

EVALUATION KIT  
AVAILABLE

# MAXIM

## デジタルカメラ用 ステップアップ電源

MAX1800

### 概要

MAX1800は、デジタル静止画像カメラ及びビデオカメラ用の完全な電源解決法を提供します。本デバイスは、高効率のメインステップアップDC-DCコンバータ、3つの補助ステップアップコントローラ及びリニアレギュレータ用に外部PチャネルMOSFETを駆動する未使用の利得ブロックを集積しています。MAX1800は2~3セルの一次電池又は単一のリチウムイオン(Li+)電池を使用するアプリケーション用です。メインDC-DCコンバータは、+0.7V~+5.5Vの入力を受け、抵抗により調整可能な安定化出力2.7V~5.5Vを提供します。内部同期整流器を使用して出力を95%の効率で安定化します。動作周波数が可変であるため、サイズ、コスト及び効率を最適化できます。

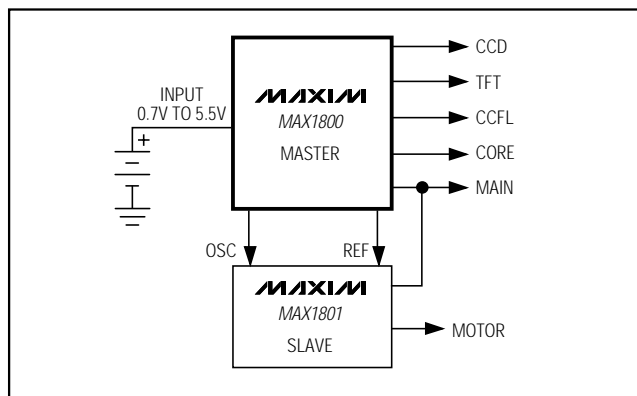
補助ステップアップコントローラは、デジタルカメラのCCD、LCD及びバックライトの駆動用に使用できます。MAX1800からMAX1801に電源、発振器信号及びリファレンスを供給することにより、機能を拡張することも可能です。MAX1801は、ステップアップ、SEPIC及びフライバック構成をサポートする低価格スレーブDC-DCコントローラです。

MAX1800は省スペースの32ピンTQFPパッケージ(5mm x 5mmボディ)で、MAX1801は8ピンSOTパッケージで提供されています。両デバイスが備わった評価キット(MAX1800EVKIT)により設計をスピードアップすることができます。

### アプリケーション

デジタル静止画像カメラ	PDA
デジタルビデオカメラ	DVDプレーヤ
ハンドヘルド機器	
インターネットアクセスタブレット	

### 標準動作回路



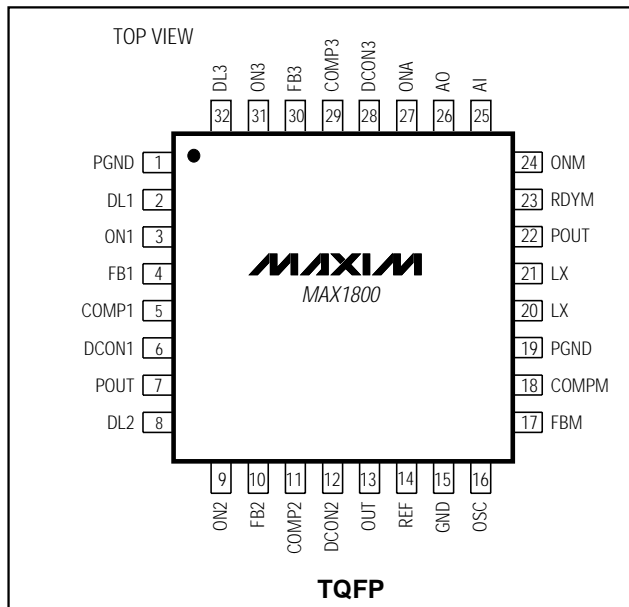
### 特長

- ◆ 入力電圧範囲: +0.7V~+5.5V
- ◆ メインDC-DCコンバータ  
効率: 95%  
可変出力電圧: +2.7V~+5.5V  
負荷電流: 1.5A
- ◆ リニアレギュレータ用の未使用の利得ブロック
- ◆ 独立した3つの補助ステップアップコントローラ  
最大デューティサイクルが可変
- ◆ 外部スレーブコントローラ(MAX1801)を駆動するための発振器及びリファレンス出力
- ◆ パワーレディ出力
- ◆ スイッチング周波数: 最大1MHz
- ◆ シャットダウンモード中の消費電流: 1µA
- ◆ 内部ソフトスタート制御
- ◆ 全てのDC-DCコンバータが過負荷保護付
- ◆ パッケージ: 小型32ピンTQFP(5mm x 5mmボディ)

### 型番

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX1800EHJ	-40°C to +85°C	32 TQFP

### ピン配置



MAXIM

Maxim Integrated Products 1

本データシートに記載された内容は、英語によるマキシム社の公式な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の責任は負いかねます。正確な内容の把握にはマキシム社の英語のデータシートをご参照下さい。

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社のホームページをご利用下さい。www.maxim-ic.com

# デジタルカメラ用 ステップアップ電源

MAX1800

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

OUT, POUT, ON\_, DCON\_, FB\_, RDYM to GND.....-0.3V to +6.0V  
 PGND to GND .....-0.3V to +0.3V  
 OUT to POUT\_ .....-0.3V to +0.3V  
 LX, DL\_, AO to PGND .....-0.3V to (POUT + 0.3V)  
 REF, OSC, AI, COMP\_ to GND.....-0.3V to (OUT + 0.3V)  
 Continuous Power Dissipation (T<sub>A</sub> = +70°C)  
 32-Pin TQFP (derate 11mW/°C above +70°C) .....880mW

Operating Temperature Range  
 MAX1800EHJ..... -40°C to +85°C  
 Junction Temperature .....+150°C  
 Storage Temperature Range.....-65°C to +150°C  
 Lead Temperature (soldering, 10s) .....+300°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

(Circuit of Figure 1, V<sub>OUT</sub> = V<sub>POUT</sub> = 3.3V, PGND = GND, V<sub>ONM</sub> = 3.3V, V<sub>ON1</sub> = V<sub>ON2</sub> = V<sub>ON3</sub> = V<sub>ONA</sub> = 0, T<sub>A</sub> = -40°C to +85°C, unless otherwise noted. Typical values are at T<sub>A</sub> = +25°C.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>GENERAL</b>						
Input Voltage Range (Note 2)	V <sub>IN</sub>		0.7		5.5	V
Minimum Startup Voltage	V <sub>START</sub>	I <sub>LOAD</sub> < 1mA, T <sub>A</sub> = +25°C		0.9	1.1	V
Frequency in Startup Mode		V <sub>OUT</sub> = 1.5V	40	150	300	kHz
<b>SUPPLY CURRENT</b>						
Shutdown Supply Current		V <sub>ONM</sub> = 0		0.002	5	μA
Main DC/DC Converter Supply Current		V <sub>FBM</sub> = 1.2V, V <sub>OSC</sub> = 0		250	400	μA
Main + Auxiliary 1 Supply Current		V <sub>ON1</sub> = 3.3V, V <sub>FBM</sub> = 1.2V, V <sub>FB1</sub> = 1.2V, V <sub>OSC</sub> = 0		375	600	μA
Main + Auxiliary 2 Supply Current		V <sub>ON2</sub> = 3.3V, V <sub>FBM</sub> = 1.2V, V <sub>FB2</sub> = 1.2V, V <sub>OSC</sub> = 0		375	600	μA
Main + Auxiliary 3 Supply Current		V <sub>ON3</sub> = 3.3V, V <sub>FBM</sub> = 1.2V, V <sub>FB3</sub> = 1.2V, V <sub>OSC</sub> = 0		375	600	μA
Analog Gain Block Supply Current		V <sub>ONA</sub> = 3.3V, V <sub>FBM</sub> = 1.2V, AI = REF, AO open, V <sub>OSC</sub> = 0		375	600	μA
<b>REFERENCE</b>						
Reference Output Voltage	V <sub>REF</sub>	I <sub>REF</sub> = 20μA	1.23	1.250	1.27	V
REF Load Regulation		10μA < I <sub>REF</sub> < 200μA			10	mV
REF Line Rejection		2.7V < V <sub>OUT</sub> < 5.5V		0.2	5	mV
<b>OSCILLATOR</b>						
OSC Discharge Trip Level		Rising edge	1.225	1.250	1.275	V
OSC Input Bias Current		V <sub>OSC</sub> = 1.1V		0.01	100	nA
OSC Discharge Resistance		V <sub>OSC</sub> = 1.5V, I <sub>OSC</sub> = 3mA		37	75	Ω
OSC Discharge Pulse Width				100		ns

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1,  $V_{OUT} = V_{POUT} = 3.3V$ ,  $PGND = GND$ ,  $V_{ONM} = 3.3V$ ,  $V_{ON1} = V_{ON2} = V_{ON3} = V_{ONA} = 0$ ,  $T_A = -40^{\circ}C$  to  $+85^{\circ}C$ , unless otherwise noted. Typical values are at  $T_A = +25^{\circ}C$ .) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>LOGIC INPUTS (ONM, ON1, ON2, ON3, ONA)</b>						
Input Low Level	$V_{IL}$	$1.1V < V_{OUT} < 1.8V$ (ONM only)			0.2	V
		$1.8V < V_{OUT} < 5.5V$			0.4	
Input High Level	$V_{IH}$	$1.1V < V_{OUT} < 1.8V$ (ONM only)	$V_{OUT} - 0.2$			V
		$1.8V < V_{OUT} < 5.5V$	1.6			
Input Leakage Current		$V_{IN} = 0$ or $V_{IN} = V_{OUT} = 5.5V$		0.01	1	$\mu A$
<b>MAIN DC/DC CONVERTER</b>						
Main Output Voltage Adjust Range	$V_{OUT}$		2.7		5.5	V
Main Undervoltage Lockout Threshold (Note 3)		Rising edge	2.2	2.35	2.6	V
Main Output Maximum Duty Cycle		Measured at LX output, $V_{FBM} = 1V$	80	85	88	%
Idle-Mode™ Threshold		$V_{OSC} = 0.625V$		0.3		A
<b>ERROR AMPLIFIER</b>						
FBM Regulation Voltage		Unity gain configuration, $FBM = COMPM$	1.23	1.250	1.27	V
FBM to COMPM Transconductance		Unity gain configuration, $FBM = COMPM$ , $-5\mu A < I_{LOAD} < +5\mu A$	60	100	140	$\mu S$
FBM to COMPM Maximum Voltage Gain				2000		V/V
FBM Input Leakage Current		$V_{FBM} = 1.35V$		0.01	100	nA
COMPM Minimum Output Voltage		$V_{FBM} = 1.35V$ , COMPM open	0.1			V
COMPM Maximum Output Voltage		$V_{FBM} = 1.15V$ , COMPM open	2.00	2.15	2.30	V
<b>POWER SWITCHES</b>						
POUT Leakage Current		$V_{LX} = 0$ , $V_{POUT} = 5.5V$		0.1	20	$\mu A$
LX Leakage Current		$V_{LX} = V_{OUT} = 5.5V$		0.1	20	$\mu A$
Switch On- Resistance	$R_{ON}$	N-channel		100	180	m $\Omega$
		P-channel		200	350	
N-Channel Current Limit				2		A
P-Channel Turn-Off Current			40	120	190	mA
<b>POWER READY</b>						
RDYM Trip Level		$V_{FBM}$ rising edge, 1% typical hysteresis	1.09	1.125	1.16	V
RDYM Output High Leakage		$V_{RDYM} = 5.5V$		0.01	1	$\mu A$
RDYM Output Voltage Low		$I_{SINK} = 1mA$			0.4	V

Idle Mode is a trademark of Maxim Integrated Products.

# デジタルカメラ用 ステップアップ電源

MAX1800

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1,  $V_{OUT} = V_{POUT} = 3.3V$ ,  $PGND = GND$ ,  $V_{ONM} = 3.3V$ ,  $V_{ON1} = V_{ON2} = V_{ON3} = V_{ONA} = 0$ ,  $T_A = -40^{\circ}C$  to  $+85^{\circ}C$ , unless otherwise noted. Typical values are at  $T_A = +25^{\circ}C$ .) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>ANALOG GAIN BLOCK</b>						
AI Feedback Regulation Voltage		$V_{AO} = V_{OUT} - 1.25V$	1.23	1.25	1.27	V
AI Input Common-Mode Range			-0.1		1.3	V
AI Input Current		$V_{AI} = 1.35V$			100	nA
AI to AO Voltage Gain			70	100	140	V/V
AO Output Sink Current		$V_{AI} = 1V, V_{AO} = 2V$	0.5	2.5		mA
AO Output Source Current		$V_{AI} = 1.5V, V_{AO} = 2V$	0.5	2.5		mA
AO Output Low Voltage		$V_{AI} = 1V, I_{SINK} = 25\mu A$			0.5	V
AO Output High Voltage		$V_{AI} = 1.5V$ or $V_{ONA} = 0, I_{SOURCE} = 25\mu A$	$V_{POUT} - 0.5$			V
AI to AO -3dB Bandwidth				5		MHz
<b>AUXILIARY DC/DC CONTROLLERS 1, 2, 3</b>						
<b>INTERNAL CLOCK</b>						
OSC Clock Low Trip Level		Falling edge	0.2	0.25	0.3	V
OSC Clock High Trip Level		$V_{DCON} = 0.625V$	0.575	0.625	0.675	V
		$V_{DCON} = V_{OUT}$	1.00	1.05	1.10	
Maximum Duty-Cycle Adjustment Range			40		90	%
Maximum Duty Cycle		$V_{DCON\_} = 0.625V$		50		%
Default Maximum Duty Cycle		$V_{DCON\_} = 1.25V$		84		%
<b>ERROR AMPLIFIER</b>						
FB_ Regulation Voltage		$FB\_ = COMP\_$	1.23	1.25	1.27	V
FB_ to COMP_ Transconductance		$FB\_ = COMP\_ , -5\mu A < I_{LOAD} < +5\mu A$	60	100	140	$\mu S$
FB_ to COMP_ Maximum Voltage Gain				2000		V/V
FB_ Input Leakage Current		$V_{FB\_} = 1.35V$			100	nA
<b>DRIVERS (DL1, DL2, DL3)</b>						
DL_ Driver Resistance	$R_{ON}$	Output high or low		2	6	$\Omega$
DL_ Drive Current		Sourcing or sinking, $V_{DL\_} = V_{OUT}/2$		0.5		A
<b>SOFT-START</b>						
Soft-Start Interval				1024		OSC cycles
<b>SHORT-CIRCUIT PROTECTION</b>						
Fault Interval				1024		OSC cycles

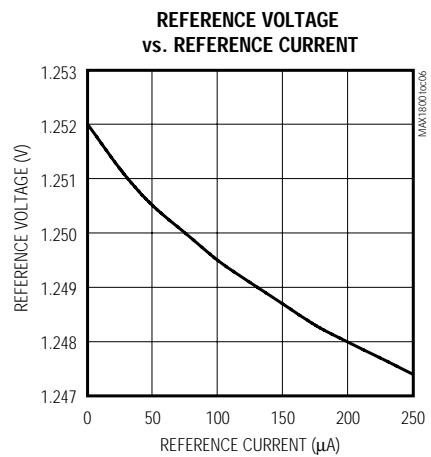
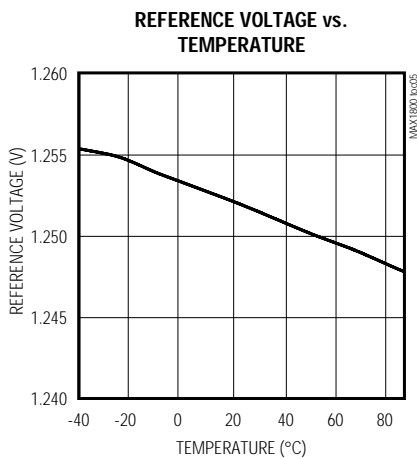
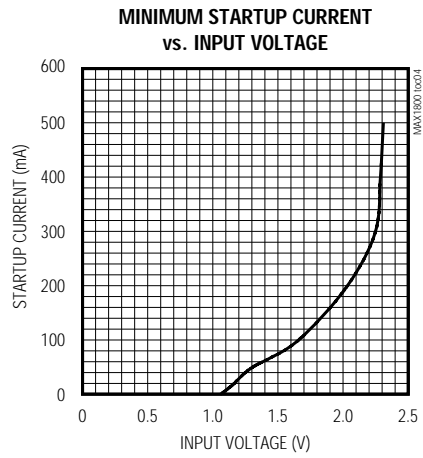
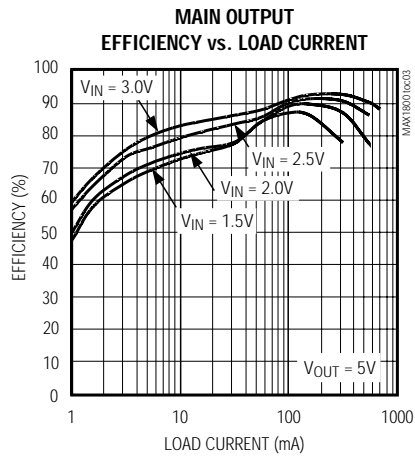
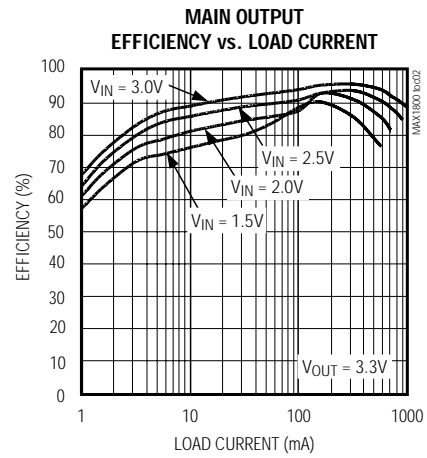
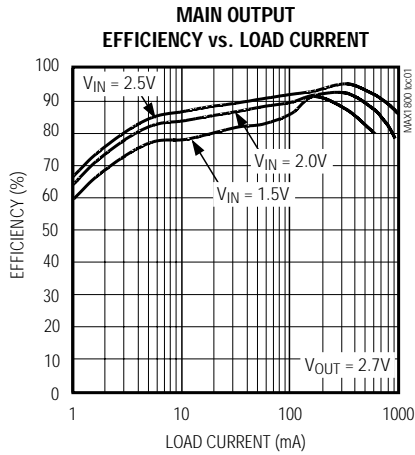
**Note 1:** Specifications to  $-40^{\circ}C$  are guaranteed by design and not production tested.

**Note 2:** Operating voltage. Since the regulator is bootstrapped to the output, once started it will operate down to  $+0.7V$  input.

**Note 3:** The regulator is in startup mode until the voltage is reached.

## 標準動作特性

(Circuit of Figure 1,  $V_{IN\_INPUT} = 2.4V$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

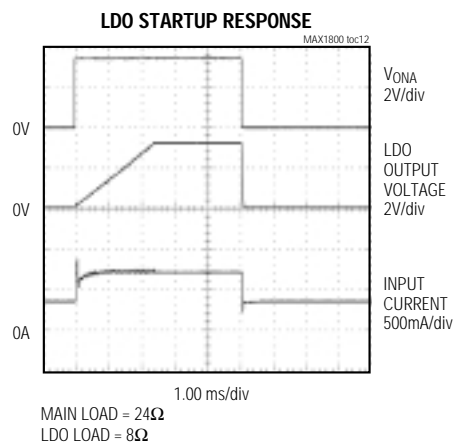
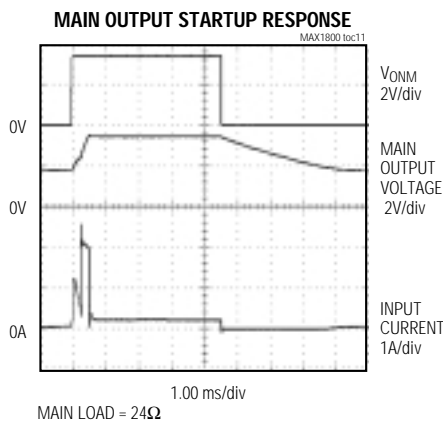
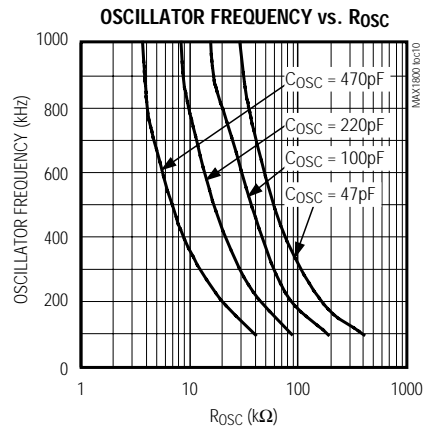
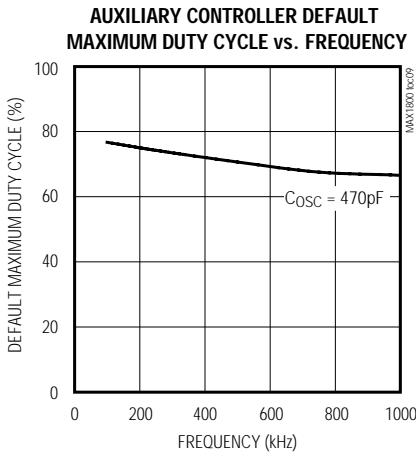
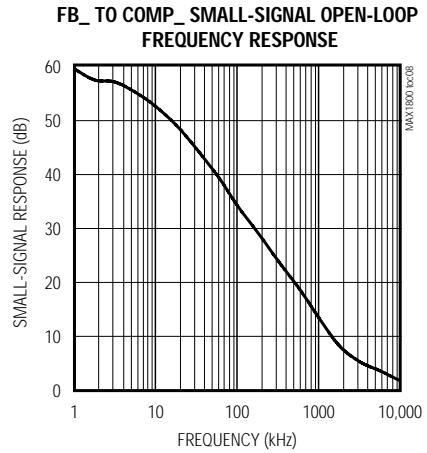
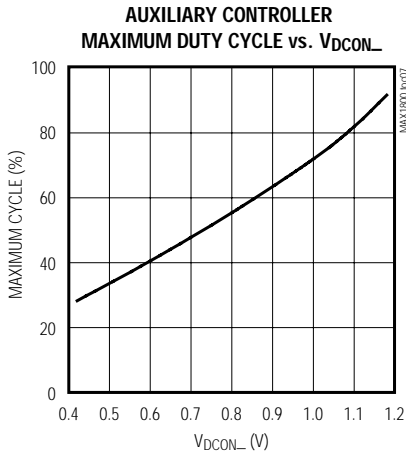


# デジタルカメラ用 ステップアップ電源

MAX1800

## 標準動作特性(続き)

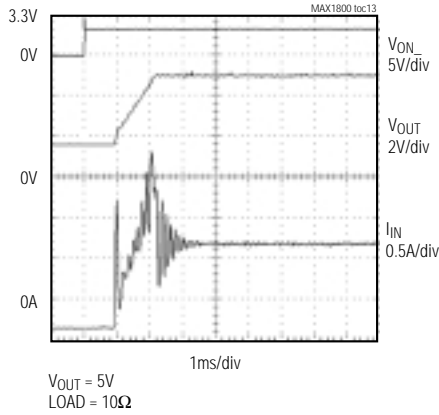
(Circuit of Figure 1,  $V_{IN\_INPUT} = 2.4V$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)



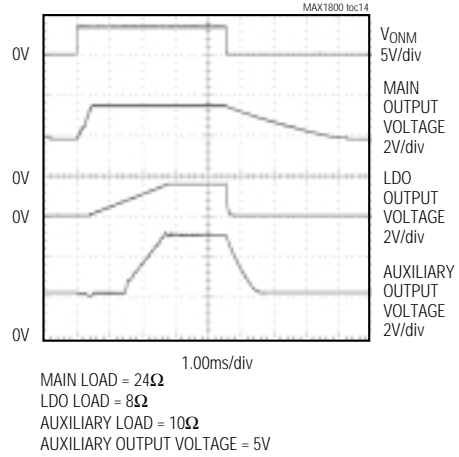
## 標準動作特性(続き)

(Circuit of Figure 1,  $V_{IN\_INPUT} = 2.4V$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

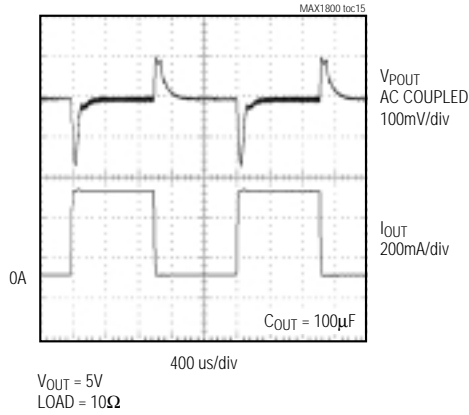
**AUXILIARY CONTROLLER STARTUP RESPONSE**



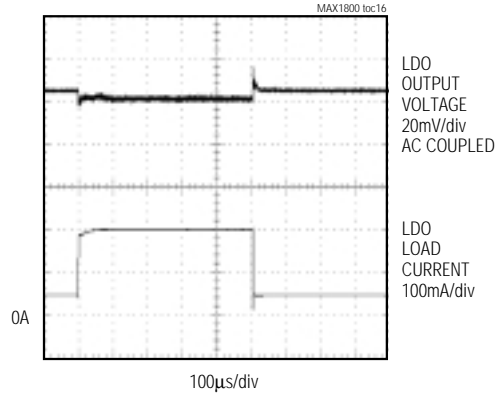
**STARTUP SEQUENCE**



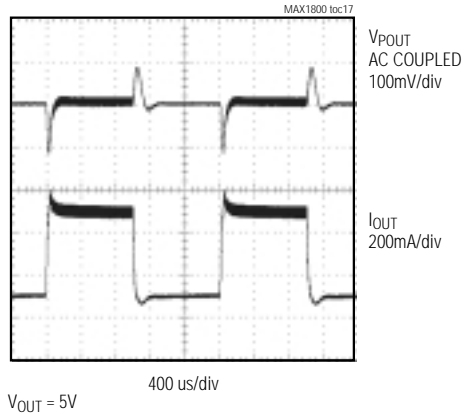
**MAIN OUTPUT LOAD-TRANSIENT RESPONSE**



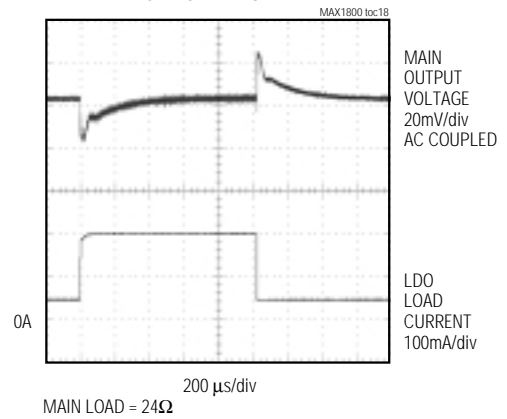
**LDO OUTPUT LOAD TRANSIENT RESPONSE**



**AUXILIARY CONTROLLER OUTPUT LOAD-TRANSIENT RESPONSE**



**MAIN OUTPUT RESPONSE DUE TO LDO TRANSIENT**



# デジタルカメラ用 ステップアップ電源

MAX1800

## 端子説明

端子	名称	機能
1, 19	PGND	電源グランド。内部NチャンネルMOSFET電源スイッチのソース。両方のPGNDピンをICのできるだけ近くでGNDに接続して下さい。
2	DL1	補助コントローラ1用の外部MOSFETゲートドライブ出力。DL1はPOUTとGNDの間でシングし、標準ドライブ電流は500mAです。DL1は補助コントローラ1用の外部スイッチングNチャンネルMOSFETのゲートに接続して下さい。
3	ON1	補助コントローラ1のイネーブル入力。ON1をPOUTに接続すると、補助コントローラ1が自動的にスタートします。
4	FB1	補助コントローラ1のフィードバック入力。出力電圧を設定するには、出力とFB1の間にフィードバック抵抗分圧器を接続します。レギュレーション電圧は $V_{REF}(1.25V)$ です。
5	COMP1	補助コントローラ1の補償。トランスコンダクタンスエラーアンプの出力。制御ループを補償するには、GNDとの間に直列の抵抗とコンデンサを接続します。「補償の設計」を参照。
6	DCON1	補助コントローラ1の最大デューティサイクル制御入力。POUTに接続すると、デフォルト最大デューティサイクルが設定されます。REFとDCON1の間に抵抗分圧器を接続すると、最大デューティサイクルが40%~90%の間に設定されます。コントローラをターンオフするには、DCON1を400mV未満に低く引き下げて下さい。
7, 22	POUT	メイン電源出力。PチャンネルMOSFET同期整流器スイッチのソース。両方のPOUTピンをICのできるだけ近くにまとめて接続して下さい。
8	DL2	補助コントローラ2用の外部MOSFETゲートドライブ出力。DL2はPOUTとGNDの間でシングし、標準ドライブ電流は500mAです。DL2は補助コントローラ2用の外部スイッチングNチャンネルMOSFETのゲートに接続して下さい。
9	ON2	補助コントローラ2のイネーブル入力。ON2をPOUTに接続すると、補助コントローラ2が自動的にスタートします。
10	FB2	補助コントローラ2のフィードバック入力。出力電圧を設定するには、出力とFB2の間にフィードバック抵抗分圧器を接続します。レギュレーション電圧は $V_{REF}(1.25V)$ です。
11	COMP2	補助コントローラ2の補償。トランスコンダクタンスエラーアンプの出力。制御ループを補償するには、GNDとの間に直列の抵抗とコンデンサを接続します。「補償の設計」を参照。
12	DCON2	補助コントローラ2の最大デューティサイクル制御入力。POUTに接続すると、デフォルト最大デューティサイクルが設定されます。REFとDCON2の間に抵抗分圧器を接続すると、最大デューティサイクルが40%~90%の間に設定されます。コントローラをターンオフするには、DCON2を400mV未満に引き下げて下さい。
13	OUT	内部バイアス電源入力。抵抗を通じてPOUTに接続し、OUTはコンデンサでGNDにバイパスして下さい。「補償の設計」を参照。
14	REF	1.250Vリファレンス出力。REFは0.1 $\mu$ F以上のセラミックコンデンサでGNDにバイパスして下さい。
15	GND	アナロググランド。ICの近くの一点でGNDをPGNDに接続して下さい。
16	OSC	発振器制御。スイッチング周波数を100kHzと1MHzの間で設定するには、OSCとGNDの間にタイミングコンデンサを接続し、OSCとPOUTの間にタイミング抵抗を接続します。「スイッチング周波数の設定」を参照。
17	FBM	メインDC-DCコンバータのフィードバック入力。出力電圧を設定するには、POUTとFBMの間にフィードバック抵抗分圧器を接続します。レギュレーション電圧は $V_{REF}(1.25V)$ です。
18	COMPM	メインコントローラの補償。トランスコンダクタンスエラーアンプの出力。制御ループを補償するには、GNDとの間に直列の抵抗とコンデンサを接続します。「補償の設計」を参照。
20, 21	LX	メイン電源スイッチングノード。内部Pチャンネル及びNチャンネルMOSFETスイッチのドレイン。LXピンはICのできるだけ近くに接続して下さい。
23	RDYM	メインコンバータのレディ出力。 $V_{FBM} < 1.125V$ の場合、オープンドレイン出力は電流をシンクします。これは、メイン出力のレギュレーションが10%以上外れていることを意味します。



## 端子説明(続き)

端子	名称	機能
24	ONM	メインコンバータのイネーブル入力。このレベルが高いとメインコンバータがターンオンします。ONMをPOUTに接続するとメインコンバータが自動的にスタートします。メインコンバータがオフになっている場合、その他全ての出力はディセーブルされます。
25	AI	アナログ利得ブロック入力。AIは利得ブロックへの正入力です。負入力は内部で1.25Vリファレンスに接続されています。
26	AO	アナログ利得ブロック出力。AOは、GNDとPOUTの間のプッシュ/プル出力です。このブロックの電圧利得は約100です。
27	ONA	アナログ利得ブロックイネーブル入力。ONAをPOUTに接続すると、利得ブロックがイネーブルされます。ONAがローの時AO出力はPOUTになります。
28	DCON3	補助コントローラ3の最大デューティサイクル制御入力。POUTに接続すると、デフォルト最大デューティサイクルが設定されます。REFとDCON3の間に抵抗分圧器を接続すると、最大デューティサイクルが40%~90%の間に設定されます。コントローラをターンオフするには、DCON3を400mV未満に引き下げて下さい。
29		補助コントローラ3の補償。トランスコンダクタンスエラーアンプの出力。制御ループを補償するには、GNDとの間に直列の抵抗とコンデンサを接続します。「補償の設計」を参照。
30	FB3	補助コントローラ3のフィードバック入力。出力電圧を設定するには、出力とFB3の間にフィードバック抵抗分圧器を接続します。レギュレーション電圧は $V_{REF}(1.25V)$ です。
31	ON3	補助コントローラ3のイネーブル入力。ON2をPOUTに接続すると、補助コントローラ3が自動的にスタートします。
32	DL3	補助コントローラ3用の外部MOSFETゲートドライブ出力。DL3はPOUTとGNDの間でシングリ、標準ドライブ電流は500mAです。DL3は補助コントローラ3用の外部スイッチングNチャンネルMOSFETのゲートに接続して下さい。

## 詳細

図1にMAX1800の標準アプリケーション回路を示します。本製品は、メインステップアップDC-DCコンバータ、3つの補助ステップアップDC-DCコントローラ、未使用の利得ブロック、パワーレディコンパレータ及び複数の外部MAX1801スレーブDC-DCコントローラを制御する能力を備えています。未使用の利得ブロックを外部PチャンネルMOSFETと併用すると、リニアレギュレータを実現することができます。このリニアレギュレータをメイン出力と併用することで、ステップアップ/ステップダウン機能の実現、或いは独立したスタンドアロン出力電圧の生成が可能です。これらの機能がまとまって、デジタル静止画像カメラ用の完全な高効率電源解決法を提供しています。図2にMAX1800のファンクションダイアグラムを示します。

### マスター・スレーブ構成

MAX1800は、MAX1801“スレーブ”コントローラをサポートします。MAX1801は、入力電源、電圧リファレンス及び発振器信号を、MAX1800“マスター”DC-DCコンバータから直接取得します。このマスター・スレーブ構成は、冗長な回路を排除し、ノイズの高調波成分を同期コンバータスイッチングで抑制することにより、システムコストを削減します。

### メインDC-DCコンバータ

MAX1800のメインステップアップDC-DCスイッチングコンバータは、+0.7V~+5.5Vのバッテリー入力電圧から2.7V~5.5Vの出力電圧を生成します。内部スイッチと同期整流器により、回路サイズと外付部品点数の両方を削減しつつ、95%もの変換効率が可能になっています。コンバータは、低ノイズ一定周波数PWMモードで動作し、負荷端の電圧を安定化します。固定周波数動作で発生するスイッチング高調波は一定しているため、簡単に除去できます。

内部NチャンネルMOSFETスイッチは各サイクルの前半でターンオンします。これにより、インダクタ内の電流が直線的に増加し、磁場内にエネルギーが貯蔵されます。各サイクルの後半では、MOSFETがターンオフしてインダクタの両端の電圧が逆転します。このため、内部Pチャンネル同期整流器から出力フィルタコンデンサ及び負荷の方向に電流が強制的に流れます。インダクタに貯蔵されているエネルギーが減少すると、電流も直線的に減少します。同期整流器がターンオフするのは、インダクタ電流がゼロに近づいた時、或いはサイクルが開始された時です。

電流モードPWMコントローラは、COMPの電圧を使用してインダクタ電流を設定し、出力電圧を安定化します。

# デジタルカメラ用 ステップアップ電源

MAX1800

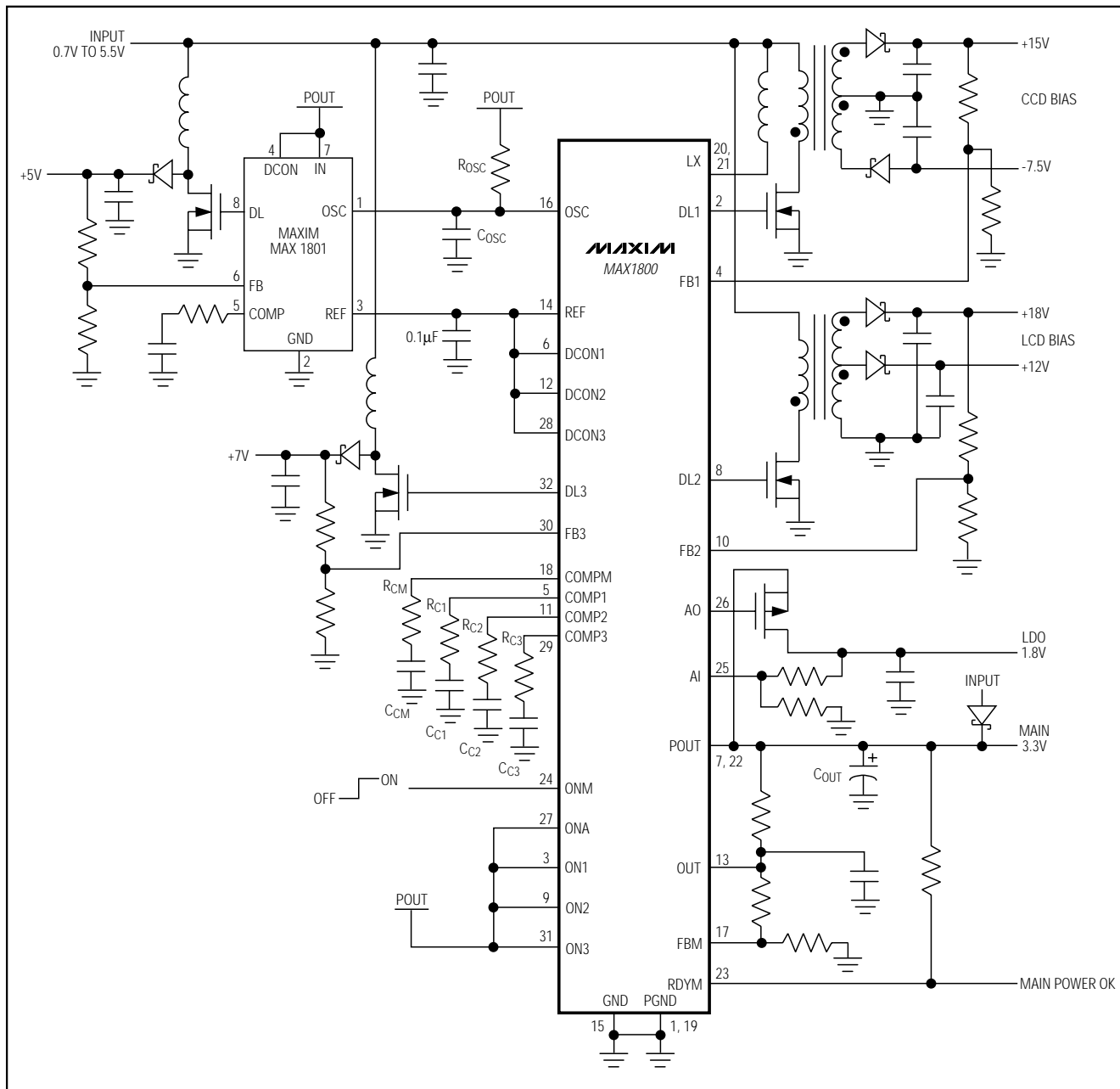


図1. 標準アプリケーション回路

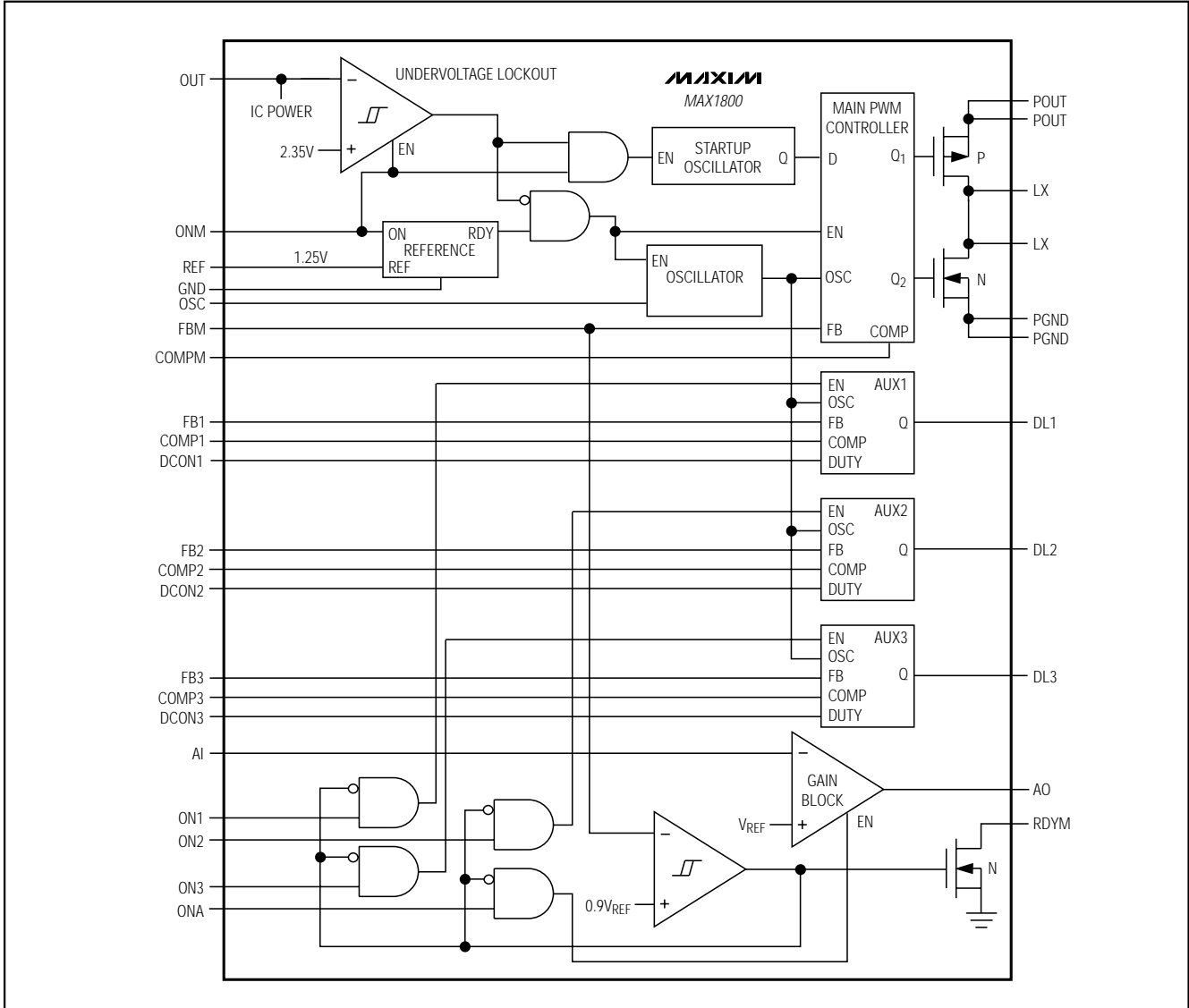


図2. 簡略ファンクションダイアグラム

このコントローラは、インダクタ電流を強制的に300mA(アイドルモードのスレッシュホールド)より大きくすることにより、軽負荷時のパルススキッピングと効率の向上を保証します。

### 補助DC-DCコントローラ

MAX1800の補助コントローラは、低ノイズ、固定周波数PWMモードで動作し、出力電力は外付部品によって制限されます。これらのコントローラは、外部NチャンネルMOSFETスイッチの駆動信号のパルス幅を変調することにより、出力電圧を安定化します。メイン出力がスタートするまで、補助コントローラは起動しません。

図3にMAX1800の補助PWMコントローラのブロック図を示します。OSCにおける鋸波発振器が内部タイミングを制御します。各サイクルの始めに、DL<sub>g</sub>がハイになって外部MOSFETスイッチがターンオンします。MOSFETスイッチがターンオフするのは、内部でレベルシフトされた鋸波がCOMP<sub>g</sub>より高く上昇した時、或いは最大デューティサイクルを超えた時です。スイッチは次のサイクル開始時までオフ状態に留まります。内部トランスコンダクタンスアンプにより、COMP<sub>g</sub>において積分エラー電圧が生成され、これによりループ利得が増加してレギュレーション精度が向上します。

# デジタルカメラ用 ステップアップ電源

MAX1800

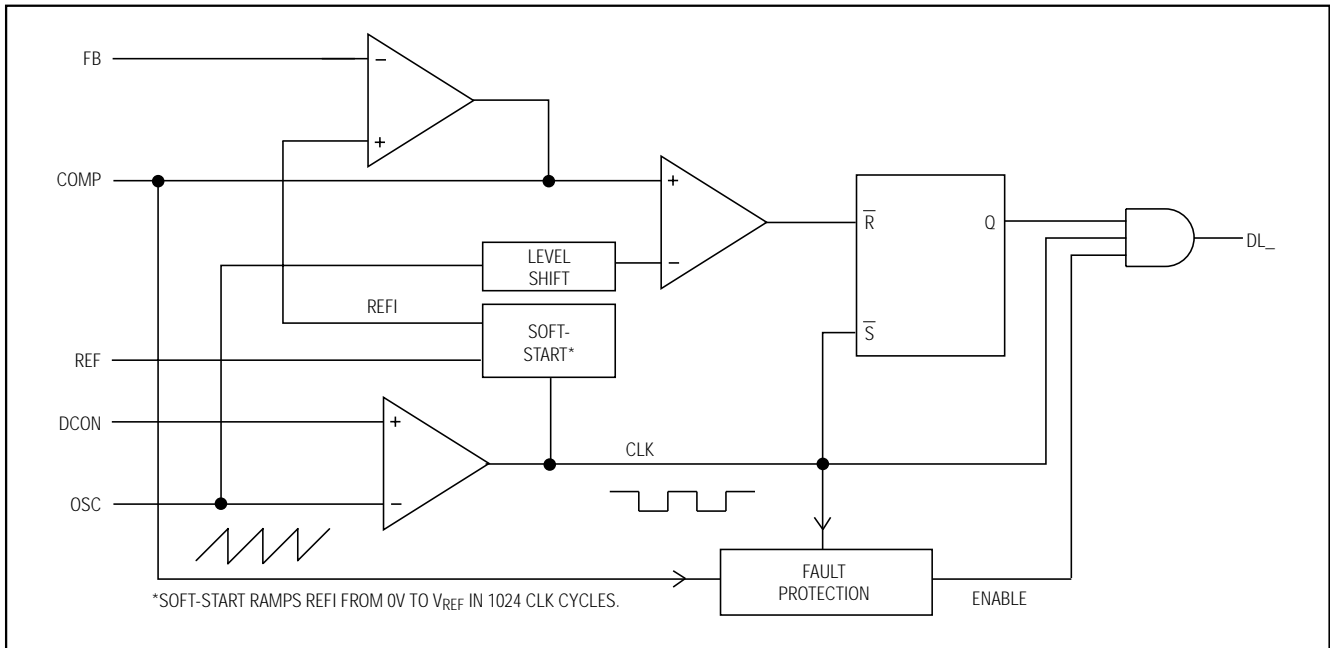


図3. PWM補助コントローラのブロック図

## アナログ利得ブロック

MAX1800のアナログ利得ブロックは、利得100の電圧アンプと駆動能力2.5mAのプッシュ/プル出力段です。このアナログ利得ブロックは、外部PチャンネルMOSFETパストランジスタと併用して低ドロップアウトリニアレギュレータを構成するか、或いは単独でコンパレータとして使用することができます。

## リファレンス

MAX1800は、内部1.250V、1.6%バンドギャップリファレンスを備えています。REFとGNDの間に(REFピンから5mm以内に)0.1 $\mu$ Fのバイパスコンデンサを接続して下さい。REFは最大200 $\mu$ Aの外部負荷電流まで供給でき、ONMがハイで $V_{OUT}$ がメイン低電圧ロックアウトスレッシュホールドより高い時にイネーブルされます。内部アナログ利得ブロック、補助コントローラ及びMAX1801スレープコントローラはそれぞれスタートアップ時に最大30 $\mu$ AのREF電流をシンクします。複数のMAX1801スレープコントローラを同時にターンオンする場合は、マスター電圧リファレンスが十分な電流を供給できることを確認するか、適切なユニティゲインアンプを使用してリファレンスをバッファして下さい。

## 発振器

発振器は、コンパレータ、100nsワンショット及び内部NチャンネルMOSFETスイッチから成り、外部タイミング抵抗及びコンデンサを使用してOSCにおいて発振器

信号を生成します(図4)。スイッチが開くと、コンデンサ電圧は $R_{OSC}C_{OSC}$ の積によって与えられる時間定数で指数関数的にゼロから出力電圧に近づき、コンデンサ電圧が $V_{REF}$ (1.25V)に達すると、コンパレータ出力がハイになります。それを受けたワンショットは、内部MOSFETスイッチを起動して100ns以内にコンデンサを放電し、サイクルを繰り返します。スタートアップ後にメイン出力電圧が上昇するに伴い、発振周波数が変化することに注意して下さい。メイン出力が安定化状態にある間は、発振周波数は一定になります。

## 低電圧スタートアップ発振器

MAX1800の内部制御及びリファレンス電圧回路はメイン出力から電源を取得するため、メイン出力電圧がメイン低電圧ロックアウトスレッシュホールドより低い場合は作動しなくなります。MAX1800のメインコントローラは低電圧スタートアップ発振器を使用しているため、最低0.9Vの入力電圧からスタートアップすることができます。スタートアップ時、出力電圧がメイン低電圧ロックアウトスレッシュホールドに達するまでは、低電圧発振器が内部でLXに接続されたNチャンネルMOSFETをスイッチングします。このレベルを上回ると、通常のブーストコンバータ制御回路に切り換わりします。

一旦安定化すると、MAX1800は最低0.7Vの入力で動作します。これは、ICの内部電源がOUTを通じて出力からブートストラップされているためです。入力電圧が低いと、重負荷時におけるMAX1800のスタートアップが

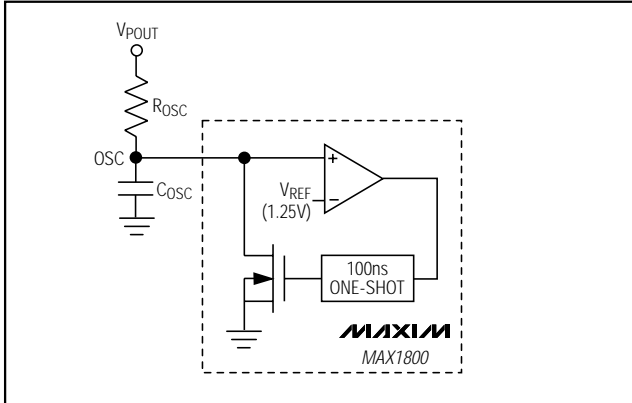


図4. マスター発振器

困難になります(「標準動作特性」の「Startup Current vs. Input Voltage」のグラフを参照して下さい)。

## 最大デューティサイクル

MAX1800の補助コントローラは、OSCで生成される鋸波発振器信号、DCON\_の電圧及び内部コンバータを使用して最大デューティサイクルを制限します(「最大デューティサイクルの設定」を参照)。デューティサイクルを制限することにより、一部の磁性部品の飽和を防ぐことができます。最大デューティサイクルを小さくすると、コンバータを強制的に断続電流モードで動作させることにより設計の安定性を簡略化できます(但し、効率はやや低下します)。

## ソフトスタート

MAX1800の利得ブロック及び補助コントローラはソフトスタート機能を備えています。ソフトスタート機能とは、突入電流を制限してスタートアップ時に出力電圧を直線的にレギュレーション電圧まで増加させることにより、バッテリーの過負荷状態を防ぐものです。これを達成する為に、最初に電源が投入された時や、コントローラがイネーブルされた時に、1024発振器サイクルの間にコントローラのトランスコンダクタンスアンプの内部リファレンス入力を0から1.25V(リファレンス電圧)に増加させています。

## 過負荷保護

MAX1800の補助コントローラは、出力の過負荷によってトランス結合又はシングルエンド一次インダクタンスコンバータ(SEPIC)回路が損傷するのを防ぐ障害保護機能を備えています。出力電圧が1024発振器クロックの間安定化状態より低く外れている場合、出力電流が過剰になるのを防ぐために補助コントローラがディセーブルされます。コントローラを再スタートするには、ON\_又はDCON\_をまずGNDにしてから、再びオン状態に戻すサイクリングを行って下さい。ステップアップアプリケーションの場合、短絡電流は制限されません。これは、インダクタと出力整流器を通るDC電流経路によって短絡するためです。ステップアップ構成において

短絡保護が必要な場合は、ヒューズ等の保護デバイスを使用して短絡電流を制限する必要があります。

## レディメイン(RDYM)出力

MAX1800のパワーレディRDYMコンパレータのオープンドレイン出力は、メイン出力がレギュレーション電圧を10%下回ると最大1mAをシンクします。FBMがRDYMトリップレベルを超えると、RDYM出力はハイインピーダンスになります。これは、メイン出力がレギュレーション範囲内にあることを意味します。RDYMコンパレータは、トリップスレッシュホールド付近の発振を防ぐために1%のヒステリシスを備えています。1MΩプルアップ抵抗でRDYMをPOUTに接続して下さい。

## シャットダウン

メインDC-DCコンバータは、ONMがロー入力によりシャットダウンします。補助DC-DCコンバータ1、2、3及び未使用の利得ブロックは、それぞれON1、ON2、ON3及びONAがロー入力によりシャットダウンします。補助コンバータ及び利得ブロックは、MAIN出力がRDYMトリップスレッシュホールドに達するまで起動できません。自動スタートアップを実行するには、ON\_をPOUTに接続して下さい。利得ブロックをディセーブルするためにONAがローになっている場合、AOはPOUTに駆動されます。

## 設計手順

### スイッチング周波数の設定

スイッチング周波数は、特定のMAX1800アプリケーションにおいて外付部品サイズ又は回路効率が最適化されるように選択して下さい。通常、400kHz~500kHzのスイッチング周波数を選択すると、部品サイズと回路効率の間のバランスが良くなります。周波数が高くと、部品の小型化が可能になります。周波数がこれより低いと、変換効率が向上します。

スイッチング周波数は、外付タイミング抵抗( $R_{OSC}$ )及びコンデンサ( $C_{OSC}$ )によって設定されます。サイクルの開始時に、タイミングコンデンサは抵抗を通じて充電し、 $V_{REF}$ に達します。充電時間 $t_1$ は次式で与えられます。

$$t_1 = -R_{OSC}C_{OSC} \ln \left[ 1 - \frac{V_{REF}}{V_{POUT}} \right]$$

その後、 $t_2 = 100\text{ns}$ の間にゼロまで減衰します。発振周波数は $f_{OSC} = 1/(t_1 + t_2)$ となります。 $f_{OSC}$ は100kHz <  $f_{OSC}$  < 1MHzの範囲で選択して下さい。 $C_{OSC}$ は22pFと470pFの間で選択して下さい。 $R_{OSC}$ は次式で決定して下さい。

$$R_{OSC} = \frac{f_{OSC}}{C_{OSC} \ln \left[ 1 - \frac{1.25}{V_{POUT}} \right]}$$

様々な $C_{OSC}$ 値を使用した場合の $f_{OSC}$ と $R_{OSC}$ の関係については、「標準動作特性」を参照して下さい。

# デジタルカメラ用 ステップアップ電源

## 出力電圧の設定

MAX1800の出力電圧は、抵抗分圧器を出力電圧と対応するFB\_入力に接続することによって設定されます。FB\_入力バイアス電流は100nA未満であるため、 $R_{L1}$ (ローサイド: FB\_とGND間の抵抗)には100kΩを選択して下さい。 $R_{H1}$ (ハイサイド: 出力とFB\_間の抵抗)は次式で選択して下さい。

$$R_{H1} = R_{L1} \left( \frac{V_{OUT}}{1.25} - 1 \right)$$

## 最大デューティサイクルの設定

OSCにおけるマスター発振器信号及びDCON\_における電圧を使用して、MAX1800の補助コントローラ用の内部クロック信号(図3のCLK)が生成されます。内部クロックの立下りエッジは、 $V_{OSC}$ が $V_{DCON}$ (抵抗分圧器によって設定)を超えた時に生じます。内部クロックの立上りエッジは、 $V_{OSC}$ が0.25Vより低くなった時に生じます(図5)。

可変最大デューティサイクル範囲は、40%~90%です(「標準動作特性」の「Maximum Duty Cycle vs.  $V_{DCON}$ 」のグラフを参照)。 $V_{DCON}$ が $V_{REF}$ (1.25V)以上の場合、最大デューティサイクルはデフォルトで84%(100kHz)になります(「標準動作特性」の「Maximum Duty Cycle vs. Frequency」のグラフを参照)。 $V_{DCON}$ が0.3V未満の場合、コントローラはシャットダウンします。

## インダクタの選択

インダクタは連続電流又は断続電流用に選択して下さい。通常、効率は連続導電の場合に最高になります。ステップアップ比( $V_{OUT}/V_{IN}$ )が $1/(1-D_{MAX})$ を超える場合は、断続電流を使用して下さい。

## 連続インダクタ電流

次式を用いると妥当なインダクタ値( $L_{IDEAL}$ )を算出できます。この式では、連続ピーク間インダクタ電流はDCインダクタ電流の3分の1に設定されています。

$$L_{IDEAL} = \frac{3(V_{IN(MAX)} - V_{SW})D(1-D)}{I_{OUT} f_{OSC}}$$

ここで、D(デューティサイクル)は次式で与えられます。

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

これらの式において、 $V_{SW}$ はNチャネルMOSFETスイッチの両端の電圧降下、 $V_D$ は整流器両端の順方向電圧降下です。 $L_{IDEAL}$ を与えられた場合、妥当なピーク間インダ

クタ電流は $0.33 I_{OUT}/(1-D)$ です。最大インダクタ電流は $1.17 I_{OUT}/(1-D)$ です。

$L_{IDEAL}$ に満たないインダクタンス値を使用することも可能ですが、Lが減少すると最大インダクタ電流が増加し、出力リップルを維持するために必要な出力容量が大きくなります。

$I_{OUT}$ が $L_{IDEAL}$ の計算に用いた値の6分の1を下回ると、インダクタ電流は断続的になります。

## 断続インダクタ電流

断続モード動作の場合、MAX1800のコントローラはデューティサイクルを調整することによって出力電圧を制御し、適切な電力を負荷に転送します。最悪の負荷条件(最大 $I_{OUT}$ )におけるレギュレーションを保証するには、以下を選択して下さい。

$$L = \frac{V_{OUT} D_{MAX}}{2 I_{OUT} f_{OSC}}$$

ピークインダクタ電流は $V_{IN} D_{MAX}/(L f_{OSC})$ です。

インダクタの飽和電流定格は、ピークインダクタ電流の計算値以上にして下さい。

## 入力及び出力フィルタコンデンサ

ステップアップ設計における入力コンデンサ( $C_{IN}$ )は、バッテリー又は入力電源から流出する電流ピークやコントローラ内のスイッチングノイズを低減します。高周波スイッチング電流が入力ソースに流れないようにするには、スイッチング周波数における入力コンデンサのインピーダンスを入力ソースのインピーダンスよりも小さくする必要があります。

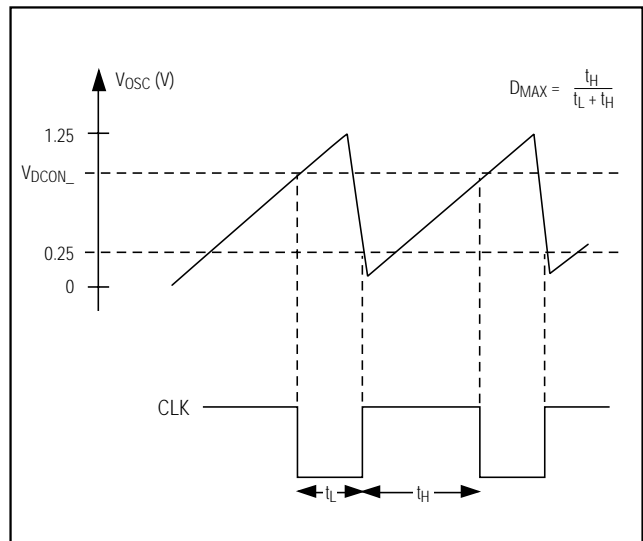


図5. 補助コントローラの内部クロック信号生成

出力コンデンサは、出力電圧リップルを小さくし、レギュレーション制御ループの安定性を保証するために必要です。スイッチング周波数においては、出力コンデンサが低インピーダンスでなくてはなりません。そのため、コンデンサにはタンタル及びセラミックが最適です。通常、タンタルコンデンサは大容量且つ等価直列抵抗(ESR)が中～低の範囲であるため、スイッチング周波数においては主にESRがインピーダンスを支配します。従って、タンタルの出力リップルは次式で近似されます。

$$V_{\text{RIPPLE}} \approx I_{\text{L(PEAK)}} \times \text{ESR}$$

ここで、 $I_{\text{L(PEAK)}}$ はピークインダクタ電流です。

セラミックコンデンサは、タンタルコンデンサに比べてESRが小さいのが普通です。但し、容量が比較的小さいため、スイッチング周波数においては容量がインピーダンスを支配します。従って、セラミックの出力リップルは次式で近似されます。

$$V_{\text{RIPPLE}} \approx I_{\text{L(PEAK)}} \times Z_{\text{C}}$$

ここで、 $I_{\text{L(PEAK)}}$ はピークインダクタ電流、 $Z_{\text{C}} = 1/(2\pi f_{\text{OSC}} C_{\text{OUT}})$ です。

出力容量とESRがレギュレーション制御ループの安定性に与える影響については、「補償の設計」を参照して下さい。

コンデンサの電圧定格は、印加される最大コンデンサ電圧を上回る必要があります。殆どのタンタルコンデンサの場合、メーカーは定格電圧の70%以下でコンデンサを使用すること(ディレーティング)を推奨しています。セラミックコンデンサは、コンデンサの電圧定格最大まで使用されるのが普通です。コンデンサの適正なディレーティングについてはメーカーの仕様を参照して下さい。

## MOSFETの選択

MAX1800の補助コントローラは、回路スイッチ素子として外部ロジックレベルNチャネルMOSFETを駆動します。このMOSFETを選択する際に重要なパラメータは下記の通りです。

- ・ オン抵抗 ( $R_{\text{DS(ON)}}$ )
- ・ 最大ドレイン・ソース間電圧 ( $V_{\text{DS(MAX)}}$ )
- ・ 全ゲート電荷 ( $Q_{\text{g}}$ )
- ・ 逆伝達容量 ( $C_{\text{RSS}}$ )

外部ゲートドライブはPOUTとGNDの間でスイングするため、オン抵抗仕様がメイン出力電圧或いはそれ以下の電圧で定められているMOSFETを使用して下さい。ゲート電荷 ( $Q_{\text{g}}$ ) は、ゲートの充電に係する全ての容量を含んでおり、MOSFETのオン状態とオフ状態の間に必要な遷移時間を予想するのに役立ちます。MOSFETで消費される電力はオン抵抗と遷移損失に起因します。オン抵抗損失は次式で計算されます。

$$P_1 \approx D I_{\text{L}}^2 R_{\text{DS(ON)}}$$

ここで、 $D$ はデューティサイクル、 $I_{\text{L}}$ は平均インダクタ電流、 $R_{\text{DS(ON)}}$ はMOSFETのオン抵抗です。遷移損失は次式で近似されます。

$$P_2 \approx \frac{V_{\text{OUT}} I_{\text{L}} f_{\text{OSC}} t_{\text{T}}}{3}$$

ここで、 $V_{\text{OUT}}$ は出力電圧、 $I_{\text{L}}$ は平均インダクタ電流、 $f_{\text{OSC}}$ はコンバータのスイッチング周波数、 $t_{\text{T}}$ は遷移時間です。遷移時間は約 $Q_{\text{g}}/I_{\text{G}}$ です。ここで、 $Q_{\text{g}}$ は全ゲート電荷、 $I_{\text{G}}$ はゲードライブ電流 (0.5A typ)です。

MOSFET内の全電力消費は次式で与えられます。

$$P_{\text{MOSFET}} = P_1 + P_2$$

## ダイオードの選択

低出力電圧アプリケーションにおいては出力電圧の整流用にショットキダイオードを使用して下さい。これは、ショットキダイオードの順方向電圧が低く、回復時間が短いからです。ショットキダイオードでは、逆電圧や温度が高い場合にリーク電流が大きくなるため、高電圧且つ高温アプリケーションの場合は超高速ジャンクション整流器を使用して下さい。

## 補償の設計

各DC-DCコンバータは内部トランスコンダクタンスアンプを備えており、このアンプの出力を使用して制御ループを補償します。通常、COMP\_とGNDの間に直列抵抗及びコンデンサを挿入してポール・ゼロペアを形成します。外部インダクタ、出力コンデンサ、補償抵抗とコンデンサ、及びPOUTとOUT間のRCフィルタが制御ループの安定性を支配します。インダクタと出力コンデンサは、性能、サイズ及びコストを考慮して選択されるのが普通ですが、補償抵抗とコンデンサ及びPOUTとOUT間のRCフィルタは制御ループの安定性を最適化するように選択されます。図1の回路の部品定数を使用すれば、広範囲の入出力電圧及びコンバータスイッチング周波数に渡って安定した動作が得られます。最適な補償を行うためには、以下の手順に従って下さい。

## メインコンバータ

メインコンバータは、電流モードを使用してメイン出力電圧を安定化するため、制御ループの補償がシンプルになります。コンバータが連続インダクタ電流で動作する場合、ループ利得周波数応答に右半面ゼロが現れます。安定性を保証するには、制御ループが右半面ゼロの周波数を大幅に下回る周波数でクロスオーバー(ユニティゲインより低く低下)する必要があります。

# デジタルカメラ用 ステップアップ電源

MAX1800

補償部品は以下の手順で決定して下さい。

- 1) 右半面ゼロの周波数を次式で計算します。

$$f_{RHPZ} = \frac{V_{POUT}(1 - D_M)^2}{2\pi I_{LOAD(MAX)} L}$$

ここで、 $V_{POUT}$ は出力電圧、 $I_{LOAD(MAX)}$ は最大負荷電流、 $L$ はインダクタ値、 $D_M$ は最大負荷におけるデューティサイクルです。 $D_M$ は次式で表されます。

$$D_M = \frac{V_{POUT} - V_{IN} + [I_{LIM}(R_{PCH} + E_{SRL})]}{V_{POUT} + I_{LIM}(R_{PCH} + R_{NCH})}$$

ここで、 $I_{LIM}$ は最大負荷における平均インダクタ電流、 $E_{SRL}$ はインダクタの等価直列抵抗、 $R_{PCH}$ 及び $R_{NCH}$ はそれぞれPチャネルスイッチ(200mΩ typ)及びNチャネルスイッチ(100mΩ typ)のオン状態のドレイン・ソース間抵抗です。

- 2) 制御ループクロスオーバー周波数(ループ利得が1に低下する周波数)を右半面ゼロの周波数の1/5に指定します。

$$f_{CROSS} = f_{RHPZ} / 5$$

- 3) DCオープンループ電圧利得を次式で計算します。

$$A_{VLOOP} = \frac{V_{REF}(1 - D_M)A_{VCOMP}}{A_{VCS}I_{LOAD}}$$

ここで、 $V_{REF}$ は1.25Vリファレンス電圧、 $A_{VCOMP}$ は内部エラーアンプのDC電圧利得(2000)、 $A_{VCS}$ は内部電流検出アンプのトランスレジスタンス利得(0.375)、そして $D_M$ は上記のステップ1で算出した最大デューティサイクルです。これらのパラメータ値を使用した場合のオープンループ電圧利得は次式となります。

$$A_{VLOOP} = \frac{6666(1 - D_M)}{I_{LOAD}}$$

- 4) ループクロスオーバーが上記のステップ2で指定された周波数で発生するように主ポールを設定します。

$$f_{DOM} = \frac{f_{CROSS}}{A_{VLOOP}} = \frac{G_M}{(2\pi A_{VCOMP} C_C)}$$

ここで、 $G_M$ はエラーアンプのトランスコンダクタンス(100μS typ)、 $C_C$ は補償コンデンサです。この条件に従って、補償コンデンサは次式で与えられます。

$$C_C = \frac{50 \times 10^{-9} A_{VLOOP}}{2\pi f_{CROSS}}$$

- 5) 出力コンデンサに起因するポール( $f_{OUT}$ )を決定し、補償ゼロ( $f_{COMPZ}$ )を同じ周波数に設定します。ポールは次式の周波数で生じます。

$$f_{OUT} = \frac{I_{LOAD(MAX)}}{2\pi C_{OUT} V_{POUT}}$$

ここで、 $C_{OUT}$ はPOUTにおける全出力容量です。ゼロは次式の周波数で生じます。

$$f_{COMPZ} = \frac{1}{2\pi R_C C_C}$$

ここで、 $f_{OUT}$ を $f_{COMZ}$ に設定すると次式が得られます。

$$\frac{I_{LOAD(MAX)}}{C_{OUT} V_{POUT}} = \frac{1}{R_C C_C}$$

補償抵抗 $R_C$ (補償コンデンサと直列に配置)は次式で与えられます。

$$R_C = \frac{C_{OUT} V_{POUT}}{C_C I_{LOAD(MAX)}}$$

- 6) 出力容量の等化直列抵抗(ESR)に起因するゼロの周波数( $f_{ESRZ}$ )を算出し、POUTとOUT間のRCフィルタのポール( $f_{FILTER}$ )を同じ周波数に設定します。ゼロは次式の周波数で生じます。

$$f_{ESRZ} = \frac{1}{2\pi C_{OUT} ESR}$$

ポールは次式の周波数で生じます。

$$f_{FILTER} = \frac{1}{2\pi R_F C_F}$$

ここで、 $R_F$ 及び $C_F$ はそれぞれフィルタ抵抗及びコンデンサです。従って、次式が得られます。

$$C_{OUT} ESR = R_F C_F$$

OUTにおけるノイズを低減するために、 $C_F \geq 1\mu F$ を選択して下さい。その後で、 $R_F$ を決定します。

$$R_F = \frac{C_{OUT} ESR}{C_F}$$



## 補助コントローラ

補助コントローラは電圧モードを使用して出力電圧を制御するため、制御ループの補償がメインコンバータの場合よりやや複雑になります。以下の2つの手順のうちいずれかに従って下さい。

### 断続インダクタ電流

断続インダクタ電流の場合、PWMコンバータは単一のポールを持っています。ポール周波数とPWMコントローラのDC利得は動作デューティサイクルに依存します。動作デューティサイクルは次式で与えられます。

$$D = \left( \frac{2Lf_{OSC}}{R_E} \right)^{\frac{1}{2}}$$

ここで、 $R_E$ は次式で与えられる等価負荷抵抗です。

$$R_E = \frac{V_{IN}^2 R_{LOAD}}{V_{OUT} (V_{OUT} - V_{IN})}$$

PWMコンバータに起因するシングルポールの周波数は次式で与えられます。

$$P_O = \frac{(2V_{OUT} - V_{IN})}{2\pi(V_{OUT} - V_{IN}) R_{LOAD} C_{OUT}}$$

PWMコントローラのDC利得は次式で与えられます。

$$A_{VO} = \frac{2V_{OUT}(V_{OUT} - V_{IN})}{2\pi(V_{OUT} - V_{IN}) R_{LOAD} C_{OUT}}$$

負荷抵抗( $R_{LOAD}$ )が増加すると、ポール周波数はそれに反比例して減少し、DC利得はそれに比例して増加することに注意して下さい。クロスオーバー周波数はポール周波数とDC利得の積であるため、負荷に依存しません。分圧器の利得は次式で与えられます。

$$A_{VDV} = \frac{V_{REF}}{V_{OUT}}$$

エラーアンプのDC利得は  $A_{VEA} = 2000V/V$  です。このため、DCループ利得は次式で与えられます。

$$A_{VDC} = A_{VDV} A_{VEA} A_{VO}$$

COMPにおける補償抵抗・コンデンサペアがポール及びゼロをもたらし、その周波数(Hz単位)は次式で与えられます。

$$P_C = \frac{G_{EA}}{4000\pi C_C} = \frac{1}{4 \times 10^7 \pi C_C}$$

$$Z_C = \frac{1}{2\pi R_C C_C}$$

出力フィルタコンデンサの等価直列抵抗(ESR)がループ応答にゼロをもたらし、その周波数(Hz単位)は次式で与えられます。

$$Z_O = \frac{1}{2\pi C_{OUT} ESR}$$

図6のBodeプロットにDC利得とポール及びゼロを示します。

図6のBodeプロットで安定回路を実現するには、以下の手順に従って下さい。

- 1) エラーアンプのトランスコンダクタンスの逆数に等しい補償抵抗 $R_C$ を選択します： $1/R_C = G_{EA} = 100\mu S$ 、即ち $R_C = 10k\Omega$ 。これにより、エラーアンプの高周波電圧利得が0dBに設定されます。
- 2) 最大出力ポール周波数を決定します。

$$P_{O(MAX)} = \frac{2(V_{OUT} - V_{IN})}{2\pi(V_{OUT} - V_{IN}) R_{LOAD(MIN)} C_{OUT}}$$

ここで、

$$R_{LOAD(MIN)} = \frac{V_{OUT}}{I_{OUT(MAX)}}$$

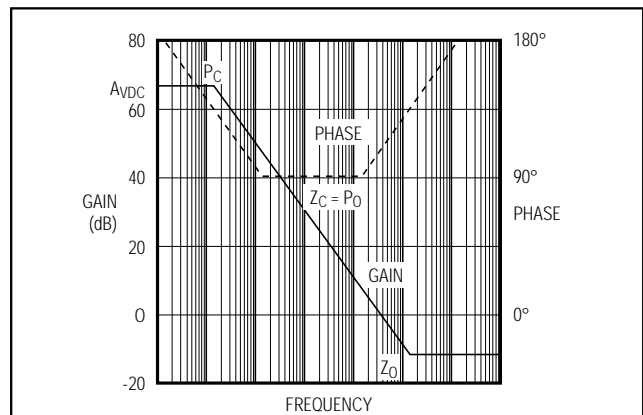


図6. MAX1800の断続電流電圧モードにおけるステップアップコンバータBodeプロット

# デジタルカメラ用 ステップアップ電源

MAX1800

- 4) 補償ゼロを最大出力ポール周波数と同じ周波数にします(Hz単位)。

$$Z_C = \frac{1}{2\pi R_C C_C} = \frac{2(V_{OUT} - V_{IN})}{2\pi(V_{OUT} - V_{IN}) R_{LOAD(MIN)} C_{OUT}}$$

$C_C$ について解くと次式が得られます。

$$C_C = C_{OUT} V_{OUT} \left[ \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{R_C I_{OUT(MAX)} 2(V_{OUT} - V_{IN})} \right]$$

$C_C$ の値は10nF未満にしてください。上記の計算でコンデンサを10nFより大きくする必要があるという結果が出た場合、 $C_C = 10nF$ を使用し、ステップ4を省略してステップ5に進んでください。

- 4) クロスオーバー周波数(Hz単位)を決定します。

$$f_C = \frac{V_{REF}}{\pi D C_{OUT}}$$

最低10dBの利得マージンを維持するために、クロスオーバー周波数が出力コンデンサのESRゼロ周波数の1/3以下になるようにするか、

$$3f_C \leq Z_O$$

或いは、

$$ESR \leq D \frac{D}{6 V_{REF}}$$

の条件を満たすようにしてください。

この条件が満たされていない場合は、ステップ5に進んでエラーアンプの高周波利得を減らし、それによりクロスオーバー周波数を減少させてください。

- 5) 補償ネットワークに起因するゼロがクロスオーバー周波数以下に留まる限り、高周波利得を減らすことによってクロスオーバー周波数を減少させることができます。この場合次式が条件です。

$$ESR \leq \frac{D}{G_{EA} R_C 6 V_{REF}}$$

及び

$$f_C = \frac{V_{REF} G_{EA} R_C}{\pi D C_{OUT}} \geq 1 \frac{1}{2\pi R_C C_C}$$

両方の式を満たす $C_{OUT}$ 、 $R_C$ 及び $C_C$ を選択してください。

連続インダクタ電流

連続インダクタ電流の場合、変化する条件が2つあるため、異なる補償が必要となります。制御ループの応答は、

右半面ゼロとインダクタ及び出力コンデンサに起因する複合ポールを含みます。動作を安定させるためには、制御ループ利得が右半面ゼロ周波数を大幅に下回る周波数で1(0dB)に落ちる必要があります。通常、出力コンデンサのESRから生じるゼロは、クロスオーバー周波数付近の位相を増やし、位相マージンを増やすことによって制御回路を補償するために使用されます。値の小さな低ESR出力コンデンサ(セラミックコンデンサ等)を使用する場合は、ESRに関連したゼロの発生する周波数が高すぎるため、位相マージンが増えません。この場合は、値の小さなインダクタを使用することにより、インダクタが断続電流で動作するようにして下さい(「断続インダクタ電流」の項を参照)。

連続インダクタ電流の場合、分圧器の利得は $A_{VDV} = V_{REF}/V_{OUT}$ 、エラーアンプのDC利得は $A_{VEA} = 2000$ です。連続電流におけるPWMコントローラの利得は次式で与えられます。

$$A_{VO} = \frac{V_{OUT}^2}{V_{IN} V_{REF}}$$

従って、全DCループ利得は次式になります。

$$A_{VDC} = \frac{2000 V_{OUT}}{V_{IN}}$$

インダクタと出力コンデンサに起因する複合ポールペアは次式の周波数(Hz単位)で生じます。

$$P_O = \frac{V_{OUT}}{2\pi V_{IN} \sqrt{L C_{OUT}}}$$

COMPにおける補償ネットワークに起因するポールとゼロは次式の周波数(Hz単位)で生じます。

$$P_C = \frac{G_{EA}}{4000 \pi C_C} = \frac{1}{4 \times 10^7 \pi C_C}$$

$$Z_C = \frac{1}{2\pi R_C C_C}$$

出力コンデンサのESRに起因するゼロの周波数(Hz単位)は次式で与えられます。

$$Z_O = \frac{1}{2\pi C_{OUT} ESR}$$

右半面ゼロの周波数(Hz単位)は次式で与えられます。

$$Z_{RHP} = \frac{(1 - D)^2 R_{LOAD}}{2\pi L}$$

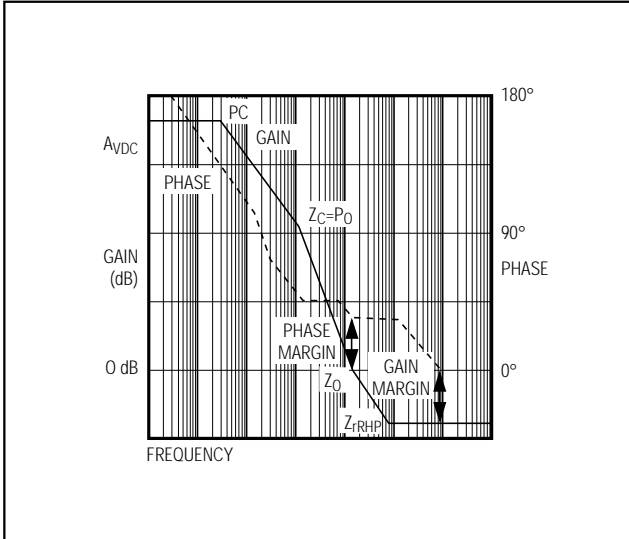


図7. MAX1800の連続電流、電圧モードにおけるステップアップコンバータのBodeプロット

図7にこの制御回路のループ利得のBodeプロットを示します。

制御ループを安定化させるための補償ネットワークを構成するには、クロスオーバー周波数を出力コンデンサ ESR に起因するゼロの周波数に設定して下さい。以下の手順に従って下さい。

- 1) 右半面ゼロの周波数を決定します。

$$Z_{RHP} = \frac{(1 - D)^2 R_{LOAD}}{2\pi L}$$

- 2) DCループ利得を算出します。

$$A_{VDC} = 2000 \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

- 3) インダクタ及び出力コンデンサに起因する複合ポールペアの周波数を決定します。

$$f_0 = \frac{V_{OUT}}{2\pi V_{IN} \sqrt{L C_{OUT}}}$$

- 4) 複合ポールペアと ESR ゼロの間の応答は二次 (-40dB/decade) であるため、クロスオーバー周波数を ESR ゼロ周波数と強制的に等しくするために、複合ポールペアにおいて目的の振幅を決定します

$$A(P_0) = \left( \frac{Z_0}{P_0} \right)^2 = \frac{L V_{IN}^2}{C_{OUT} ESR^2 V_{OUT}^2}$$

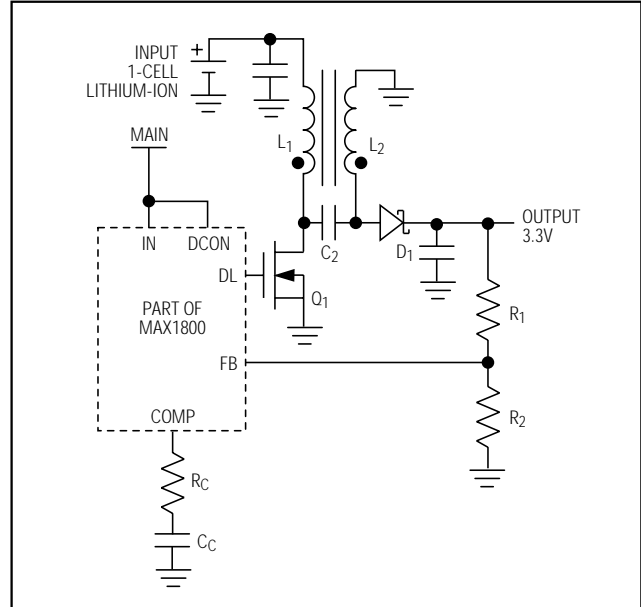


図8. 補助SEPIC構成

- 5) 目的の補償ポールを決定します。補償ポールと複合ポールペアの間の応答は一次 (-20dB/decade) であるため、周波数の比はそれらの周波数における振幅の比に等しくなります。従って、次式が得られます。

$$\frac{P_0}{P_C} = \frac{A_{DC}}{A(P_0)}$$

この式を  $C_C$  について解くと次式が得られます。

$$C_C = \frac{V_{OUT} (C_{OUT})^{\frac{3}{2}} ESR^2}{20M\Omega V_{IN} (L)^{\frac{1}{2}}}$$

- 6) 補償ゼロ周波数のための補償抵抗  $R_C$  は、複合ポールペア周波数と等しくなります。

$$Z_C = P_0$$

$R_C$  について解くと次式が得られます。

$$R_C = \frac{V_{IN} \sqrt{L C_{OUT}}}{V_{OUT} C_C}$$

# デジタルカメラ用 ステップアップ電源

MAX1800

## アプリケーション情報

### MAX1801をMAX1800ステップアップ マスターと併用する場合

MAX1801は、スレーブDC-DCコントローラです。MAX1801をMAX1800と併用すると出力電圧を追加することができます。本デバイスはそれ自身のリファレンスや発振器を持っていません。その代わりに、MAX1800ステップアップマスターコンバータコントローラのリファレンスと発振器を使用します(図1)。MAX1801コントローラの動作と設計は、MAX1800の補助コントローラと類似しています。詳細についてはMAX1801データシートを参照して下さい。

### 補助コントローラをSEPIC構成で使用する場合

バッテリー電圧が必要な出力電圧の上下どちらにもなり得る場合、ステップアップコンバータやステップダウンコンバータは適しません。この場合は、ステップアップ/ステップダウンコンバータを使用して下さい。ステップアップ/ステップダウンコンバータの一例として、図8に示すシングルエンド一次インダクタンスコンバータ(SEPIC)が挙げられます。インダクタL1とL2には、互いに独立したインダクタか、或いは単一のコアに巻いてトランスのようにカップリングさせたものを用いることができます。通常、カップリングされたインダクタを使用すると効率が向上します。これは、電力の一部がカップリングを通じて転送され、カップリングコンデンサC2を通る電力が減少するためです。又、効率を向上させるためには、C2として低ESRタイプのコンデンサを使用することも必要です。リップル電流定格は、入力電流と出力電流のうちの大きい方を上回る必要があります。MOSFET(Q1)のドレイン・ソース間電圧定格と整流器(D1)の逆電圧定格は、入力電圧と出力電圧の総和を超えていなければなりません。その他のステップアップ/ステップダウン回路としては、フライバックコンバータ及びステップアップコンバータの後にリニアレギュレータを付けたものがあります。

### 補助コントローラをマルチ出力フライバック 回路用に使用する場合

一部のアプリケーションは、フライバックトランスを備えた単一のコンバータから複数の電圧を必要とします。図9にMAX1800の補助コントローラの2出力フライバック構成を示します。コントローラはトランスの一次側をスイッチングする外部MOSFETを駆動し、2つの二次側がそれぞれ出力電圧を生成します。フィードバック抵抗分圧器を使用して安定化できるのは1つの正出力電圧だけであるため、他の電圧はトランスの二次側の

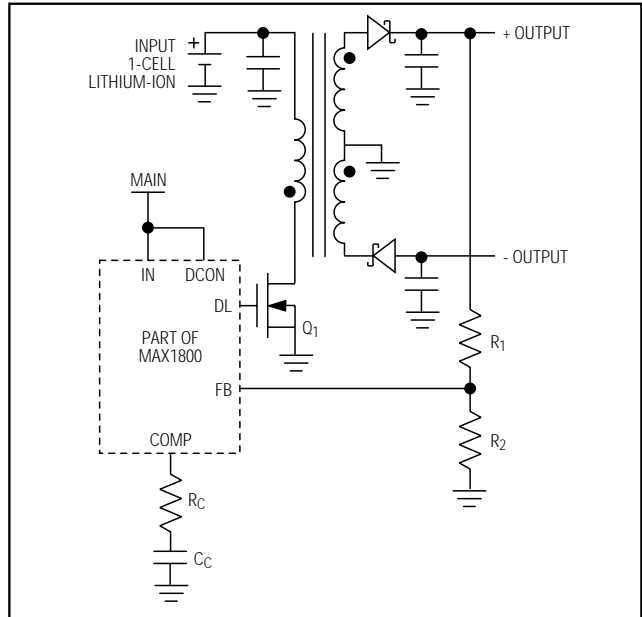


図9. 補助コントローラのフライバック構成

巻線比によって設定されます。他の二次側電圧は、トランスのリークインダクタンス及び巻線抵抗によって劣化します。電圧レギュレーションは、負荷電流が小さな範囲に限られている場合に最適化されます。特定のアプリケーションに対する適正な設計については、トランスのメーカーにお問い合わせ下さい。

### 負出力電圧用にチャージポンプを使用する場合

負出力電圧は、トランスを使用することなく、図10に示すように補助コントローラを用いたチャージポンプ回路を使用して生成することができます。MOSFET Q1がターンオフすると、ドレイン電圧が上昇して $V_{OUT+}$ に電流を供給します。同時に、C1がD1を通じて $V_{OUT+}$ の電圧まで充電します。MOSFETがターンオンすると、C1がD3を通じて放電するため、C3が $V_{OUT+}$ からD3の電圧降下を引いた電圧まで充電され、大きさが $V_{OUT+}$ とほぼ同じで極性が逆の電圧が $V_{OUT-}$ に生成されます。絶対値の異なる正と負の電圧が必要な場合は、一方の出力にリニアレギュレータを接続して目的の電圧を得ることができます。

### 利得ブロックをリニアレギュレータとして 使用する場合

AOの利得ブロックと外部PチャネルMOSFETを併用すると、低ドロップアウトリニアレギュレータを作成することができます。利得ブロックの出力はプッシュ/プル駆動になっているため、MOSFETゲートの駆動用に適しています。図11にこのアプリケーション用の回路を示します。

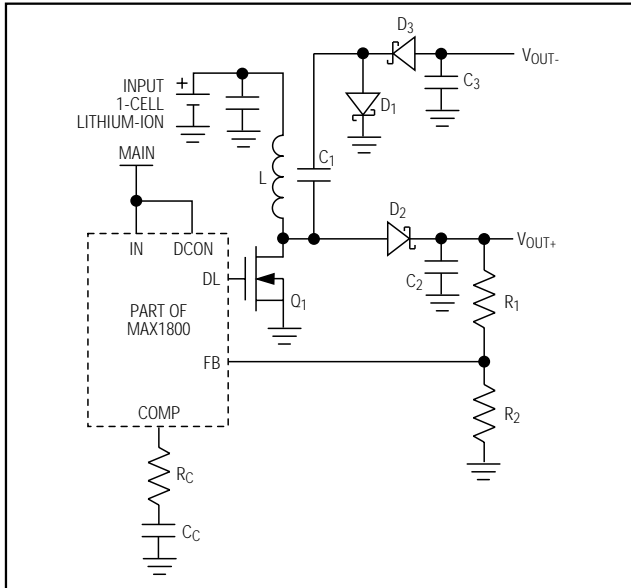


図10. 補助コントローラを使用したチャージポンプ回路の構成

出力電圧はR1とR2の抵抗分圧器によって設定されます。R2には100kΩを使用して下さい。R1は次式で与えられます。

$$R1 = R2 \left( \frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1 \right)$$

MOSFETは低ドロップアウトになるように選択して下さい。MOSFETの最大許容オン抵抗は、必要なドロップアウト電圧(最小入力電圧と出力電圧の差)を達成できる最大負荷電流によって決まります。

$$R_{DS-ON} \leq \frac{V_{DROPOUT}}{I_{LOAD(MAX)}}$$

最小出力容量は以下のように決定して下さい。出力コンデンサと負荷抵抗によって主ポール( $f_{p1}$ )が設定されます。

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi R_{LOAD} C_{OUT}}$$

第2ポール( $f_{p2}$ )は、AOの出力抵抗と外部MOSFETのゲート容量に起因して発生します。

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi R_{AO} C_{(GATE-Q1)}}$$

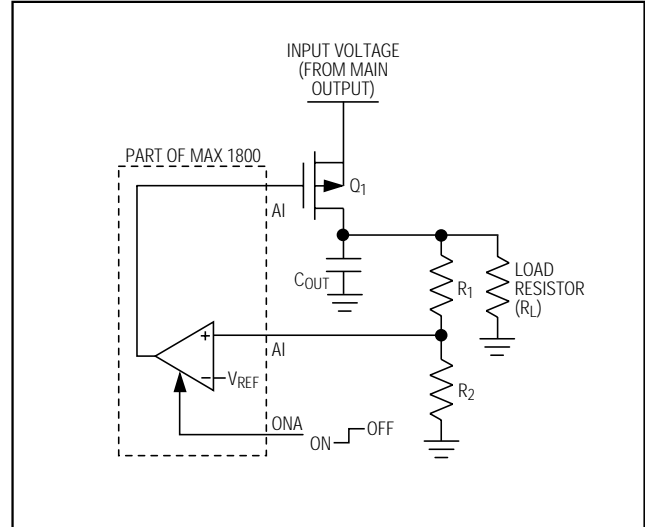


図11. リニアレギュレータ

ここで、 $R_{AO}$ はAOにおける利得ブロックの出力抵抗、 $C_{(GATE-Q1)}$ はMOSFET(Q1)の全ゲート容量です。制御ループのDC利得は次式で表されます。

$$A_{VLOOP} = \left( \frac{V_{REF}}{V_{OUT}} \right) A_{(V-GB)} G_{(FS-Q1)} R_{LOAD}$$

ここで、 $A_{V-GB}$ はAIからAOへの電圧利得(100 typ)、 $G_{(FS-Q1)}$ はQ1の順方向トランスコンダクタンス利得です。出力容量を選択する際、第2ポールがループ利得クロスオーバー周波数以上の周波数で発生することを条件にして下さい。

$$C_{OUT} \geq \left( \frac{V_{REF}}{V_{OUT}} \right) A_{(V-GB)} G_{(FS-Q1)} R_{AO} C_{(GATE-Q1)}$$

$V_{REF}$ は1.25Vであるため、 $A_{(V-GB)}$ は100(typ)、 $R_{AO}$ は800 (typ)です。従って、次式が成り立ちます。

$$C_{OUT} \geq \left( \frac{12,500 G_{(FS-Q1)} C_{(GATE-Q1)}}{V_{OUT}} \right)$$

リニアレギュレータを使用してステップアップ/ステップダウン回路を作成する場合

一部のアプリケーションでは、バッテリー電圧が必要な出力電圧の上下どちらにもなり得るため、ステップアップコンバータやステップダウンコンバータが必要な出力電圧を生成できない場合があります。この制約を避けるには、ステップアップ/ステップダウンDC/DCコンバータを

# デジタルカメラ用 ステップアップ電源

MAX1800

使用して下さい。こうした回路の一例として、ステップアップコンバータに低ドロップアウトリニアレギュレータを付加したものが挙げられます。バッテリー電圧が出力電圧より低い場合、ステップアップコンバータが高い電圧を生成し、LDOレギュレータはドロップアウト状態となります。バッテリー電圧が出力電圧より高い場合は、LDOがその電圧を必要な出力電圧まで下げます。

## PCボードの設計

MAX1800の性能を最大限に活用するには、優れたPCボードレイアウトが必要です。不良な設計は伝導ノイズや輻射ノイズの原因となります。

断続電流が流れる導体は可能な限り短くし、高電流が流れる導体は可能な限り広くして下さい。電源グラウンド電流の影響を最小限に抑えるため、リファレンスと

信号グラウンドを含む独立した低ノイズグラウンドプレーンが、電源グラウンドプレーンに一点のみで接続されるようにして下さい。

電圧フィードバックネットワークは可能な限りICの近く(FB\_ピンから5mm以内が最適)に配置して下さい。dV/dtの大きなノード(スイッチングノード)は可能な限り小さくし、FB\_等の高インピーダンスノードから離して下さい。

PCボードの完全な例については、MAX1800EVKIT評価キットのデータシートを参照して下さい。

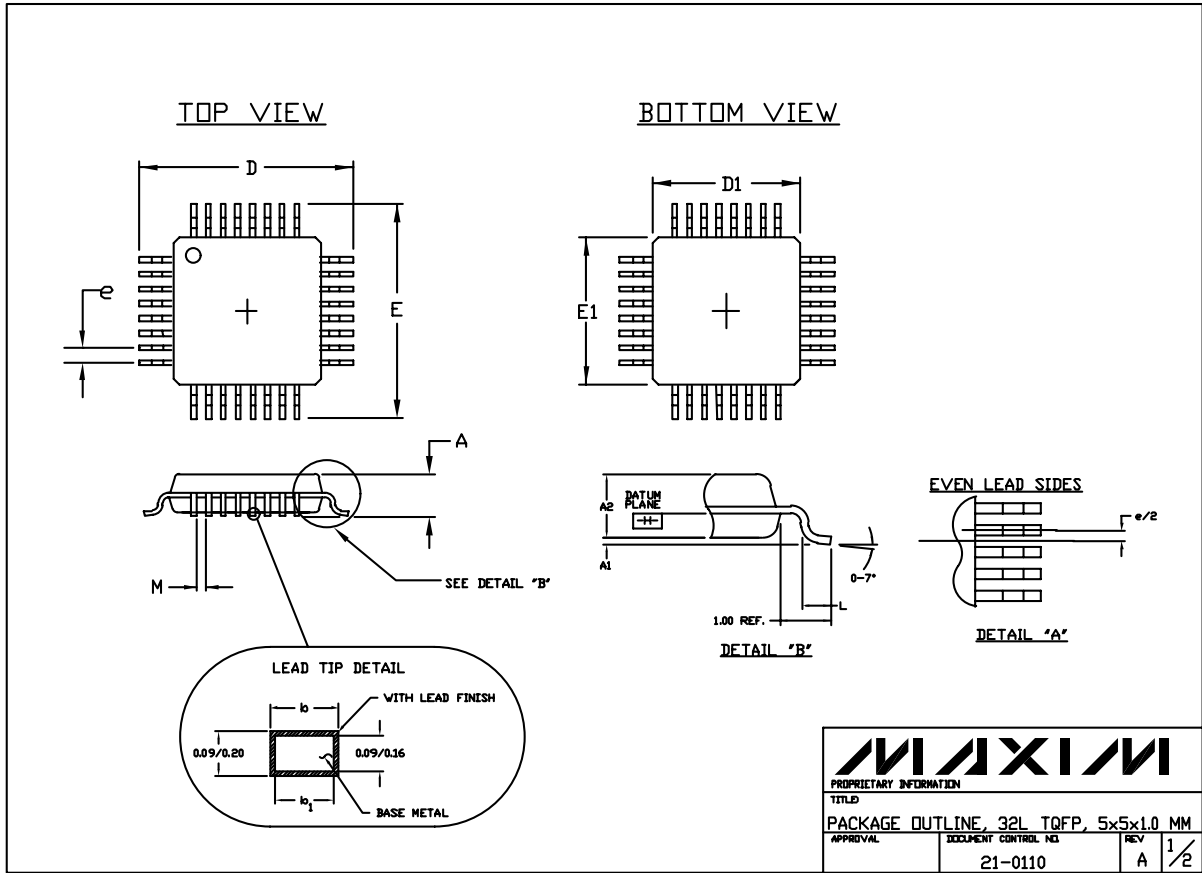
## チップ情報

TRANSISTOR COUNT: 5641

# デジタルカメラ用 ステップアップ電源

パッケージ

MAX1800



# デジタルカメラ用 ステップアップ電源

MAX1800

パッケージ (続き)

**NOTES:**

1. ALL DIMENSIONING AND TOLERANCING CONFORM TO ANSI Y14.5-1982.
2. DATUM PLANE  $\square$  IS LOCATED AT MOLD PARTING LINE AND COINCIDENT WITH LEAD, WHERE LEAD EXITS PLASTIC BODY AT BOTTOM OF PARTING LINE.
3. DIMENSIONS D1 AND E1 DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION. ALLOWABLE MOLD PROTRUSION IS 0.254 MM ON D1 AND E1 DIMENSIONS.
4. THE TOP OF PACKAGE IS SMALLER THAN THE BOTTOM OF PACKAGE BY 0.15 MILLIMETERS.
5. DIMENSION  $b$  DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.08 MM TOTAL IN EXCESS OF THE  $b$  DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
6. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
7. THIS OUTLINE CONFORMS TO JEDEC PUBLICATION 95, REGISTRATION MO-136.
8. LEADS SHALL BE COPLANAR WITHIN .004 INCH.

JEDEC VARIATIONS		
DIMENSIONS IN MILLIMETERS		
AA		
5x5x1.0 MM		
	MIN.	MAX.
A	$\approx$	1.20
A <sub>1</sub>	0.05	0.15
A <sub>2</sub>	0.95	1.05
D	7.00 BSC.	
D <sub>1</sub>	5.00 BSC.	
E	7.00 BSC.	
E <sub>1</sub>	5.00 BSC.	
L	0.45	0.75
M	0.15	$\approx$
N	32	
e	0.50 BSC.	
b	0.17	0.27
b1	0.17	0.23

<b>MAXIM</b>		
<small>PROPRIETARY INFORMATION</small>		
<small>TITLE:</small>		
PACKAGE OUTLINE, 32L TQFP, 5x5x1.0 MM		
<small>APPROVAL</small>	<small>DOCUMENT CONTROL NO.</small>	<small>REV</small>
	21-0110	A 2/2

販売代理店

## マキシム・ジャパン株式会社

〒169-0051 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

マキシム社では全体がマキシム社製品で実現されている回路以外の回路の使用については責任を持ちません。回路特許ライセンスは明言されていません。マキシム社は随時予告なしに回路及び仕様を変更する権利を保留します。

24 \_\_\_\_\_ Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 408-737-7600