltage Range	V_+	For regulated outputs	4		15	V
Output Voltage	V_{OUT}	$V_+ = 6V$ to $15V$, $0V < V_+ - CS < 0.125V$, $FB = 0V$ (includes line and load regulation)	4.85	5.08	5.25	V
Feedback Voltage		$V_+ - CS = 0V$, external feedback mode	1.96	2.00	2.04	V
		MAX747C	1.95	2.00	2.05	
Line Regulation		$V_+ = 6V$ to $15V$, $FB = 0V$		0.05		%V
		$V_+ = 4V$ to $15V$, external feedback mode			0.1	
Load Regulation		$0V < V_+ - CS < 0.125V$		1.3	2.5	%
Efficiency		Circuit of Figure 1, $I_{LOAD} = 0.5A$ to $2.5A$		91		%
OUT Leakage Current		$V_{OUT} = 5V$		50	80	μA
FB Input Logic Low		For dual-mode switchover			40	mV
FB Input Leakage Current		$FB = 2V$		0.1	100	nA
Reference Voltage	V_{REF}	$I_{REF} = 0\mu A$	1.97	2.00	2.03	V
		MAX747C	1.96	2.00	2.04	
Reference Load Regulation		$I_{REF} = 0\mu A$ to $100\mu A$		9	20	mV
Soft-Start Source Current		$SS = 0V$		1		μA
Soft-Start Fault Current		$SS = 2V$	100	500		μA
Supply Current		Operating, $V_+ = 15V$		0.95	1.3	mA
		Operating, $V_+ = 10V$		0.8		
		Shutdown mode		0.6	20	
Oscillator Frequency	f_{OSC}	MAX747C	85	100	115	kHz
		MAX747E/M	80	100	120	
Maximum Duty Cycle		$V_+ = 6V$	91	96		%
CS Amp I_{LIM} Threshold	V_{LIMIT}	$V_+ - CS$	125	150	175	mV
EXT Output High		$I_{EXT} = -1mA$ (sourcing)	$V_+ - 0.1$			V
EXT Output Low		$I_{EXT} = 1mA$ (sinking)			0.25	V
EXT Sink Current		$V_{EXT} = 7.5V$		110		mA
EXT Source Current		$V_{EXT} = 2.5V$		170		mA
CC Impedance				24		k Ω
LBI Threshold Voltage	V_{TH}	LBI falling	1.97	2.00	2.03	V
		MAX747EM	1.96	2.00	2.04	
LBO Output Voltage Low		$I_{SINK} = 0.5mA$			0.4	V
LBI Input Leakage Current		$LBI = 2.5V$			100	nA
LBO Output Leakage Current		$V_+ = 15V$, $LBO = 15V$, $LBI = 2.5V$			1	μA
SHDN Input Voltage Low	V_{IL}				0.4	V
SHDN Input Voltage High	V_{IH}		2.0			V
SHDN Input Leakage Current		$SHDN = 10V$		0.1	100	nA

標準動作特性

(Circuit of Figure 1, $V_+ = 9V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

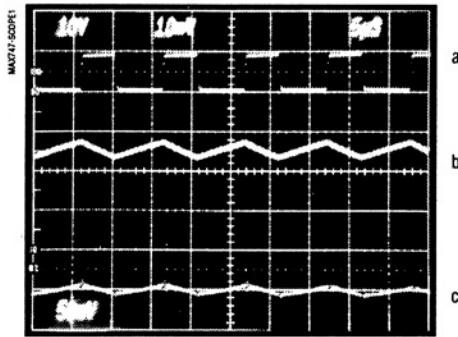


高効率PWMステップダウン PチャネルDC-DCコントローラ

標準動作特性(続き)

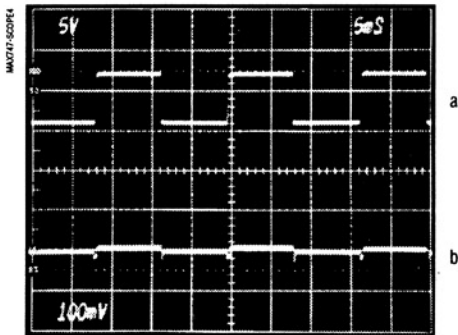
MAX747

CONTINUOUS-CONDUCTION MODE WAVEFORMS



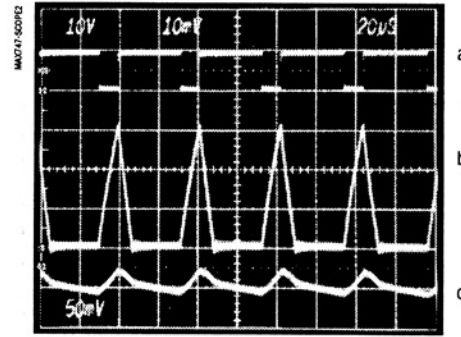
$V_+ = 9V$, $I_{OUT} = 2.5A$
a) EXT VOLTAGE, 10V/div
b) INDUCTOR CURRENT, 1A/div
c) V_{OUT} RIPPLE, 50mV/div

LINE-TRANSIENT RESPONSE



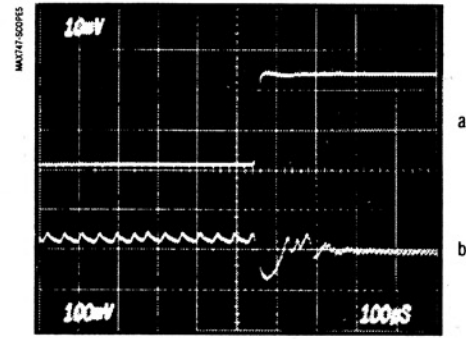
$I_{OUT} = 2.0A$
a) $V_+ = 6V$ to $12V$, 5V/div
b) V_{OUT} RIPPLE, 100mV/div

DISCONTINUOUS-CONDUCTION MODE WAVEFORMS



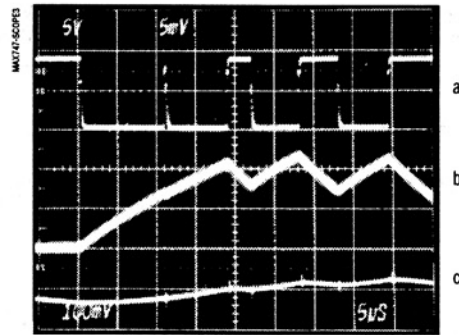
$V_+ = 9V$, $I_{OUT} = 125mA$
a) EXT VOLTAGE, 10V/div
b) INDUCTOR CURRENT, 200mA/div
c) V_{OUT} RIPPLE, 50mV/div

LOAD-TRANSIENT RESPONSE



$V_+ = 9V$, $C_{OUT} = 430μF$
a) LOAD CURRENT, 0.1A TO 2.5A, 1A/div
b) V_{OUT} RIPPLE, 100mV/div

MODERATE LOAD, IDLE-MODE WAVEFORMS



$V_+ = 9V$, $I_{OUT} = 560mA$
a) EXT VOLTAGE, 5V/div
b) INDUCTOR CURRENT, 0.5A/div
c) V_{OUT} RIPPLE 100mV/div

端子説明

ピン	名 称	機 能
1	LBI	ローバッテリー用のコンパレータ入力。使用しない場合はV ₊ 又はGND接続します。
2	SS	ソフトスタートはスタートアップ時のサージ電流を制限します。電源投入時にソフトスタートコンデンサを充電し、ピーク電流制限を検出抵抗によって設定されたレベルまで徐々に上昇させます。
3	REF	2Vのリファレンス出力で、外部負荷に100 μ Aをソースします。0.22 μ Fでバイパスします。リファレンスはシャットダウンモード時にディセーブルされます。
4	SHDN	アクティブハイのTTL/CMOSロジックレベル入力。シャットダウンモード時はV _{OUT} =0V、電源電流は20 μ Aに低減します。
5	FB	可変出力動作のフィードバック入力。出力を+5Vに固定するためにはGNDに接続します。抵抗分圧器を用いて出力電圧を調整します。“出力電圧の設定”の項を参照。
6	CC	補償コンデンサ。エラーアンプへのAC補償入力。+5V固定出力動作では、CCとGND間にコンデンサを接続します。“補償コンデンサ”の項参照。
7	AV ₊	アナログ回路用のノイズの少ない電源。AV ₊ 用のバイパスコンデンサは不要です。
8	OUT	出力電圧検出入力。内部の抵抗分圧器に接続されています。可変出力ではオープンにします。ICの近くで0.1 μ FのコンデンサでAGNDにバイパスします。
9	CS	電流検出アンプの反転入力。AV ₊ からCSへ電流検出抵抗(R _{SENSE})を接続します。
10	AGND	アナロググランド。
11	EXT	パワーMOSFETのゲート駆動用出力で、V ₊ とGND間でスイングします。EXTはV ₊ 又はAGNDへの短絡保護がされていません。
12	V ₊	出力ドライバ用の高電流電源。
13	GND	出力ドライバ用の高電流電源グランド。
14	LBO	ローバッテリー出力は、オープンドレインでLBIが2V以下の時にローになります。プルアップ抵抗を介してV ₊ に接続します。使用しない時はオープンにします。LBOはシャットダウンモードではディセーブルされます。

始めに

図1aは5V出力、11.4Wの標準アプリケーション回路を示しています。図1bは3.3V出力、7.5Wの標準アプリケーション回路を示しています。殆どのアプリケーションでこれらの回路が使われます。特別なアプリケーションでの部品選択については、“設計手順”の項を参照してください。MAX747の動作については、“詳細”の項を参照してください。

詳細

MAX747モノリシックCMOSステップダウンスイッチングモード電源コントローラは、外部のPチャネルFETを駆動します。独自の電流モードパルス幅変調(PWM)制御方式を採用しているため、広範囲の負荷電流において高効率、タイトな出力電圧レギュレーション、優れた負荷/ライン・トランジェント応答、ローノイズ等の特性を有しています。軽負荷における効率は、スイッチング損失を低減するためにオシレータサイクルをスキップする独自のアイドルモードのスイッチング制御方式によりさらに向上しています。

高効率PWMステップダウン PチャネルDC-DCコントローラ

MAX747

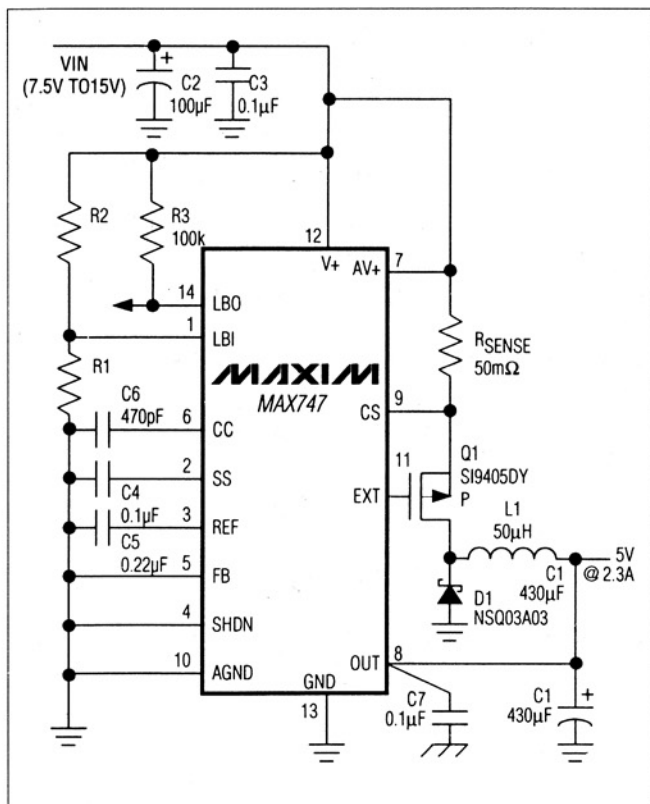


図1a. +5V標準アプリケーション回路

動作原理

MAX747のブロック図を図2に示します。MAX747は内部の電流フィードバックループと外部の電圧フィードバックループを用いて安定化します。電流ループはスロープ補償によって安定化され、電圧ループは出力フィルタコンデンサと負荷で形成されるドミナントポールで安定化されます。

断続/連続コンダクションモード

MAX747は、重負荷時には連続コンダクションモードで動作し、軽負荷時には断続コンダクションモードで動作するため、負荷状態が変化するようなアプリケーションに適しています。断続モードでは、インダクタ電流は各サイクルでゼロからスタートしゼロで終了します。連続モードでは、インダクタ電流はゼロには戻りません。またDCレベル上に小さなAC成分が重畳されているため、負荷電流能力が高く出力ノイズが小さくなります。インダクタ電流がゼロになったときに発生するリングングが発生しないこと、またインダクタ電流波形上に、より小さなAC成分が重畳されていることから、出力ノイズが低減されています(“標準動作特性”の項のインダクタ波形を参照)。1つのサイクルで同じエネルギー量を負荷に送るためには、断続波形のピーク電流レベルは連続波形のピーク電流よりもより大きくなければなりません。

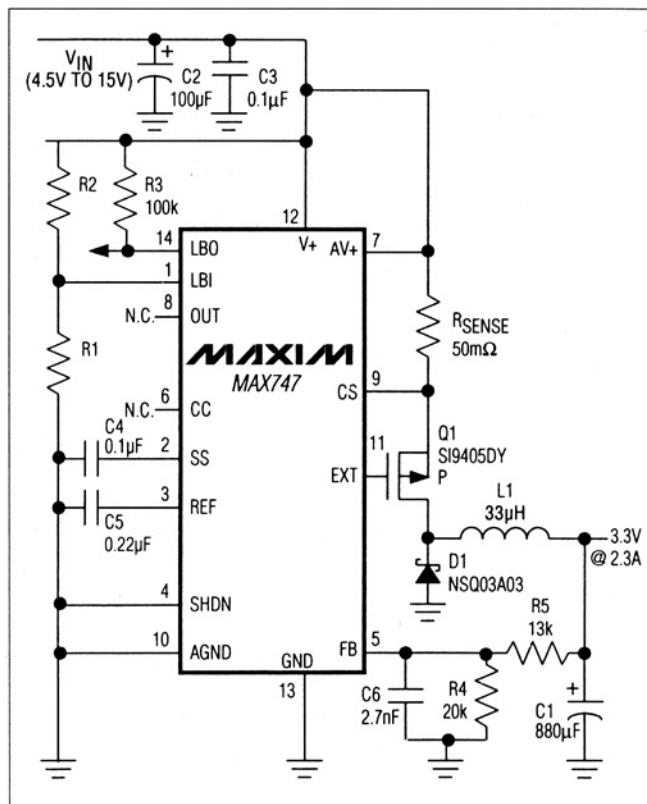


図1b. +3.3V標準アプリケーション回路

スロープ補償

内部の電流フィードバックループは、ランプ信号を電流検出アンプの出力に加えるスロープ補償によって安定化されます。理想的なスロープ補償は、減衰するインダクタ電流と同じスロープの直線的なランプを、上昇するインダクタ電流の検出電圧に加えることによって達成されます。このためインダクタは、電流検出の抵抗値に合わせなければなりません。

過剰補償は外部の電圧フィードバックループ応答にポールを加えることになり、ループの安定性を損ねます。これによりPWM動作ではなく、電圧モードのパルス周波数変調を引き起こす場合があります。補償不足は内部の電流フィードバックループの不安定性をもたらし、インダクタ電流を階段状にさせてしまう場合があります。検出抵抗とインダクタとの理想的なマッチングは必要としません。マッチングは±30%以上でかまいません。

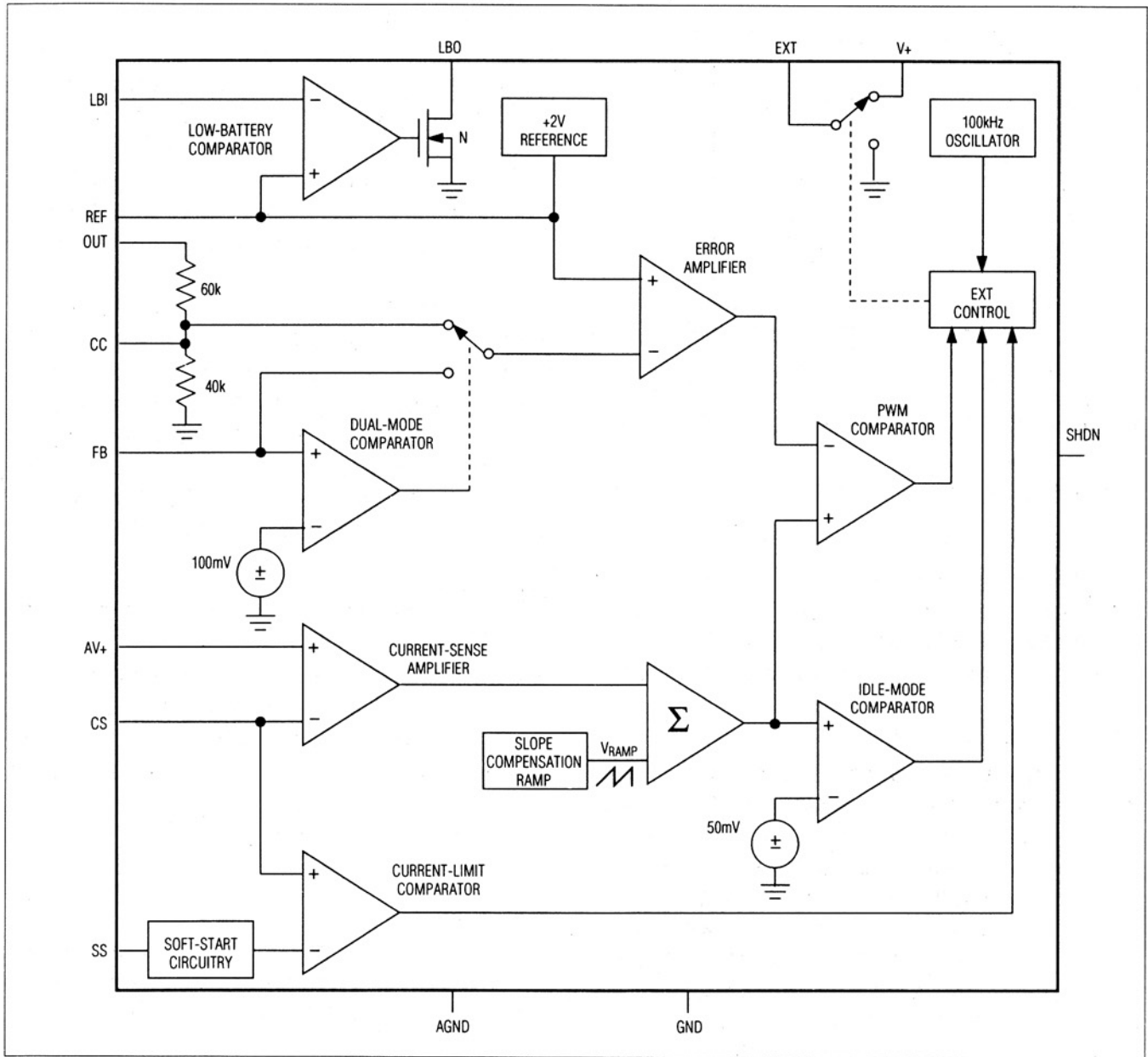


図2. ブロック図

オシレーターとEXT制御

スイッチング周波数は公称100kHz、デューティサイクルは入出力電圧比によって5~96%に変化します。外部P-FETのゲートを駆動するEXTは、スイッチング周波数でV₊とGND間でスイッチされます。EXTはPWMコンパレータとアイドルモードのコンパレータから構成された2つのコンパレータによる、独自の方式によって制御されます(図2参照)。PWMコンパレータは、重負荷時におけるサイクル毎のピーク電流を決定し、軽負荷コンパレータは軽負荷時のピーク電流を設定します。V_{OUT}が減衰し始めると、EXTはローになり、両方のコンパレータがトリップするまでロー状態

を保持します。重負荷時では、アイドルモードのコンパレータが素早くトリップし、PWM制御コンパレータがEXTのオンタイムを決定します。軽負荷時では、アイドルモードのコンパレータがEXTのオンタイムを設定します。

負荷が軽減されるとインダクタ電流は不連続になり、従来のPWMコンパレータでは一定周波数でのスイッチングを維持し、軽負時の効率を低減させてしまいます。しかし、MAX747のアイドルモードのコンパレータは、ピークインダクタ電流を増加させ1サイクルでのエネルギー転送量を増加させます。より少ないサイクル数で済むため、スイッチング周波数が低くなります。これにより外部P-FETをより

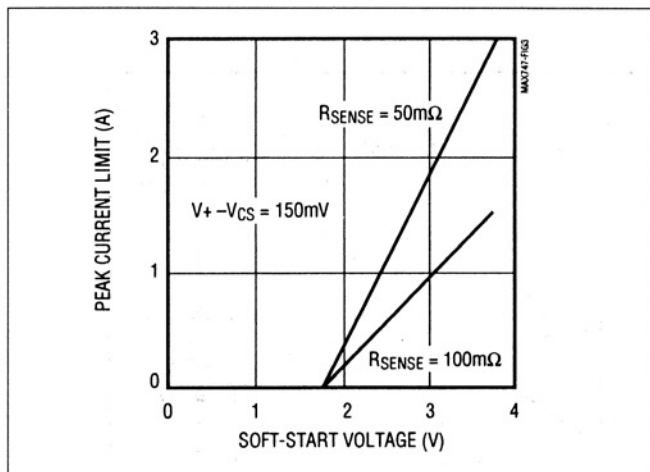


図3. ピーク電流制限 vs. ソフトスタート電圧

長い期間オフし、スイッチング損失を最小化し効率を増加させます。

軽負荷時の出力ノイズスペクトルは、アイドルモードの可変スイッチング周波数のため広帯域となりますが、出力リップルは低いままです。標準動作回路を用いて、9V入力で125mA負荷電流での出力リップルは40mV以下となります。

ソフトスタートと電流制限

MAX747は電源投入時に最大の電流が流れます。電源がMAX747にこの大電流を供給できない場合は、回路が正常に動作しないことがあります。例えば、永く使用した後、バッテリーの増加した直列抵抗によってMAX747がシャットダウンから解除された時、十分な初期サージ電流を供給することができなくなることがあります。ソフトスタート(SS)を使用すると、ピーク電流制限を徐々に増加させることによって、電源投入時における入力電源への過負荷を最小限に抑えることができます。電源から流れ出る初期ピーク電流を低減するために、SSとグランド間に外部コンデンサを接続して下さい。

安定状態でのSSピンの標準電圧は3.8Vです。電源投入時は、SSはSS電圧が3.8Vになるまで1μAを供給します。電流制限コンパレータはSS電圧が1.8VになるまでEXTのスイッチングを禁止します。最大電流制限は次式で設定されます。

$$I_{PK} = \frac{V_{LIMIT}}{R_{SENSE}} = \frac{150mV (typ)}{R_{SENSE}}$$

図3は2つの R_{SENSE} の値に対して、SSに印加される電圧が高くなるにつれて、ピーク電流制限が増加する様子を示しています。

シャットダウンモード

SHDNがハイのとき、MAX747はシャットダウンモードに入ります。このモードで、内部のバイアス回路(EXTを含む)はターンオフされ、 V_{OUT} は0Vに低下し、電源電流は0.6μA(最大20μA)に低下します。これは外付け部品の漏れ電流を含んでいないため、回路全体ではシャットダウン電源電流に数マイクロアンペアを追加します。SHDNはTTL/CMOSロジックレベル入力です。通常動作はSHDNをGNDに接続します。

ローバッテリー検出

MAX747はLBIに印加された電圧とリファレンス電圧を比較するローバッテリーコンパレータを内蔵しています。オープンドレイン出力のLBOは、LBI電圧が V_{REF} 以下になるとローになります。図4に示すように抵抗分圧器を用いて、トリップ電圧(V_{TRIP})を所望レベルに設定して下さい。この回路では、 $V_+ \leq V_{TRIP}$ 時にLBOがローになります。LBOはシャットダウンモードでは、ハイインピーダンスになります。

設計手順

出力電圧の設定

MAX747の出力電圧は、FBをグランドにすることで5Vに設定でき、又は図5に示すように外部抵抗 R_4 と R_5 を用いて、2~14Vの範囲で可変できます。10kΩ~1MΩの範囲で、フィードバック抵抗 R_4 を選択して下さい。 R_5 は次式で求められます。

$$R_5 = R_4 \times \left(\frac{V_{OUT}}{2} - 1 \right)$$

R_{SENSE} の選択

まず、 $I_{PK} = 1.1 \times I_{LOAD}$ と仮定し、ピーク電流の近似値を求めます(ここで I_{LOAD} は最大負荷電流)。全ての部品の値が決定されと、実際のピーク電流は次式で与えられます。

$$I_{PK} = I_{LOAD} + \left(\frac{V_{OUT}}{2 \times L \times f_{OSC}} \right) \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

次に、 R_{SENSE} の値を次式で求めます。

$$R_{SENSE} = \frac{V_{LIMIT(MIN)}}{I_{PK}} = \frac{125mV}{I_{PK}}$$

例えば、5V/3Aを得るには、 $I_{PK} = 3.3A$ 、 $R_{SENSE} = 125mV / 3.3A = 38m\Omega$ となります。

検出抵抗の電力定格は、十分な余裕を見込んで($I_{PK}^2 \times R_{SENSE}$)以上でなければなりません。3Aの負荷電流では、 $I_{PK} = 3.3A$ 、 $R_{SENSE} = 38m\Omega$ となります。抵抗での消費電力は(80%のデューティサイクルとした場合)331mWとなります。

金属被膜抵抗を推奨します。巻線抵抗は、インダクタンスが回路動作に悪影響を与えるため使用しないで下さい。

次式により連続モードでのデューティサイクル(DC)を求めて下さい。

$$DC(\%) = \frac{V_{OUT} + V_{DIODE}}{V_+ - V_{SW} + V_{DIODE}} \times 100$$

ここで、 V_{SW} は外部のP-FETと検出抵抗での電圧ドロップで、 $I_{LOAD} \times (R_{DS(ON)} + R_{SENSE})$ ぐらいとなります。

インダクタの選択

検出抵抗値が決定されると、インダクタは次式によって決定されます。インダクタ値Lによって適切なスロープ補償が与えられます。上の例に従って、

$$L = \frac{R_{SENSE} \times V_{OUT(MAX)}}{V_{RAMP(MAX)} \times f_{OSC}} = \frac{38m\Omega \times 5V}{50mV \times 100kHz} = 38\mu H$$

38 μ Hは計算値ですが、使用される部品には $\pm 30\%$ 以上の許容値があります。インダクタの飽和電流定格(コアが飽和を開始しインダクタンスが減少し始める電流)は R_{SENSE} で設定されるピーク電流よりも高くして下さい。

モリパーマロイパウダ(MPP)、Kool M μ あるいはフェライトのインダクタが推奨されます。廉価な鉄粉コアインダクタはコア損失が大きく不適です。MPPとKool M μ は低い透磁率のため、より大きな電流が得られます。

効率を最も高くするには、低いDC抵抗のコイルを使用して下さい。輻射ノイズを抑えるためには、トロイダル、ポットコア、又はシールドタイプを使用して下さい。

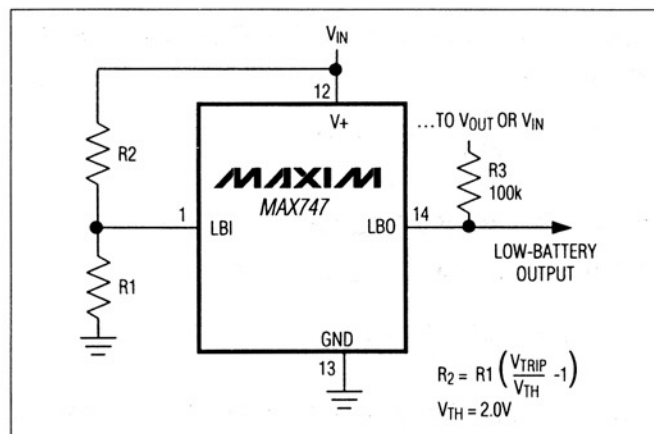


図4. 入力電圧監視回路

外部P-FETの選択

最低入力電圧が8V以下の場合、外部P-FETを十分にオンさせるために、ロジックレベルあるいは低いスレッショルドのP-FETを使用して下さい。

P-FETを選択する上で注意すべき3つの重要なパラメータは、トータルゲートチャージ(Q_g)、オン抵抗($R_{DS(ON)}$)、逆伝達容量(C_{RSS})です。

トータルゲートチャージ(Q_g)は、ゲートを充電する際に関連する全ての容量を含んでいます。最良の結果を得るために、 Q_g の標準値を用いて下さい。最大値は保証値であり計測された値ではないため、通常オーバースペックになっています。標準的なトータルゲートチャージは50nC以下です。より大きな値はEXTがゲートを十分にドライブできないことを意味します。EXTのシンク/ソース能力(I_{EXT})は標準的に140mAです。

P-FETの電力消費は、 I_2R 損失とスイッチング損失の2つの損失から発生します。連続モードの電力消費(PD)は次式で求められます。

$$PD = DC \times I_{PK}^2 \times R_{DS(ON)} + \left(\frac{V_+^2 \times C_{RSS} \times I_{PK} \times f_{OSC}}{I_{EXT}} \right)$$

ここで、デューティサイクル(DC)は V_{OUT}/V_+ で近似され、 $f_{OSC} = 100kHz$ 、 $R_{DS(ON)}$ と C_{RSS} はP-FETのデータシートに記載されています。この式で、 $R_{DS(ON)}$ は定数として用いられていますが、実際には温度に依存します。この式はゲート容量を充電/放電する際の損失を考慮に入れていません。これは、電力がゲートドライブ回路で消費され、P-FETで消費されないからです。

標準アプリケーション回路(図1a、1b)は、10Vの V_{GS} で0.1 Ω のオン抵抗を有する8ピンのSi9405DY、表面実装のP-FETを使用しています。ドレイン電圧が電源電圧範囲(数100mV以内)でスイングする時、最適な効率が得られます。

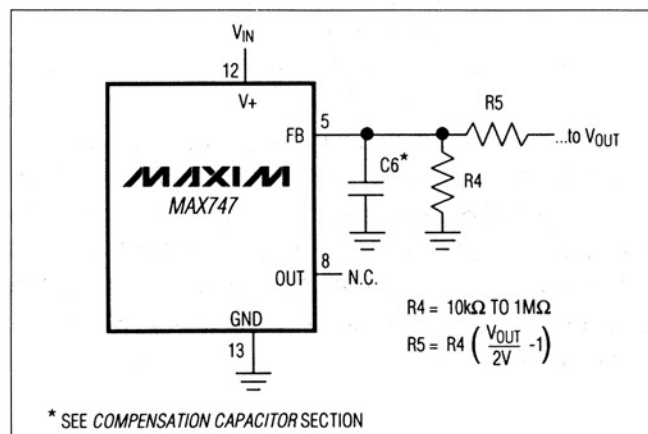


図5. 可変出力回路

ダイオードの選択

MAX747は高いスイッチング周波数を用いているため、高速の整流器を必要とし、ショットキダイオードが推奨されます。ショットキダイオードの平均電流定格は、負荷電流以上にします。

コンデンサの選択

出力フィルタコンデンサ

出力フィルタコンデンサC1は、低い等価直列抵抗 (ESR) を備え、温度による容量変化が小さいものを使用します。このことは、出力フィルタコンデンサと負荷によってループを安定化させるドミナントポールを形成するため、連続モードにおいて特に重要です。図1aの回路では、2.3Aまでの負荷電流に対して430μFで十分です。入出力電圧差が小さい場合、十分な負荷過渡応答を維持するために、より大きな出力フィルタコンデンサを使用する必要があります。*低入出力電圧差でのAC安定性”の項参照。

スブラーグの595D表面実装タンタルコンデンサ、及び三洋のOS-CONコンデンサが、特に低いESRのために推奨されます。OS-CONコンデンサは、特に低い温度での使用に適しています。

他のコンデンサを使って最良の結果を得るには、出力フィルタコンデンサのサイズを大きくするかコンデンサを並列に用いてESRを低減して下さい。

入力バイパスコンデンサ

入力バイパスコンデンサC2は電源からのピーク電流を低減し、またMAX747の高速スイッチング動作によって引き起こされる電源ノイズも低減します (これは他の回路が同じ電源で動作するとき特に重要です)。入力コンデンサのリップル電流定格は、RMS入力電流を超えていなければなりません。

$$I_{RMS} = \text{RMS AC入力電流}$$

$$= I_{LOAD} \times \frac{\sqrt{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}}{V_{IN}}$$

2.5Aまでの負荷電流に対しては、100μF (C2) と並列に0.1μF (C3) で十分です。軽負荷に対しては、バイパスコンデンサはより小さな容量が許容されます。入力電源インピーダンスにより、V+入力でのコンデンサ容量が決定されます。出力フィルタコンデンサと同様、低ESRのコンデンサ (三洋のOS-CON、スブラーグの595Dあるいは同等品) が入力バイパスに推奨されます。

ソフトスタートとリファレンスコンデンサ

ソフトスタートコンデンサC4の標準的な値は0.1μFです。これは定常時の電流制限まで380msのランプとなります。0.001μFから1μFの範囲で容量を選んで下さい。C4によって定常値に達するまでの公称時間は次式で与えられます。

$$t_{ss} (\text{秒}) = C4 \times 3.8 \times 10^6$$

t_{ss}はスタートアップ時間に影響しますが、MAX747が電源投入時に要する時間とは同じではないことに注意して下さい。またスタートアップ時間は、入力電圧と負荷電流の関数でもあります。2.5A負荷電流、7V入力電圧、0.1μFソフトスタートコンデンサのときは、電源投入にかかる標準的な時間は360msです。

REFを0.22μFのコンデンサ (C5) でバイパスして下さい。

補償コンデンサ

+5V固定出力では、CCとGND間に補償コンデンサ (C6) を接続して、過渡応答を最適化して下さい。最適な補償は出力フィルタコンデンサ (C1) のESRとフィードバック電圧検出抵抗ネットワークで決定されます。V+ ≤ 9Vのアプリケーションでは、270pFで十分です。全入力電圧範囲においては、C6を470pFに増加して下さい。C6はまた負荷電流に依存するため、軽負荷においてはC6の値を低減できます。470pFで最適な補償ができない場合は、次式を用いてC6を決定して下さい。

5V固定出力動作に対しては、

$$C6 = \frac{C1 \times ESR_{C1}}{24k\Omega}$$

可変出力動作では、FBは補償入力ピンとなりCCは無接続にします。C6をFBとGND間にR4と並列に接続して下さい (図5)。C6は次式で決定されます。

$$C6 = \frac{C1 \times ESR_{C1}}{R4 \parallel R5}$$

例えば、5V固定出力、C1 = 330μF、ESR_{C1} = 0.04Ω (100kHzの周波数) では、

$$C6 = \frac{C1 \times ESR_{C1}}{24k\Omega} = 783pF$$

ローバッテリー検出器の電圧設定

R1を10kΩ~1MΩの範囲で選択して下さい。

$$R2 = R1 \times \frac{V_{TRIP} - V_{REF}}{V_{REF}}$$

プルアップ抵抗 (例えば、100kΩ) をLBOとV_{OUT}間に接続して下さい (図4参照)。

アプリケーション情報

レイアウト

高電流レベルと高速スイッチング波形により輻射ノイズを発生するため、適切なプリント基板のレイアウトが必要になります。スターグラウンドの接続方法を用いて敏感なアナロググラウンドを保護して下さい。十分なグランドプレーンを用い、GND、転流用ショットキーダイオードのアノード、入力バイパスコンデンサのグラウンド端子、及び出力フィルタコンデンサのグラウンド端子を1つの点に接続して(スターグラウンド構成)グラウンドノイズを最小限に抑えます。またリード線の長さをできるだけ短くし、浮遊容量、抵抗、輻射ノイズを小さくします。バイパスコンデンサC3をV₊とGNDにできる限り近いところに配置して下さい。

AV₊とCSは差動の入力電流検出アンプの入力端子です。検出抵抗にはケルビン接続を用いて下さい(図6参照)。AV₊はまた敏感なアナログ回路に対して電源として動作しますが、独立したAV₊用のバイパスコンデンサは使用しないで下さい。コンデンサを使用しないことで、CS入力に現れるノイズはまたAV₊入力にも現れ、電流検出アンプに対してコモンモード信号として現れます。独立したAV₊コンデンサを用いると、ノイズが1つの入力にだけ現れ、この差動ノイズが増幅され回路動作に悪影響を与えます。

同様に、CC(あるいは可変出力動作におけるFB)は敏感な入力で、いかなるノードに対しても短絡しないでください。回路にプローブを接続する時、CCを短絡するとデバイスを損傷することがありますので注意してください。

スイッチング波形

インダクタ電流が、連続モードと断続モードの間の両モードで動作する領域が存在し、アイドルモードでの中電流負荷のEXT波形を標準動作特性に示してあります。出力電圧が変化すると、CCにフィードバックされ、この変化を補償するようにデューティサイクルが調整されます。V_{EXT}がP-FETのV_{GS}スレッシュホールド電圧以下の時に、スイッチはオフとみなされます。スイッチがオフされると、EXTの電圧はV₊となり、P-FETのドレイン電圧はGNDよりショットキダイオードのドロップ分だけ低くなります。しかし、この中間のモード(断続モード固有の変化するデューティサイクルによる)においては、素子が最大のデューティサイクルの時、EXTはV₊-V_{GS}でオフされます。スイッチは、最低オフタイム後にEXTがV₊になる前に、再びオンされるため、EXTは常にV₊になるわけではありません。結果として、EXT波形に短いスパイクが現れます(標準動作特性を参照)。

低入出力電圧差でのAC安定性

入出力電圧差が小さい場合には、インダクタ電流が負荷変

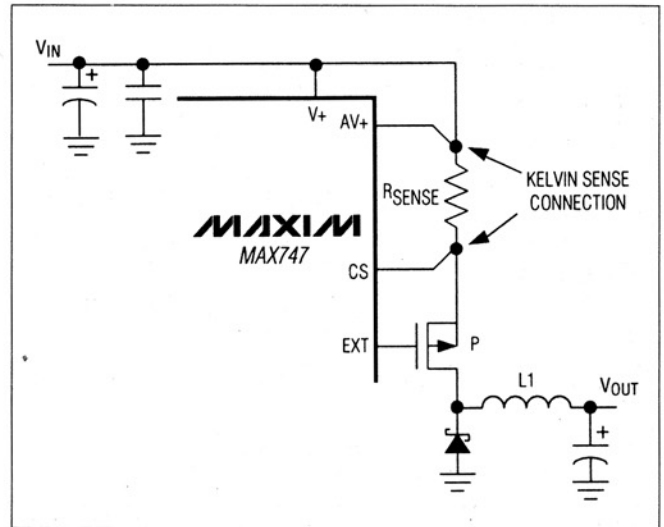


図6. 電流検出アンプ用のケルビン接続

動に素早く応答して立上がないため、負荷変動が発生した場合には出力フィルタコンデンサが電圧を保持しなければなりません。図1aの回路でV₊=6.5V時、出力フィルタコンデンサを700μF(スプラーグの595D、低ESRコンデンサ)に増加させることで、負荷が200mAから2.5Aにステップ変化した時でも、過渡応答が250mV以内に納まります。V₊=6V、V_{OUT}=5Vの時には、出力フィルタコンデンサを約1000μFまで増加させて下さい。V₊が高くなると、素子は軽負荷時にフルデューティサイクル付近で動作しなくなり、そして負荷変動が発生した場合にはフルデューティサイクルに調整され、より小さな出力フィルタコンデンサが使用できます。

デュアルモード動作

MAX747は固定出力モード(5V出力、FB=GND)、又は抵抗分圧器を用いた可変モード(FB=2V)で動作します。電源投入時に、1つのモードから他のモードに切り換えるようには設計されていませんが、可変モードでは2つの違った抵抗分圧器を用いて切り換えることは可能です。

評価上の注意

MAX747の回路をプロービングする際に、AV₊をGNDに短絡させると(この2つのピンは隣り合ってます)、大きなグラウンド電流が流れ、素子を破壊してしまうため注意してください。MAX747はAV₊が接続されていなくても動作し続けますが、EXTに不安定なスイッチング波形が現れます。EXTは、高速スイッチングと高ドライブ能力が要求されるため、低インピーダンスで短絡保護がされていません。このため、素子の破損を防止するためEXTをどのノード(EXTに隣接したAGND、V₊を含む)にも短絡しないで下さい。

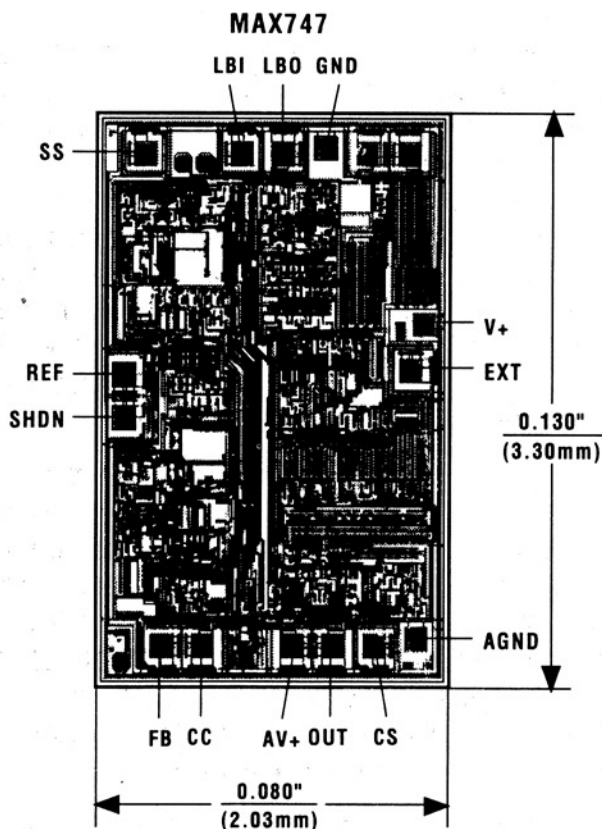
高効率PWMステップダウン PチャネルDC-DCコントローラ

MAX747

表1. 部品メーカ(参考)

SUPPLIER	PHONE	FAX
INDUCTORS		
Coiltronics	(305) 781-8900	(305) 782-4163
Gowanda	(716) 532-2234	(716) 532-2702
Sumida USA	(708) 956-0666	(708) 956-0702
Sumida Japan	81-3-3607-511	81-3-3607-5428
CAPACITORS		
Kemet	(803) 963-6300	(803) 963-6322
Matsuo	(714) 969-2491	(714) 960-6492
Nichicon	(708) 843-7500	(708) 843-2798
Sprague	(603) 224-1961	(603) 224-1430
Sanyo USA	(619) 661-6322	
Sanyo Japan	81-3-3837-6242	
United Chemi-Con	(714) 255-9500	(714) 255-9400
DIODES		
Motorola	(800) 521-6274	
Nihon USA	(805) 867-2555	(805) 867-2698
Nihon Japan	81-3-3494-7411	81-3-3494-7414
POWER TRANSISTORS		
Harris	(407) 724-3739	(407) 724-3937
International Rectifier	(213) 772-2000	(213) 772-9028
Siliconix	(408) 988-8000	(408) 727-5414
RESISTORS		
IRC	(512) 992-7900	(512) 992-3377

チップ構造図



SUBSTRATE CONNECTED TO V+;
TRANSISTOR COUNT: 508.

販売代理店

マキシム・ジャパン株式会社

〒169 東京都新宿区西早稲田3-30-16 (ホリゾン1ビル)
TEL.(03)3232-6141 FAX.(03)3232-6149

マキシムは完全にマキシム製品に組込まれた回路以外の回路の使用について一切責任を負いかねます。回路特許ライセンスは明言されていません。マキシムは随時予告なく回路及び仕様を変更する権利を留保します。

Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 (408) 737-7600