

MAXIM

高効率PWMステップダウン NチャネルDC-DCコントローラ

MAX746

概要

MAX746は外部のNチャネルFETを駆動する、高効率、高電流ステップダウンDC-DC電源コントローラです。6Vの入力電源から、50mA～3Aの負荷電流範囲で93～96%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™)、可変電流制限により、MAX746は広範囲なアプリケーションに適しています。

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パルススキッピングコントロール(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950 μ Aと低く、またシャットダウン電流が1.4 μ Aと大変低いので、バッテリー寿命が更に拡張されます。

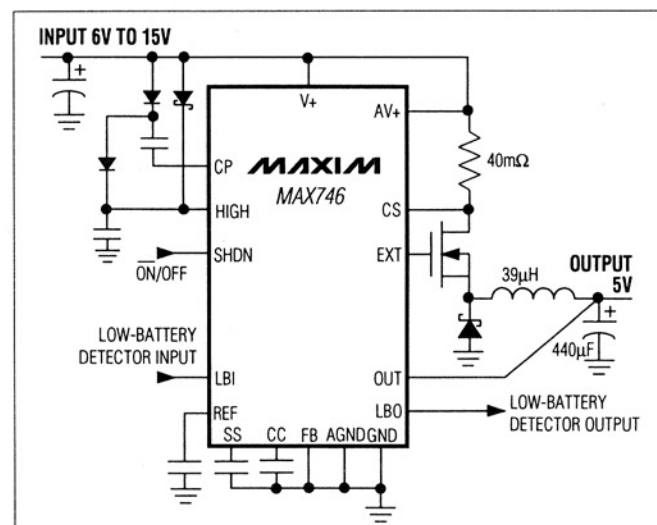
外付部品はMAX746のサイクル毎の電流制限により保護されています。またMAX746の特徴として、2V $\pm$ 1.5%のリファレンス、ローバッテリー検出用又はレベル変換用のコンパレータ、ソフトスタート機能、及びシャットダウン機能が挙げられます。

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

アプリケーション

5Vから3.3VのグリーンPC
ノートブック/ラップトップ用コンピュータ
パーソナルデジタルアシスタント
バッテリー駆動装置
携帯電話

標準動作回路



特長

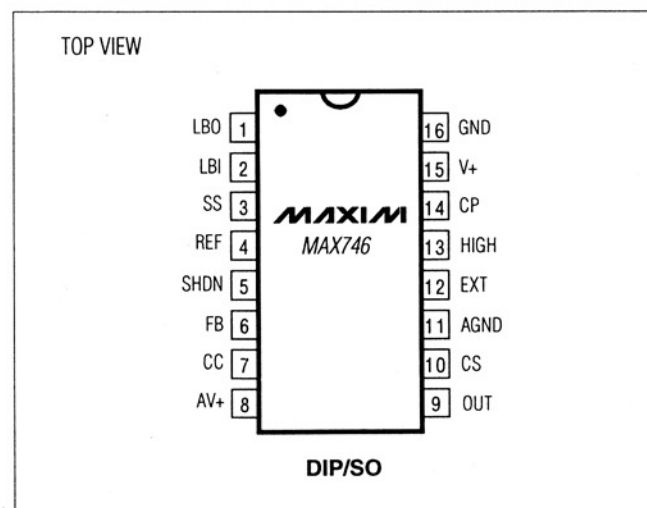
- ◆50mA～3Aの出力電流にて93～96%の高効率
- ◆入力電圧：4～15V
- ◆低消費電流：950 μ A(typ)
- ◆シャットダウン電流：1.4 μ A(typ)
- ◆外部のNチャネルFETを駆動
- ◆固定周波数電流モードPWM(重負荷)
- ◆アイドルモードPFM(軽負荷)
- ◆サイクル毎の電流制限
- ◆精密リファレンス出力：2V $\pm$ 1.5%
- ◆調整可能なソフトスタート
- ◆低電圧ロックアウト
- ◆パワーフェイル又はローバッテリー警報用の精密コンパレータ

型番

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX746CPE	0°C to +70°C	16 Plastic DIP
MAX746CSE	0°C to +70°C	16 Narrow SO
MAX746C/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX746EPE	-40°C to +85°C	16 Plastic DIP
MAX746ESE	-40°C to +85°C	16 Narrow SO
MAX746MJE	-55°C to +125°C	16 CERDIP

* Contact factory for dice specifications.

ピン配置



™Dual-Mode and Idle-Mode are trademarks of Maxim Integrated Products.

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 NチャネルDC-DCコントローラ

MAX746

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage V_+ , AV_+ to GND -0.3V to 17V
 HIGH, EXT to GND -0.3V to 21V
 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 10.53mW/ $^\circ C$ above $+70^\circ C$) 842mW
 Narrow SO (derate 8.70mW/ $^\circ C$ above $+70^\circ C$) 696mW
 CERDIP (derate 10.00mW/ $^\circ C$ above $+70^\circ C$) 800mW

Operating Temperature Ranges:

MAX746C_E $0^\circ C$ to $+70^\circ C$
 MAX746E_E $-40^\circ C$ to $+85^\circ C$
 MAX746MJE $-55^\circ C$ to $+125^\circ C$

Junction Temperatures:

MAX746C_E/E_E $+150^\circ C$
 MAX746MJE $+175^\circ C$

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

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

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Voltage	V+			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 _{FB}	(V+ - CS) = 0V, external feedback mode	MAX746C	1.96	2.00	2.04	V
			MAX746E/M	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, V+ = 6V			94		%
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			1	100	nA
Reference Voltage	V _{REF}	I _{REF} = 0μA	MAX746C	1.97	2.00	2.03	V
			MAX746E/M	1.96	2.00	2.04	
Reference Load Regulation		I _{REF} = 0μA to 100μA			9	20	mV
Soft-Start Source Current		SS = 0V		0.5	1.0	1.5	μA
Soft-Start Fault Current (Note 1)		SS = 2V		100	500		μA
Supply Current (Note 2)	I _{SUPP}	Operating, V+ = 15V	MAX746C	1.1		1.4	mA
			MAX746E/M	1.7			
		Operating, V+ = 10V		0.95			μA
		Shutdown mode		1.4 20			
Oscillator Frequency	f _{OSC}		MAX746C	85	100	115	kHz
			MAX746E/M	80	100	120	

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

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

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS	
Maximum Duty Cycle		V+ = 6V		91	96		%	
Charge-Pump Output Voltage	V _{HIGH}	I _{HIGH} = 0mA to 10mA		V+ + 4	V+ + 5	V+ + 6	V	
Current-Sense Amplifier Current-Limit Threshold	V _{LIMIT}	V+ – CS		125	150	175	mV	
EXT Output High		V _{HIGH} forced to 15V, I _{EXT} = -1mA		V _{HIGH} - 0.1			V	
EXT Output Low		V _{HIGH} forced to 15V, I _{EXT} = 1mA		0.25			V	
EXT Sink Current		V _{HIGH} = 15V, V _{EXT} = 12.5V		160			mA	
EXT Source Current		V _{HIGH} = 15V, V _{EXT} = 2.5V		270			mA	
Compensation Pin Impedance				24			kΩ	
LBI Threshold Voltage		LBI falling	MAX746C	1.97	2.00	2.03	V	
			MAX746E/M	1.96	2.00	2.04		
LBO Output Voltage Low	V _{OL}	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

Note 1: The soft-start fault current is the current sink capability of SS when V_{REF} < 1V or when the device is in shutdown.

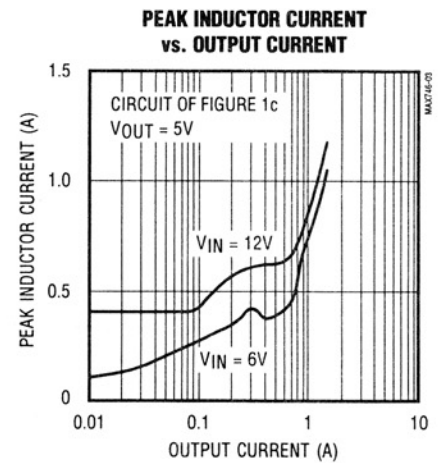
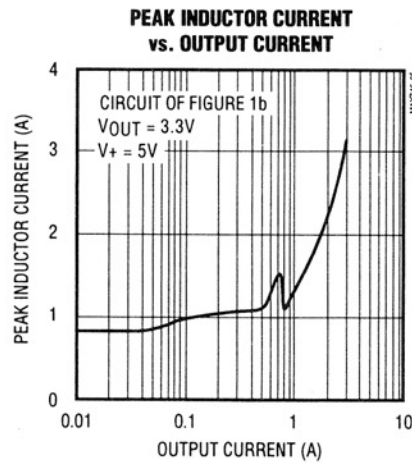
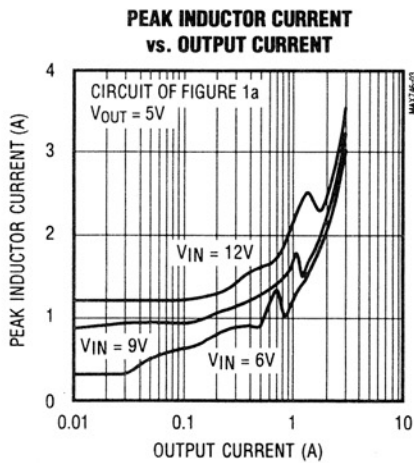
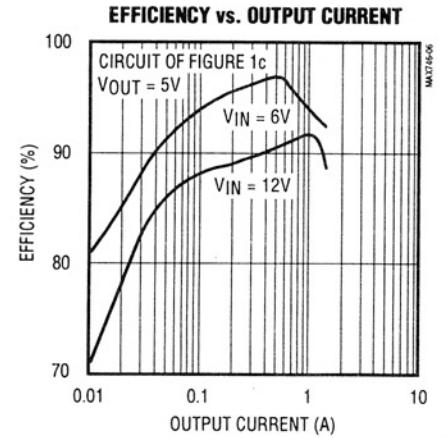
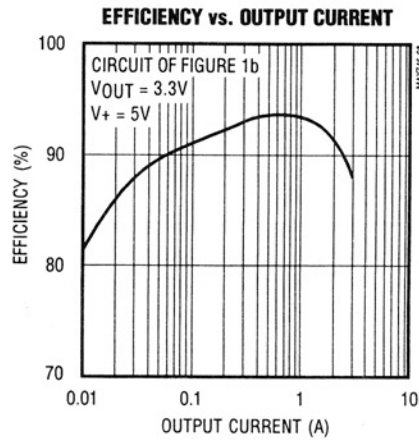
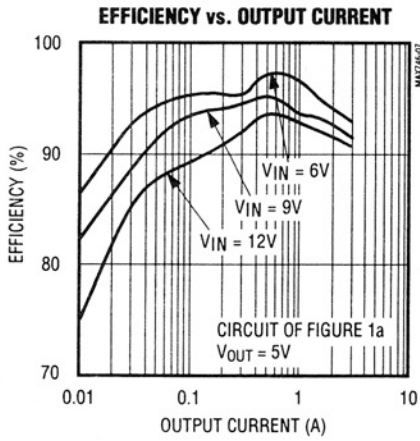
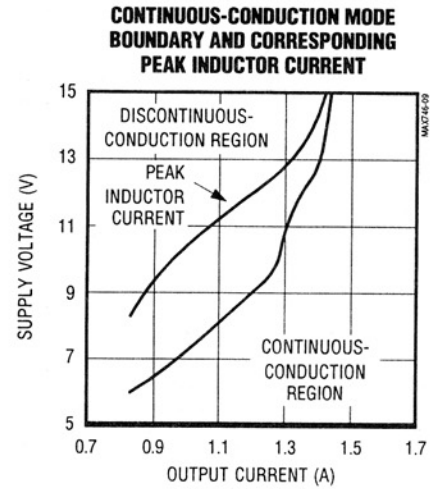
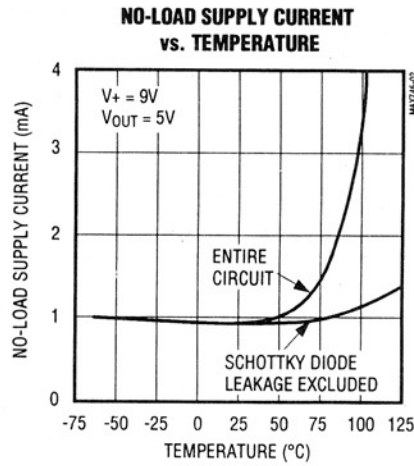
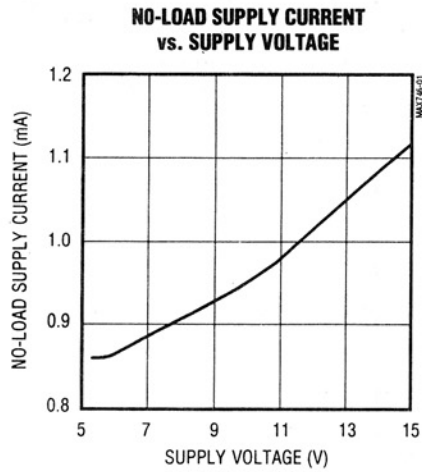
Note 2: I_{SUPP} is the supply current drawn by V+, which includes the current drawn by the charge pump. The charge pump doubles the current drawn by HIGH from the V+ input, so I_{SUPP} = I_{V+} + 2I_{HIGH}.

高効率PWMステップダウン NチャネルDC-DCコントローラ

標準動作特性

(Circuit of Figure 1a, $T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

MAX746



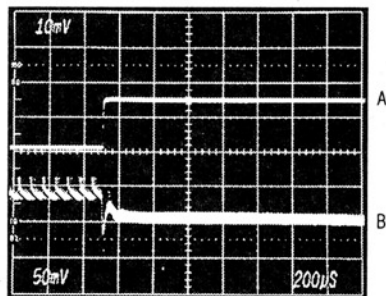
高効率PWMステップダウン NチャネルDC-DCコントローラ

MAX746

標準動作特性(続き)

(Circuit of Figure 1a, $T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

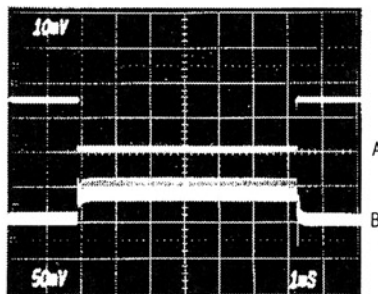
LOAD-TRANSIENT RESPONSE



200µs/div

A: LOAD CURRENT, 0.1A TO 1.5A, 1A/div
B: V_{OUT} RIPPLE, 50mV/div, AC-COUPLED
 $V_+ = 10\text{V}$

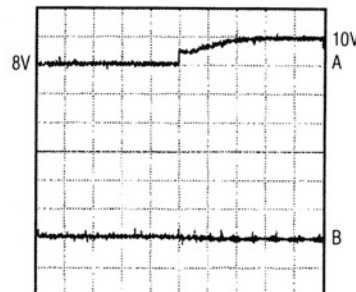
LOAD-TRANSIENT RESPONSE



1ms/div

A: LOAD CURRENT, 0.1A TO 1.5A, 1A/div
B: V_{OUT} RIPPLE, 50mV/div, AC COUPLED
 $V_+ = 10\text{V}$

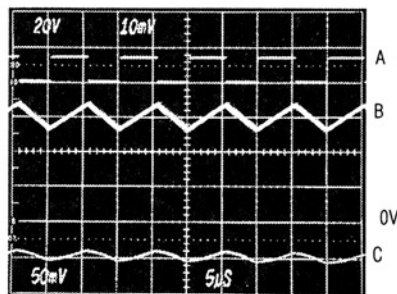
LINE-TRANSIENT RESPONSE



500ms/div

A: $V_+ = 8\text{V TO } 10\text{V}$, 2V/div
B: V_{OUT} RIPPLE, 100mV/div
 $I_{OUT} = 3\text{A}$

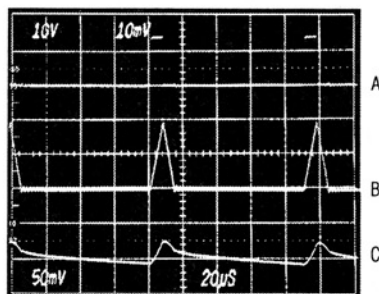
CONTINUOUS-CONDUCTION MODE WAVEFORMS



5µs/div

A: EXT VOLTAGE, 20V/div
B: INDUCTOR CURRENT 1A/div
C: V_{OUT} RIPPLE, 50mV/div
 $V_+ = 10\text{V}$, $I_{OUT} = 3\text{A}$

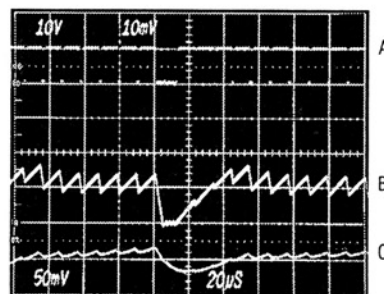
DISCONTINUOUS-CONDUCTION IDLE-MODE WAVEFORMS



20µs/div

A: EXT VOLTAGE, 10V/div
B: INDUCTOR CURRENT, 500mA/div
C: V_{OUT} RIPPLE, 50mV/div, AC-COUPLED
 $V_+ = 10\text{V}$, $I_{OUT} = 75\text{mA}$

MODERATE-LOAD, IDLE-MODE WAVEFORMS



20µs/div

A: EXT VOLTAGE, 10V/div
B: INDUCTOR CURRENT, 500mA/div
C: V_{OUT} RIPPLE, 50mV/div, AC-COUPLED
 $V_+ = 6\text{V}$, $I_{OUT} = 480\text{mA}$

高効率PWMステップダウン NチャネルDC-DCコントローラ

MAX746

端子説明

ピン	名称	機能
1	LBO	ローバッテリー出力は、LBIが2V以下の場合“ロー”になるオープンドレイン出力です。プルアップ抵抗を通してV+に接続します。未使用の場合はフローティング状態にしておきます。LBOはシャットダウンモードでディセーブルになります。
2	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に接続します。
3	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。
4	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。1 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。
5	SHDN	アクティブハイのロジック入力。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。通常動作時には、GNDに接続します。
6	FB	可変出力動作用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。
7	CC	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。)
8	AV+	アナログ回路用のノイズの少ない電源、及び電流検出アンプへの非反転入力。AV+用の独立したバイパスコンデンサは不要です。
9	OUT	出力電圧検出入力で、内部の抵抗分圧器に接続されています。+5V固定出力では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。可変出力ではオープンにします。
10	CS	電流検出アンプの反転入力。AV+とCS間に電流検出抵抗(R _{SENSE})を接続します。
11	AGND	アナロググランド
12	EXT	パワーMOSFETのゲート駆動用出力で、HIGH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。
13	HIGH	安定化ハイサイド電圧。V+電源より5V高い値。
14	CP	チャージポンプ出力。スイングが0~V+の50kHzの方形波(チャージポンプの項を参照)。
15	V+	チャージポンプ用の高電流電源電圧
16	GND	出力ドライバ及びチャージポンプ用の高電流グランド

始めに

図1aは5V、3A出力の標準アプリケーション回路を示しており、図1bは3.3V、3A出力の標準アプリケーション回路を示しています。また図1cは5V、1.5A出力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。MAX746の動作については、“詳細”の項を参照してください。

詳細

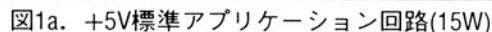
MAX746モノリシックCMOSステップダウンスイッチングモード電源コントローラは、外部のロジックレベルのNチャネルFETのためのハイサイドドライバを備えています。チャージポンプにより、ハイサイドドライバ用に電源電圧より5V高い電圧が供給されます。MAX746は独自の電流

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。その他の特徴としては低電圧ロックアウト、シャットダウン、低電圧検出コンパレータ等が挙げられます。

動作原理

MAX746のブロック図を図2に示します。MAX746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ブ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。

MAX746



7

高効率PWMステップダウン NチャネルDC-DCコントローラ

MAX746

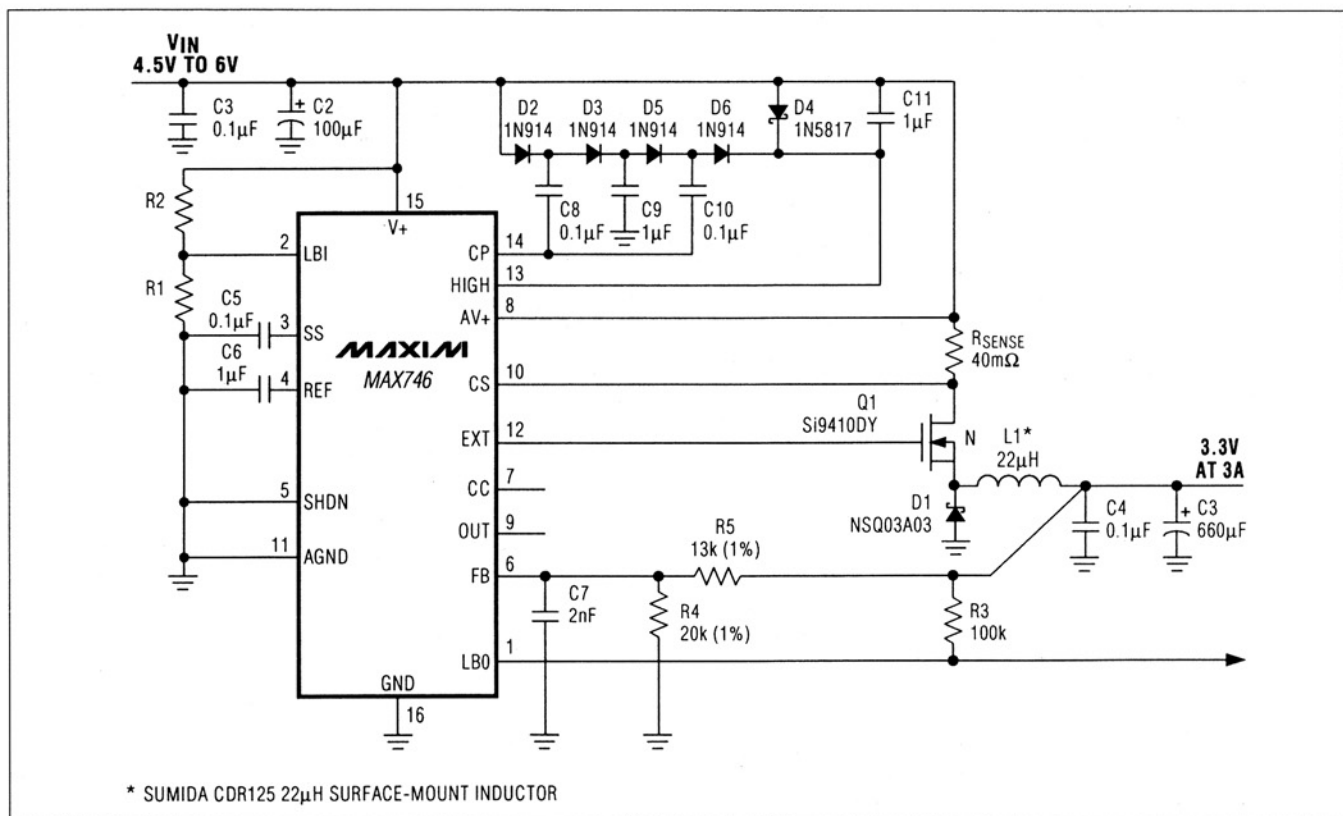


図1b. +3.3V標準アプリケーション回路(9.9W)

トリップし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。

従来のPWMコンバータでは、負荷が軽減されるとインダクタ電流は不連続になるにもかかわらず、各サイクルでのスイッチングを維持し、軽負荷時の効率を低減させてしまいます。しかし、MAX746のアイドルモードのコンパレータは、スイッチオンタイムを増加させ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、これによりスイッチング損失を最低限に抑え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た場合、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。

チャージポンプ

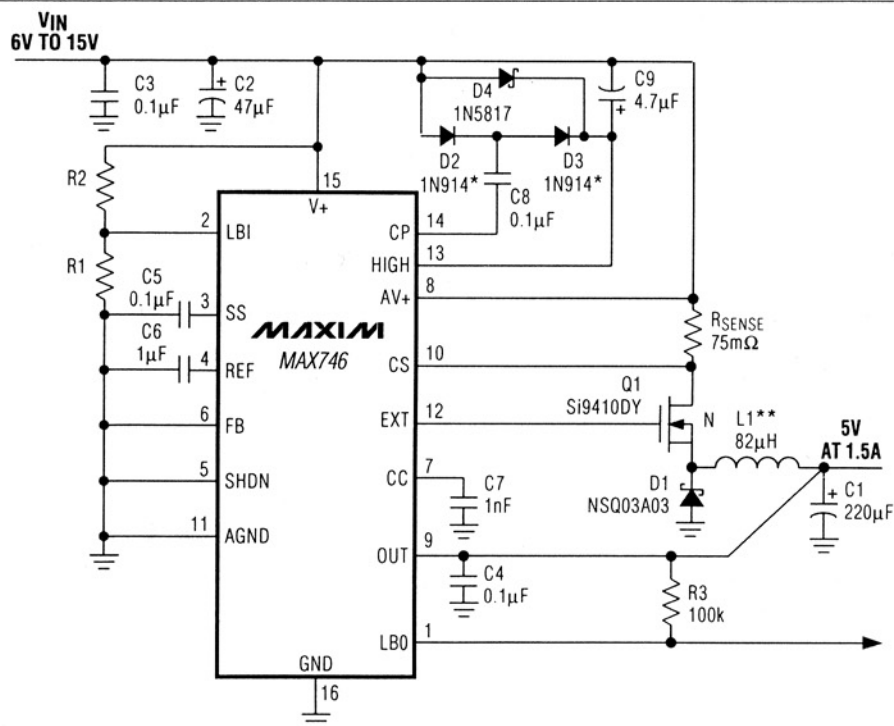
MAX746はNチャネルのロジックFETのハイサイドドライバに $V_{+}+5V$ の安定化されたチャージポンプ電圧を供給するのに必要な制御回路が全て内蔵されています。このチャージポンプは公称50kHzの周波数で動作します。HIGHの電圧が AV_{+} を5V以上越える場合、チャージポンプ・オシレー

タは停止します(図2)。HIGHの電圧が $(V_{+}+4.3V)$ 以下の時、低電圧ロックアウトが起こります。 V_{+} が6V以下の場合には、電圧トリプラーを使用して下さい(図3b)。それ以外は電圧ダブラを使用して下さい(図3a)。

ソフトスタートと電流制限

MAX746は電源投入時に最大の電流が流れます。電源がMAX746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。例えばバッテリーを永く使用した後、直列抵抗の増加によってMAX746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からAGND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 $1\mu A$ 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のスイッチングを停止します。ピーク電流制限は次式で設定されます。



* SEE TABLE 2 FOR DIODE SELECTION.
** SUMIDA CDR125 SURFACE-MOUNT INDUCTOR.

図1c. 5V標準アプリケーション回路 (7.5W)

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

ここで V_{LIMIT} は電流検出アンプ入力の差動電圧です。図4は2つの R_{SENSE} の値に対して、SS電圧が高くなるにつれて、SSのピーク電流制限が増加する様子を示しています。

低電圧ロックアウト

チャージポンプが電源電圧より4.3V高い電圧を発生できるまで、低電圧ロックアウト機能によりEXTの動作が停止され(図2)ます。低電圧ロックアウトコンパレータが低電圧状態を検出した場合、EXTのスイッチング動作が停止されます。

シャットダウンモード

SHDNがハイのとき、MAX746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1.4 μA (最大20 μA)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はロジック入力です。通常動作はSHDNをGNDに接続します。

ローバッテリー検出

MAX746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LB0は、LBI電圧が V_{REF} 以下になるとローになります。図5の入力電圧監視回路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LB0がローになります。LB0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

MAX746のデュアルモード出力電圧は、FBをグラウンドにすることで5Vに設定、又は図6に示すように外部抵抗 $R4$ と $R5$ を用いて、2~14Vの範囲に可変できます。10k Ω ~60k Ω の範囲で、フィードバック抵抗 $R4$ を選択して下さい。 $R5$ は次式で求められます。

$$R5 = R4 \times \left(\frac{V_{OUT}}{2} - 1 \right)$$

MAX746は、内部または外部フィードバックモード用に設計されていますが、動作中は2つのモード間を切換ええない

高効率PWMステップダウン NチャネルDC-DCコントローラ

MAX746

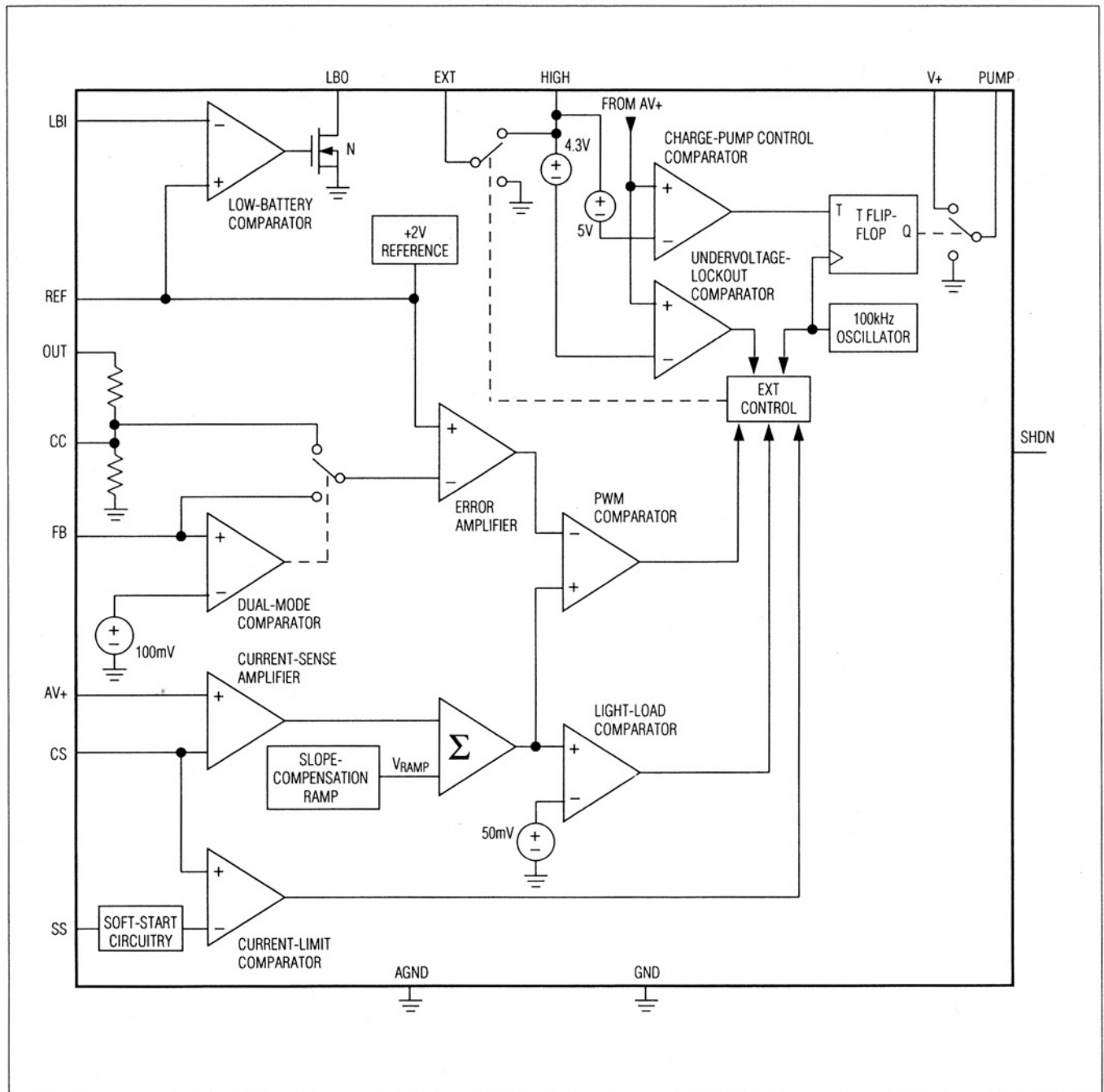


図2. ブロック図

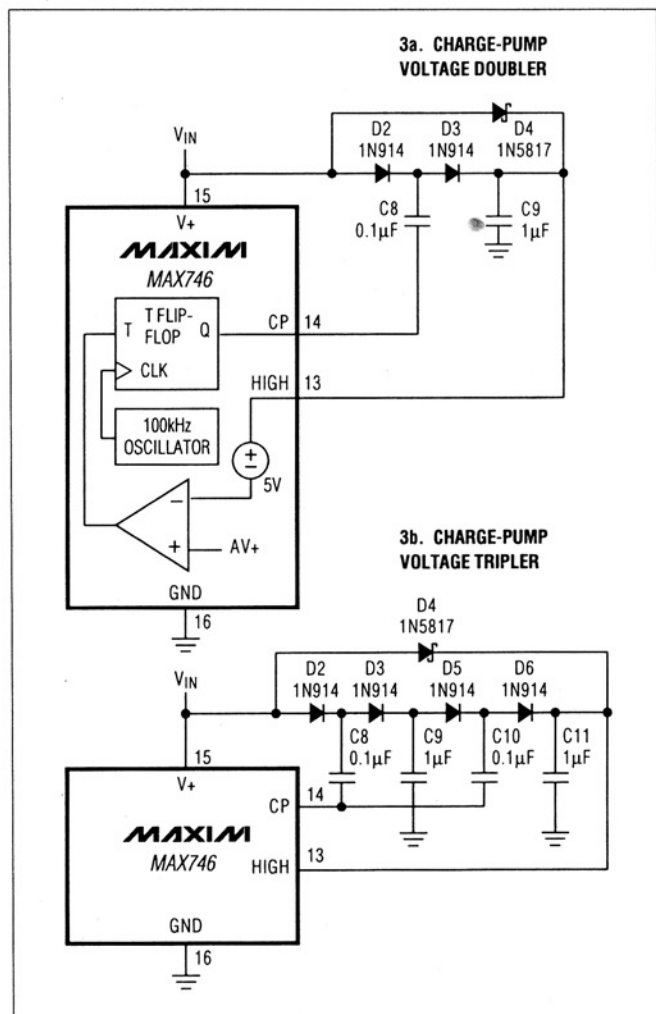


図3. チャージポンプ構成図

で下さい。2つの異なった出力電圧が必要な場合は、図7に示された3.3V/5V出力回路に似た抵抗ネットワークを使用して外部フィードバックモードを使用して下さい。

R_{SENSE}の選択

検出抵抗値(R_{SENSE})を選択するため、先ず $I_{PK}=1.1 \times I_{LOAD}$ 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ると、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。

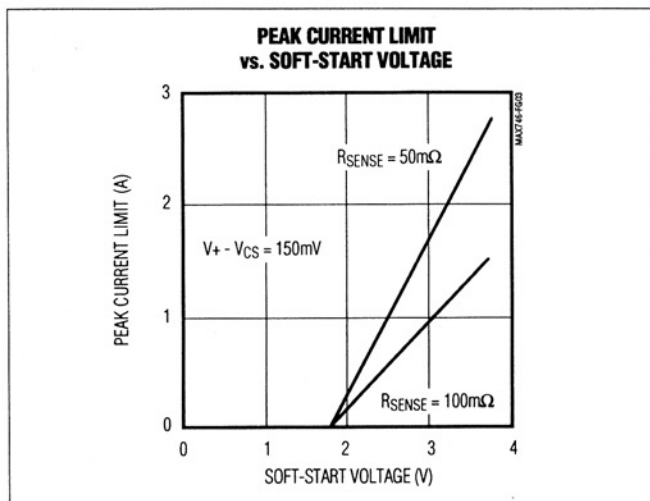


図4. ピーク電流 vs. ソフトスタート電圧

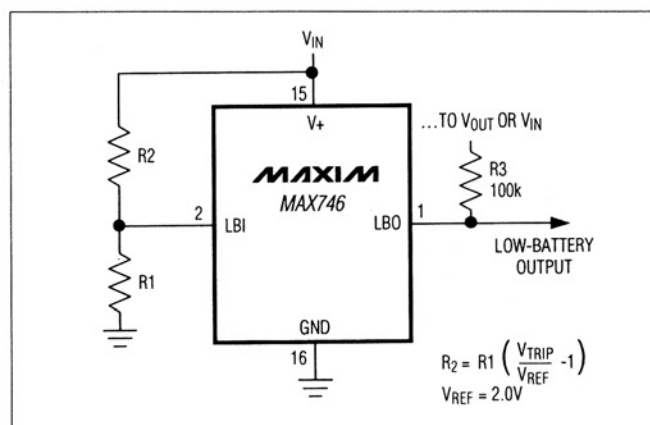


図5. 入力電圧監視回路

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。

デューティサイクル(連続コンダクション)は次の式により与えられます。

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

ここで、 V_{SW} は外部のN-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、インダクタ値(L)は次式によ

高効率PWMステップダウン NチャネルDC-DCコントローラ

MAX746

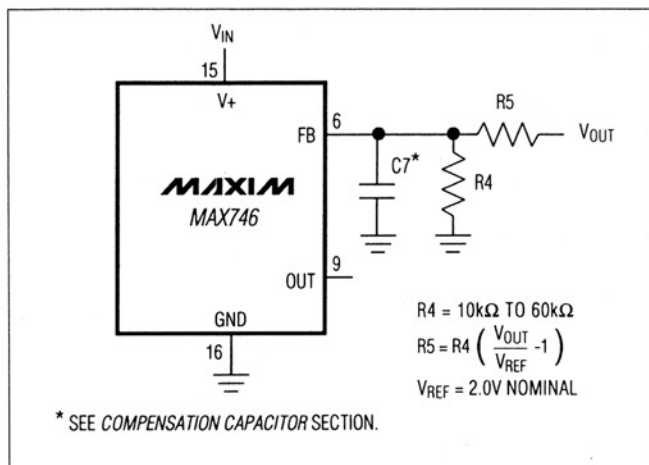


図6. 調整出力回路

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ブ補償が与えられます。上の例に従って、

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

ここで $V_{RAMP(MAX)}$ はスローブ補償リアランプ信号のピーク値50mVです。

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。

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、100kHzのスイッチング周波数レンジにおいて、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。

R_{SENSE} によって設定されたピーク電流を越える飽和定格のインダクタを選ぶのが普通ですが、インダクタは通常かなり安全を見込んで規格化されています。インダクタのコア損失が過度の温度上昇をもたらさず(インダクタの電流の絶縁は通常+125°Cに規格化されています)、それともなう効率損失が少ないならば、より低い電流定格のインダクタを使用することができます。

図1bの3.3V標準アプリケーション回路のピーク電流は3.3Aですが、使用されているインダクタの電流定格は2.2Aです。この理由としては2つあり、ここで使用されているインダクタはこのサイズの表面実装インダクタの中で一番高い定格を備えたものであるということ、またコア損

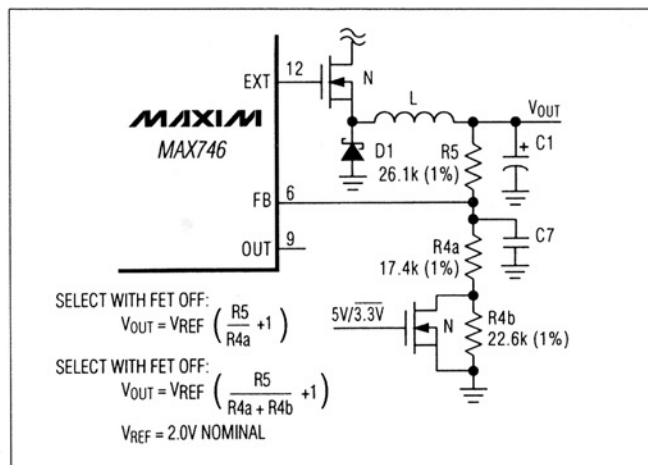


図7. 3.3V/5V調整出力回路

失の増加が少ないことが試験で確認されていることが挙げられます。このインダクタ電流は、負荷電流3Aにて電源が10Vに増加するまで飽和による大きな損失を示しません(この回路の最大電源は6Vです)。

外部ロジックレベルN-FETの選択

外部N-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スレッショルドのN-FETを使用して下さい。N-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。

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、通常かなりの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。より大きな値ではEXTがゲートを十分にドライブできません。EXTのシンク/ソース能力(I_{EXT})は標準的に210mAです。

N-FETの電力消費に關係する2つの最も大きな損失は、 I^2R 損失とスイッチング損失から発生します。連続モードの電力消費(P_D)は次式で求められます。

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

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N-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、N-FETで消費されないからです。

MAXIM

図1の標準アプリケーション回路では、4.5Vの V_{GS} で 0.05Ω のオン抵抗を有する8ピンの表面実装のN-FET、Si9410DYを使用しています。ソース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。

ダイオードの選択

MAX746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、最大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電圧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。

安定化を確実にするための、最小コンデンサ容量及び最大ESR値は、

$$C1_{(min)} > \frac{5 \times V_{REF}}{2\pi \times GBW \times V_{OUT} \times R_{SENSE}}$$

及び

$$ESR_{C1} < \frac{V_{OUT} \times R_{SENSE}}{V_{REF}}$$

ここで $GBW=15kHz$ (ループのゲインバンド幅積)

スプラークの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。

5Vの固定出力を得る場合は、OUTを $0.1\mu F$ コンデンサ(C4)でGNDにバイパスして下さい(図1a及び1c)。可変出力の場合はC4を出力電圧とAGNDの間に接続し、できるだけ素子の近くに配置して下さい(図1b)。

回路のロードステップアップ応答を向上させるためには、大きな出力フィルタコンデンサを使用するか、あるいは低ESR出力フィルタコンデンサと並列に低コストのコンデンサを使用します。ロードステップ(I_{STEP})による出力電圧低下は、おおむね次の式で与えられます。

$$V_{SAG} = \frac{I_{STEP}^2 \times L}{2 \times C1 \times V_{IN(MIN)} \times (D_{MAX} - V_{OUT})}$$

ここで D_{MAX} は最大デューティサイクル(最悪91%)です。この式は入出力電圧差が2V以上と仮定します。表1に30mAから3Aへのロードステップにおける、様々な入力電圧及び出力フィルタコンデンサに対しての出力電圧低下の測定値を示しています。“低入出力電圧差でのAC安定性”の項を参照して下さい。

入力バイパスコンデンサ

入力バイパスコンデンサC2は電源から流れ出るピーク電流を低減し、またMAX746の高速スイッチング動作によって引き起こされる入力電源での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プル電流定格は、RMS入力リップル電流を超えていなければなりません。

$$I_{RMS} = \text{RMS AC入力電流} \\ = I_{LOAD} \times \frac{\sqrt{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}}{V_{IN}}$$

3Aまでの負荷電流に対しては、 $100\mu F$ (C2)と並列に $0.1\mu F$ (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、スプラークの595Dあるいは同等品)が入力バイパスに推奨されます。

チャージポンプコンデンサ

図3aは $0.1\mu F$ のチャージポンプコンデンサ(C8)、 $1.0\mu F$ のコンデンサ(C9)で構成されたチャージポンプダブラ回路です。入力電圧及びコンデンサの比により、HIGHのリップルの量が決まります。入力電源が12Vを越えた場合、C9を $4.7\mu F$ に増加させチャージポンプリップルを減少させて下さい。C9は $10\mu F$ にして下さい。図3bは、チャージポンプトリプラ回路を示しています。

表2を参照して適当なチャージポンプ構成(これは $V+$ における最小電源電圧に基づくもの)を決定して下さい。

スイッチオシレータ及びチャージポンプオシレータの間で干渉が起こる場合もあります。この干渉によってインダクタの電流波形が変調されますが、出力には影響を及ぼしません。

ソフトスタートとリファレンスコンデンサ

ソフトスタートは最大電流制限までのランプ上昇を提供します。ソフトスタートコンデンサC5の標準値は $0.1\mu F$ で、この場合ソフトスタートアップ時間は380msとなります。

高効率PWMステップダウン NチャネルDC-DCコントローラ

MAX746

表1. 30mA～3Aロードステップでの出力電圧低下

OUTPUT FILTER CAPACITOR C1 (μF)	OUTPUT VOLTAGE SAG (mV) FOR VARIOUS INPUT VOLTAGES				
	V _{IN} =6V	V _{IN} =6.5V	V _{IN} =7V	V _{IN} =9V	V _{IN} =10V
440	400	250	210	140	90
660	260	190	160	70	50
880	200	100	90	40	25

*図1aの回路

0.001μFから1μFの範囲のコンデンサを選んで下さい。C5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。

$$t_{ss}(\text{秒}) = C5 \times 3.8 \times 10^6$$

t_{ss}はスタートアップ時間に影響しますが、MAX746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。3A負荷電流、10V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240msです。0.47μFのソフトスタートコンデンサを使用するとスタートアップ時間が約2.3sに増加します。

REFを1μFのコンデンサ(C6)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AGND間に補償コンデンサ(C7)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)の容量とESR、及び負荷電流で決定されます。

5Vの標準アプリケーション回路では、2700pFのコンデンサが3Aまでの負荷電流に対して適当です。軽負荷に対してはC7を低減できます。2700pFで適切に補償されていない場合、次式を用いてC7を決定して下さい。

5V固定出力動作に対しては、

$$C7 = \frac{C1 \times ESR_{C1}}{12k\Omega}$$

可変出力動作では、FBは補償入力ピンとなりCCとOUTは未接続にします。C7をFBとGND間にR4と並列に接続して下さい(図6)。C7は次式で決定されます。

$$C7 = \frac{2 \times C1 \times ESR_{C1}}{R4 \parallel R5}$$

表2. チャージポンプ構成

V+	CHARGE-PUMP CONFIGURATION
V+ ≤ 6V	Voltage tripler with 1N914 diodes for D2, D3, D5, and D6
6V < V+ < 6.5V*	Voltage doubler with 1N5817 Schottky diodes for D2 and D3
V+ ≥ 6.5V*	Voltage doubler with 1N914 diodes for D2 and D3

*軍用温度範囲で電圧ダブラ回路を使用する場合、6.5V制限を7Vに増加

例えば、5V固定出力、C1=470μF、ESR_{C1}=0.04Ω(100kHzの周波数)では、

$$C7 = \frac{C1 \times ESR_{C1}}{12k\Omega} = 1560pF$$

C7を50%まで増加することによりインダクタ電流波形が安定し、外部ループの安定性が増します。しかしC7を増加しすぎるとFBの応答時間が減少し(フィードバック抵抗及び補償コンデンサによるRC時定数が大きい)、負荷トランジェントの安定性が減少します。

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、R2は次の式を使って設定します。

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

ここでV_{REF}は2.0V(typ)です。プルアップ抵抗(例えば、100kΩ)をLB0とV_{OUT}間に接続して下さい(図5参照)。

チャージポンプのかわりの補助電源

補助電源(メイン電源より5V以上高い電圧)が使用可能な場合、チャージポンプハイサイド電源の代わりに使用することができます。この場合、1μFのコンデンサでHIGHをバイパスし、CPを未接続のままにして下さい。この補助電源電圧がゲートに印加されるため、V_{GS}が外付けN-FETのゲートソースブレイクダウン電圧を越えないようにします。またHIGHの電圧も20Vを越えないようにします。補助電源が使用された場合、シャットダウンモードではHIGHがV+に内部接続されるためシャットダウン機能は使用できません。この場合、SHDNはローにします。メイン電源がオフでHIGHが12Vの場合、HIGHは130μA(typ)シンクします。

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。グラウ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、配線抵抗、輻射ノイズを最小化します。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8参照)。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、電流検出アンプによりコモンモード信号として検出されます。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。

評価上の注意

MAX746の回路をプロービングする際に、V+をGNDに短絡させると(この2つのピンは隣り合っています)、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。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、短絡回路保護されていないローインピーダンスポイントです。従って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。

同様にCC(調整出力動作時のFB)もどのノードにも短絡してはいけない敏感な入力です。回路をプロービングする際CCが短絡するのを防ぎ、素子にダメージを与えないようにして下さい。

MAX746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。

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

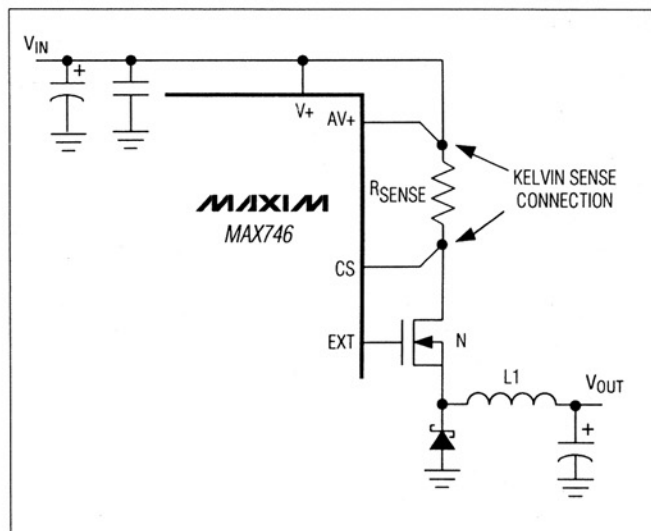


図8. 電流検出アンプでのケルビン接続

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N-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GNDとなり、N-FETのソース電圧はGNDよりショットキーダイオードのドロップ分だけ低くなります。しかしこれは、中間のモードの時に常に起こることではありません(断続モード固有の変化するデューティサイクルによる)。素子が最大のデューティサイクルの時、EXTは V_{GS} でオフされますが、スイッチは、最低オフタイム後にEXTがGNDに低下する前に、再びオンされるため、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 $V_+ = 6V$ の時、出力フィルタコンデンサを $900\mu F$ (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 $0.1A$ から $3A$ 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_+ が高くなると、インダクタ電流の変化は速くなり、出力フィルタコンデンサのサイズを低減することができます(表1参照)。

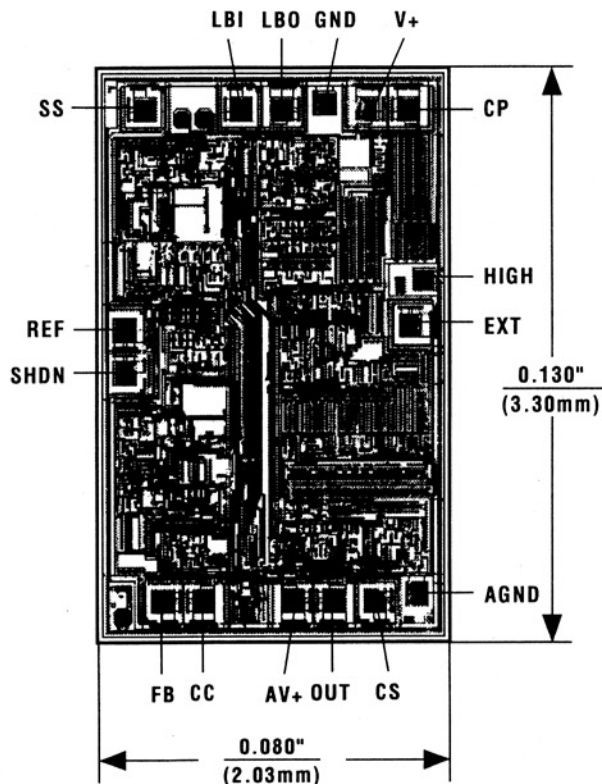
高効率PWMステップダウン NチャネルDC-DCコントローラ

MAX746

表3. 部品メーカー

メーカー	TEL	FAX
インダクタ		
スミダ電機	03-3607-5111	03-3607-5144
コンデンサ		
松尾	06-337-6450	06-337-6456
ニチコン	075-231-8461	075-256-4158
三洋電機	03-3837-6242	
日本ケミコン	03-3758-2223	
ダイオード		
日本モトローラ	03-3440-3311	03-3440-3103
日本インター	03-3494-3501	03-3494-7414
パワートランジスタ		
IR	03-3983-0641	03-3983-0642
日本シリコニクス	03-3506-3465	
抵抗		
KOA	0423-36-5300	0423-36-5353

チップ構造図



TRANSISTOR COUNT: 508;
SUBSTRATE CONNECTED TO HIGH.

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