

EVALUATION KIT
AVAILABLE

MAXIM

6チャンネル、高効率、 デジタルカメラ用電源

MAX1566/MAX1567

概要

MAX1566/MAX1567は、すべてを完備したデジタルカメラ用電源です。これらは、2セルAA、1セルLiイオン(Li+)、及びデュアルバッテリー設計の従来のマルチチャンネルコントローラに比べて、性能、部品点数、サイズが改善されています。重要な電源に対しては内蔵MOSFETにより最大95%の効率を提供し、また、追加チャンネルは外部FETで最適設計ができるようにしてあります。これにより、総合的な効率とコストが最適化されるだけでなく、基板のスペースも最小化されています。

MAX1566/MAX1567は、下記の6つの高効率DC-DC変換チャンネルを内蔵しています。

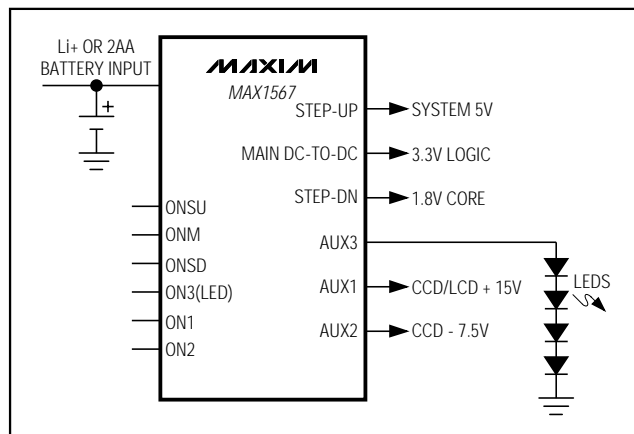
- 内蔵パワーFETを備えたステップアップDC-DCコンバータ
- ステップアップコンバータまたはステップダウンコンバータのいずれでも構成可能な内蔵FETを備えたメインDC-DCコンバータ
- 内蔵FETを備えたステップダウンコア用DC-DCコンバータ
- 白色LEDまたは他の出力用DC-DCコントローラ
- 予備DC-DCコントローラ(通常はLCD用)。3個の予備コントローラ(MAX1566)
- トランスレス反転DC-DCコントローラ(通常はCCDの負バイアス用)(MAX1567)

すべてのDC-DCチャンネルは、サイズ、コスト、効率を最適化するために100kHz~1MHzの範囲で1つの固定周波数に設定して動作させます。その他の機能として、ソフトスタート、パワーOK出力、過負荷保護があります。MAX1566/MAX1567は、省スペースの40ピンThin QFNパッケージで提供されています。設計時間を短縮する評価キットも入手可能です。

アプリケーション

デジタルカメラ
PDA

標準動作回路



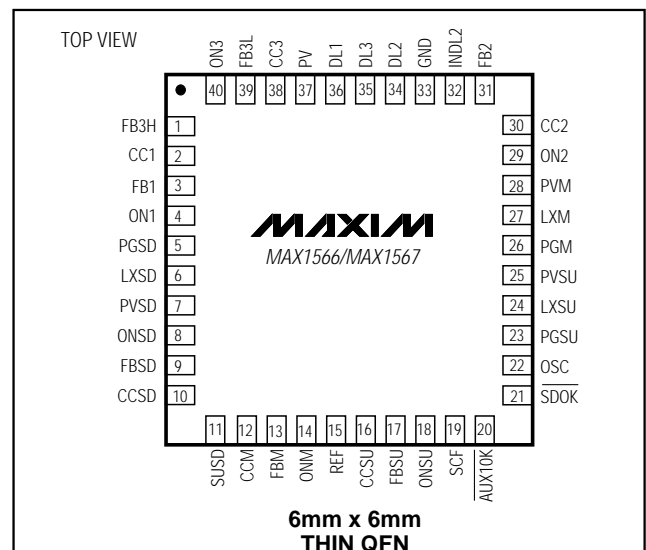
特長

- ◆ 効率95%のステップアップDC-DCコンバータ
- ◆ 最小入力電圧：0.7V
- ◆ ステップアップコンバータ、ステップダウンコンバータのいずれでも構成可能なメインDC-DCコンバータ
- ◆ ステップアップとステップダウンを組み合わせると効率90%の昇降圧
- ◆ DSPコア用ステップダウン効率95%
- ◆ 4個、6個、またはそれ以上のLEDに対してLED電流を安定化
- ◆ オープンLED過電圧保護
- ◆ トランスレス反転コントローラ(MAX1567)
- ◆ 3個の予備PWMコントローラ(MAX1567に2個)
- ◆ 最大1MHzの動作周波数
- ◆ 1μAのシャットダウンモード
- ◆ ソフトスタートと過負荷保護
- ◆ 小型40ピン6mm x 6mm Thin QFNパッケージ

型番

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE	AUX2 FUNCTION
MAX1566ETL	-40°C to +85°C	40 Thin QFN 6mm x 6mm	Step-Up Controller
MAX1567ETL	-40°C to +85°C	40 Thin QFN 6mm x 6mm	Inverting Controller

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兼ねます。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。www.maxim-ic.com

6チャンネル、高効率、 デジタルカメラ用電源

MAX1566/MAX1567

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PV, PV_, INDL2, $\overline{\text{SDOK}}$, $\overline{\text{AUX1OK}}$, SCF, ON_, FB_, SUSD to GND	-0.3V to +6V
PG_ to GND	-0.3V to +0.3V
DL1, DL3 to GND	-0.3V to (PVSU + 0.3V)
DL2 to GND	-0.3V to (INDL2 + 0.3V)
LXSU Current (Note 1)	3.6A
LXM Current (Note 1)	3.6A
LXSD Current (Note 1)	2.25A
REF, OSC, CC_ to GND	-0.3V to (PVSU + 0.3V)

Continuous Power Dissipation ($T_A = +70^\circ\text{C}$) 40-Pin Thin QFN (derate 26.3mW/ $^\circ\text{C}$ above $+70^\circ\text{C}$) ..	2105mW
Operating Temperature Range	-40°C to $+85^\circ\text{C}$
Junction Temperature	$+150^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	-65°C to $+150^\circ\text{C}$
Lead Temperature (soldering, 10s)	$+300^\circ\text{C}$

Note 1: LXSU has internal clamp diodes to PVSU and PGSU, LXM has internal clamp diodes to PVM and PGM, and LXSD has internal clamp diodes to PVSD and PGSD. Applications that forward bias these diodes should take care not to exceed the devices' power dissipation limits.

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

($V_{\text{PVSU}} = V_{\text{PV}} = V_{\text{PVM}} = V_{\text{PVSD}} = V_{\text{INDL2}} = 3.6\text{V}$, $T_A = 0^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
GENERAL					
Input Voltage Range	(Note 2)	0.7		5.5	V
Step-Up Minimum Startup Voltage (Note 2)	$I_{\text{LOAD}} < 1\text{mA}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$; startup voltage tempco is $-2300\text{ppm}/^\circ\text{C}$ (typ) (Note 3)		0.9	1.1	V
Shutdown Supply Current into PV	$PV = 3.6\text{V}$		0.1	10	μA
Supply Current into PV with Step-Up Enabled	$\text{ONSU} = 3.6\text{V}$, $\text{FBSU} = 1.5\text{V}$ (does not include switching losses)		300	450	μA
Supply Current into PV with Step-Up and Step-Down Enabled	$\text{ONSU} = \text{ONSD} = 3.6\text{V}$, $\text{FBSU} = 1.5\text{V}$, $\text{FBSD} = 1.5\text{V}$ (does not include switching losses)		450	700	μA
Supply Current into PV with Step-Up and Main Enabled	$\text{ONSU} = \text{ONM} = 3.6\text{V}$, $\text{FBSU} = 1.5\text{V}$, $\text{FBSD} = 1.5\text{V}$ (does not include switching losses)		450	700	μA
Total Supply Current from PV and PVSU with Step-Up and One AUX Enabled	$\text{ONSU} = \text{ON1} = 3.6\text{V}$, $\text{FBSU} = 1.5\text{V}$, $\text{FB2} = 1.5\text{V}$ (does not include switching losses)		400	650	μA
REFERENCE					
Reference Output Voltage	$I_{\text{REF}} = 20\mu\text{A}$	1.23	1.25	1.27	V
Reference Load Regulation	$10\mu\text{A} < I_{\text{REF}} < 200\mu\text{A}$		4.5	10	mV
Reference Line Regulation	$2.7 < \text{PVSU} < 5.5\text{V}$		1.3	5	mV
OSCILLATOR					
OSC Discharge Trip Level	Rising edge	1.225	1.25	1.275	V
OSC Discharge Resistance	$\text{OSC} = 1.5\text{V}$, $I_{\text{OSC}} = 3\text{mA}$		52	80	Ω
OSC Discharge Pulse Width			150		ns
OSC Frequency	$R_{\text{OSC}} = 47\text{k}\Omega$, $C_{\text{OSC}} = 100\text{pF}$		500		kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V_{PVSU} = V_{PV} = V_{PVM} = V_{PVSD} = V_{INDL2} = 3.6V, T_A = 0°C to +85°C, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
STEP-UP DC-TO-DC					
Step-Up Startup-to-Normal Operating Threshold	Rising edge or falling edge (Note 4)	2.30	2.5	2.65	V
Step-Up Startup-to-Normal Operating Threshold Hysteresis			80		mV
Step-Up Voltage Adjust Range		3.0		5.0	V
Start Delay of ONSD, ONM, ON1, ON2, and ON3 after SU in Regulation			1024		OSC cycles
FBSU Regulation Voltage		1.231	1.25	1.269	V
FBSU to CCSU Transconductance	FBSU = CCSU	80	135	185	μS
FBSU Input Leakage Current	FBSU = 1.25V	-100	0.01	+100	nA
Idle-Mode™ Trip Level			150		mA
Current-Sense Amplifier Transresistance			0.275		V/A
Step-Up Maximum Duty Cycle	FBSU = 1V	80	85	90	%
PVSU Leakage Current	V _{LX} = 0V, PVSU = 3.6V		0.1	5	μA
LXSU Leakage Current	V _{LX} = V _{OUT} = 3.6V		0.1	5	μA
Switch On-Resistance	N-channel		95	150	mΩ
	P-channel		150	250	
N-Channel Current Limit		1.8	2.1	2.4	A
P-Channel Turn-Off Current			20		mA
Startup Current Limit	PVSU = 1.8V (Note 5)		450		mA
Startup t _{OFF}	PVSU = 1.8V		700		ns
Startup Frequency	PVSU = 1.8V		200		kHz
MAIN DC-TO-DC CONVERTER					
Main Step-Up Voltage Adjust Range	SUSD = PVSU	3		5	V
Main Step-Down Voltage Adjust Range	SUSD = GND, PVM must be greater than output (Note 6)	2.45		5.00	V
PVM Undervoltage Lockout in Step-Down Mode	SUSD = GND (Note 6)	2.45	2.5	2.55	V
Regulation Voltage		1.231	1.25	1.269	V
FBM to CCM Transconductance	FBM = CCM	80	135	185	μS
FBM Input Leakage Current	FBM = 1.25V	-100	0.01	+100	nA
Idle-Mode Trip Level	Step-up mode (SUSD = PVSU)		150		mA
	Step-down mode (SUSD = GND)		100		
Current-Sense Amplifier Transresistance	Step-up mode (SUSD = PVSU)		0.25		V/A
	Step-down mode (SUSD = GND)		0.5		

Idle Mode is a trademark of Maxim Integrated Products, Inc.

6チャンネル、高効率、 デジタルカメラ用電源

MAX1566/MAX1567

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{PVSU} = V_{PV} = V_{PVM} = V_{PVSD} = V_{INDL2} = 3.6V$, $T_A = 0^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Maximum Duty Cycle (Note 6)	Step-up mode (SUSD = PVSU)	80	85	90	%
	Step-down mode (SUSD = GND)		95		
LXM Leakage Current	$V_{LXM} = 0$ to $3.6V$, $PVSU = 3.6V$		0.1	5	μA
Switch On-Resistance	N-channel		95	150	$m\Omega$
	P-channel		150	250	
Main Switch Current Limit	Step-up mode (SUSD = PVSU)	1.8	2.1	2.4	A
	Step-down mode (SUSD = GND)	0.70	0.8	0.95	
Synchronous Rectifier Turn-Off Current	Step-up mode (SUSD = PVSU)		20		mA
	Step-down mode (SUSD = GND)		20		
Soft-Start Interval			4096		OSC cycles
STEP-DOWN DC-TO-DC CONVERTER					
Step-Down Output-Voltage Adjust Range	PVSD must be greater than output (Note 7)	1.25		5.00	V
FBSD Regulation Voltage		1.231	1.25	1.269	V
FBSD to CCSD Transconductance	FBSD = CCSD	80	135	185	μS
FBSD Input Leakage Current	FBSD = 1.25V	-100	0.1	+100	nA
Idle-Mode Trip Level			100		mA
Current-Sense Amplifier Transresistance			0.5		V/A
LXSD Leakage Current	$V_{LXSD} = 0$ to $3.6V$, $PVSU = 3.6V$		0.1	5	μA
Switch On-Resistance	N-channel		95	150	$m\Omega$
	P-channel		150	250	
P-Channel Current Limit		0.65	0.77	0.90	A
N-Channel Turn-Off Current			20		mA
Soft-Start Interval			2048		OSC cycles
SDOK Output Low Voltage	0.1mA into SDOK		0.01	0.1	V
SDOK Leakage Current	ONSU = GND		0.01	1	μA
AUX1, 2, 3 DC-TO-DC CONTROLLERS					
INDL2 Undervoltage Lockout		2.45	2.5	2.55	V
Maximum Duty Cycle	$FB_{-} = 1V$	80	85	90	%
FB1, FB2 (MAX1566), FB3H Regulation Voltage		1.231	1.25	1.269	V
FB2 (MAX1567) Inverter Regulation Voltage		-0.01	0	+0.01	V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{PVSU} = V_{PV} = V_{PVM} = V_{PVSD} = V_{INDL2} = 3.6V$, $T_A = 0^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
FB3L Regulation Voltage		0.19	0.2	0.21	V
AUX1, AUX2 FB to CC Transconductance		80	135	185	μS
AUX3 FBL or FBH to CC Transconductance		50	100	150	μS
FB_ Input Leakage Current		-100	0.1	+100	nA
DL_ Driver Resistance	Output high or low		2.5	7	Ω
DL_ Drive Current	Sourcing or sinking		0.5		A
Soft-Start Interval			4096		OSC cycles
AUX1OK Output Low Voltage	0.1mA into $\overline{AUX1OK}$		0.01	0.1	V
AUX1OK Leakage Current	ONSU = GND		0.01	1	μA
OVERLOAD PROTECTION					
Overload Protection Fault Delay			100,000		OSC cycles
SCF Leakage Current	ONSU = PVSU, FBSU = 1.5V		0.1	1	μA
SCF Output Low Voltage	0.1mA into SCF		0.01	0.1	V
THERMAL-LIMIT PROTECTION					
Thermal Shutdown			160		$^{\circ}C$
Thermal Hysteresis			20		$^{\circ}C$
LOGIC INPUTS (ON_, SUSD)					
ONSU Input Low Level	1.1V < PVSU < 1.8V			0.2	V
	1.8V < PVSU < 5.5V			0.4	
ONSU Input High Level	1.1V < PVSU < 1.8V		(PVSU - 0.2)		V
	1.8V < PVSU < 5.5V		1.6		
ONM, ONSD, ON1, ON2, ON3, SUSD Input Low Level	2.7V < PVSU < 5.5V (Note 8)			0.4	V
ONM, ONSD, ON1, ON2, ON3, SUSD Input High Level	2.7V < PVSU < 5.5V (Note 8)		1.6		V
SUSD Input Leakage			0.1	1	μA
ON_ Impedance to GND			330		k Ω

6チャンネル、高効率、 デジタルカメラ用電源

MAX1566/MAX1567

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{PVSU} = V_{PV} = V_{PVM} = V_{PVSD} = V_{INDL2} = 3.6V, T_A = -40°C to +85°C, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	MAX	UNITS
GENERAL				
Input Voltage Range	(Note 2)	0.7	5.5	V
Step-Up Minimum Startup Voltage (Note 2)	I _{LOAD} < 1mA, T _A = +25°C; startup voltage tempco is -2300ppm/°C (typ) (Note 3)		1.1	V
Shutdown Supply Current into PV	PV = 3.6V		10	μA
Supply Current into PV with Step-Up Enabled	ONSU = 3.6V, FBSU = 1.5V, (does not include switching losses)		400	μA
Supply Current into PV with Step-Up and Step-Down Enabled	ONSU = ONSD = 3.6V, FBSU = 1.5V, FBSD = 1.5V (does not include switching losses)		600	μA
Supply Current into PV with Step-Up and Main Enabled	ONSU = ONM = 3.6V, FBSU = 1.5V, FBSD = 1.5V (does not include switching losses)		600	μA
Total Supply Current from PV and PVSU with Step-Up and One AUX Enabled	ONSU = ON1 = 3.6V, FBSU = 1.5V, FB2 = 1.5V (does not include switching losses)		550	μA
REFERENCE				
Reference Output Voltage	I _{REF} = 20μA	1.23	1.27	V
Reference Load Regulation	10μA < I _{REF} < 200μA		10	mV
Reference Line Regulation	2.7V < PVSU < 5.5V		5	mV
OSCILLATOR				
OSC Discharge Trip Level	Rising edge	1.225	1.275	V
OSC Discharge Resistance	OSC = 1.5V, I _{osc} = 3mA		80	Ω
STEP-UP DC-TO-DC CONVERTER				
Step-Up Startup-to-Normal Operating Threshold	Rising edge or falling edge (Note 4)	2.30	2.65	V
Step-Up Voltage Adjust Range		3.0	5.5	V
FBSU Regulation Voltage		1.231	1.269	V
FBSU to CCSU Transconductance	FBSU = CCSU	80	185	μS
FBSU Input Leakage Current	FBSU = 1.25V	-100	+100	nA
Step-Up Maximum Duty Cycle	FBSU = 1V	80	90	%
PVSU Leakage Current	V _{LX} = 0V, PVSU = 3.6V		5	μA
LXSU Leakage Current	V _{LX} = V _{OUT} = 3.6V		5	μA
Switch On-Resistance	N-channel		150	mΩ
	P-channel		250	
N-Channel Current Limit		1.8	2.4	A
MAIN DC-TO-DC CONVERTER				
Main Step-Up Voltage Adjust Range	SUSD = PVSU	3	5.5	V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{PVSU} = V_{PV} = V_{PVM} = V_{PVSD} = V_{INDL2} = 3.6V$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	MAX	UNITS
Main Step-Down Voltage Adjust Range	SUSD = GND, PVM must be greater than output (Note 6)	2.45	5.00	V
PVM Undervoltage Lockout in Step-Down Mode (Note 6)	SUSD = GND	2.45	2.55	V
Regulation Voltage		1.225	1.275	V
FBM to CCM Transconductance	FBM = CCM	80	185	μS
FBM Input Leakage Current	FBM = 1.25V	-100	+100	nA
Maximum Duty Cycle	Step-up mode (SUSD = PVSU), Step-down mode (SUSD = GND) (Note 6)	80	90	%
LXM Leakage Current	$V_{LXM} = 0$ to 3.6V, PVSU = 3.6V		5	μA
Switch On-Resistance	N-channel		150	m Ω
	P-channel		250	
Main Switch Current Limit	Step-up mode (SUSD = PVSU)	1.8	2.4	A
	Step-down mode (SUSD = GND)	0.70	0.95	
STEP-DOWN DC-TO-DC CONVERTER				
Step-Down Output Voltage Adjust Range	PVSD must be greater than output (Note 7)	1.25	5.00	V
FBSD Regulation Voltage		1.225	1.275	V
FBSD to CCSD Transconductance	FBSD = CCSD	80	185	μS
FBSD Input Leakage Current	FBSD = 1.25V	-100	+100	nA
LXSD Leakage Current	$V_{LXSD} = 0$ to 3.6V, PVSU = 3.6V		5	μA
Switch On-Resistance	N-channel		150	m Ω
	P-channel		250	
P-Channel Current Limit		0.65	0.90	A
SDOK Output Low Voltage	0.1mA into SDOK		0.1	V
SDOK Leakage Current	ONSU = GND		1	μA
AUX1, 2, 3 DC-TO-DC CONTROLLERS				
INDL2 Undervoltage Lockout		2.45	2.55	V
Maximum Duty Cycle	FB_ = 1V	80	90	%
FB1, FB2 (MAX1566), FB3H Regulation Voltage		1.225	1.275	V
FB2 (MAX1567) Inverter Regulation Voltage		-0.01	+0.01	V
FB3L Regulation Voltage		0.19	0.21	V
AUX1, AUX2 FB to CC Transconductance		80	185	μS

6チャンネル、高効率、 デジタルカメラ用電源

MAX1566/MAX1567

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{PVSU} = V_{PV} = V_{PVM} = V_{PVSD} = V_{INDL2} = 3.6V$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	MAX	UNITS
AUX3 FBL or FBH to CC Transconductance		35	150	μS
FB_ Input Leakage Current		-100	+100	nA
DL_ Driver Resistance	Output high or low		7	Ω
AUX1OK Output Low	0.1mA into $\overline{AUX1OK}$		0.1	V
AUX1OK Leakage Current	ONSU = GND		1	μA
OVERLOAD PROTECTION				
SCF Leakage Current	ONSU = PVSU, FBSU = 1.5V		1	μA
SCF Output Low Voltage	0.1mA into SCF		0.1	V
LOGIC INPUTS (ON_, SUSU)				
ONSU Input Low Level	$1.1V < PVSU < 1.8V$		0.2	V
	$1.8V < PVSU < 5.5V$		0.4	
ONSU Input High Level	$1.1V < PVSU < 1.8V$	(PVSU - 0.2)		V
	$1.8V < PVSU < 5.5V$	1.6		
ONM, ONSD, ON1, ON2, ON3, SUSU Input Low Level	$2.7V < PVSU < 5.5V$ (Note 8)		0.4	V
ONM, ONSD, ON1, ON2, ON3, SUSU Input High Level	$2.7V < PVSU < 5.5V$ (Note 8)	1.6		V
SUSU Input Leakage			1	μA

Note 2: The MAX1566/MAX1567 are powered from the step-up output (PVSU). An internal low-voltage startup oscillator drives the step-up starting at about 0.9V until PVSU reaches approximately 2.5V. When PVSU reaches 2.5V, the main control circuitry takes over. Once the step-up is up and running, it can maintain operation with very low input voltages; however, output current is limited.

Note 3: Since the device is powered from PVSU, a Schottky rectifier, connected from the battery to PVSU, is required for low-voltage startup.

Note 4: The step-up regulator is in startup mode until this voltage is reached. Do not apply full load current during startup. A power-OK output can be used with an external PFET to gate the load until the step-up is in regulation. See the *AUX1OK*, *SDOK*, and *SCF Connections* section.

Note 5: The step-up current limit in startup refers to the LXSU switch current limit, not the output current limit.

Note 6: If the main converter is configured as a step-up (SUSU = PVSU), the P-channel synchronous rectifier is disabled until the 2.5V normal operation threshold has been exceeded. If the main converter is configured as a step-down (SUSU = GND), all step-down operation is locked out until the normal operation threshold has been exceeded. When the main is configured as a step-down, operation in dropout (100% duty cycle) can only be maintained for 100,000 OSC cycles before the output is considered faulted, triggering global shutdown.

Note 7: Operation in dropout (100% duty cycle) can only be maintained for 100,000 OSC cycles before the output is considered faulted, triggering global shutdown.

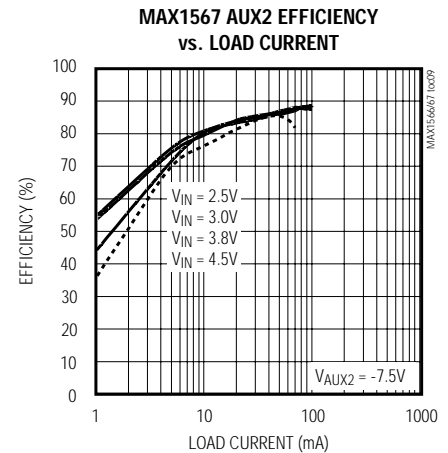
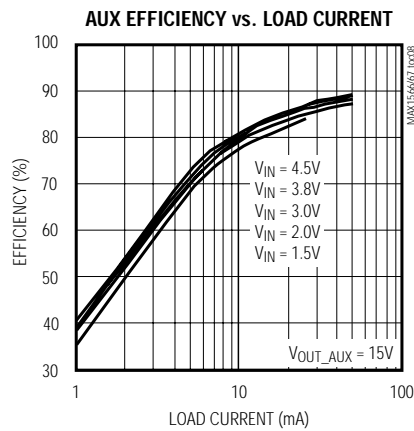
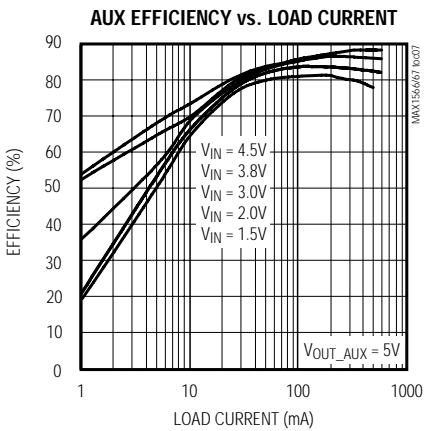
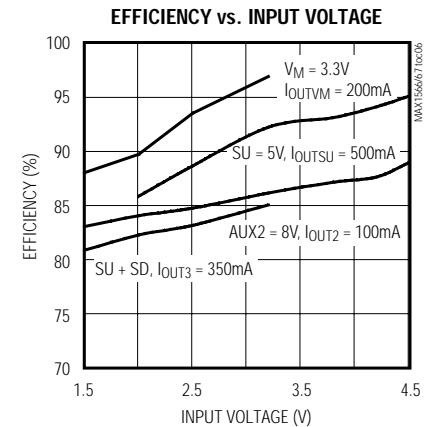
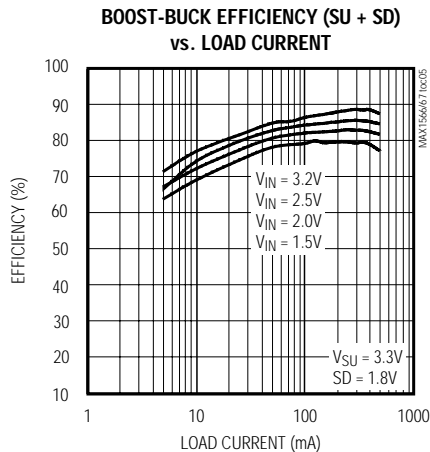
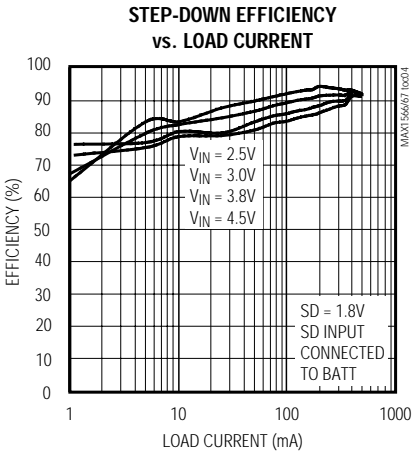
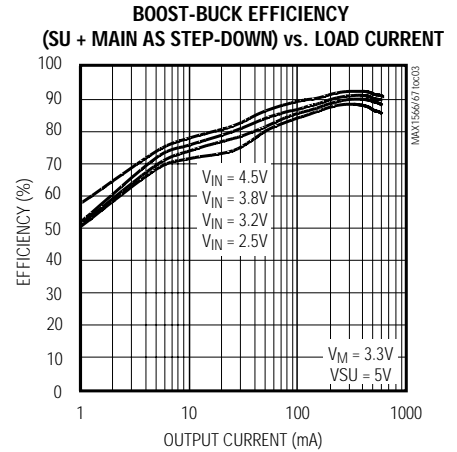
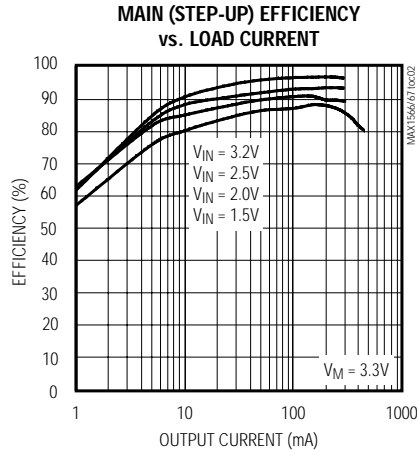
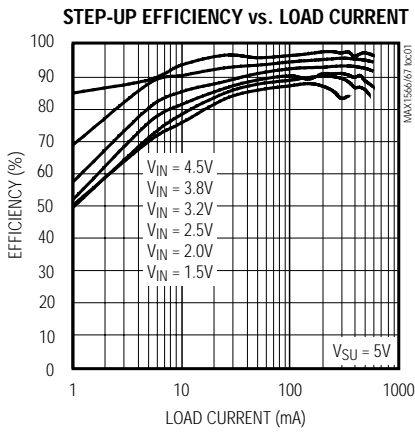
Note 8: ONM, ONSD, ON1, ON2, and ONLED are disabled until 1024 OSC cycles after PVSU reaches 2.7V.

6チャンネル、高効率、 デジタルカメラ用電源

MAX1566/MAX1567

標準動作特性

($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

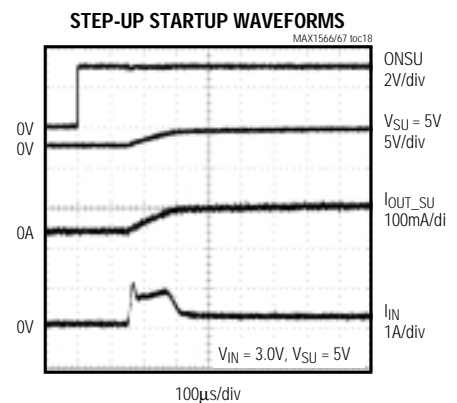
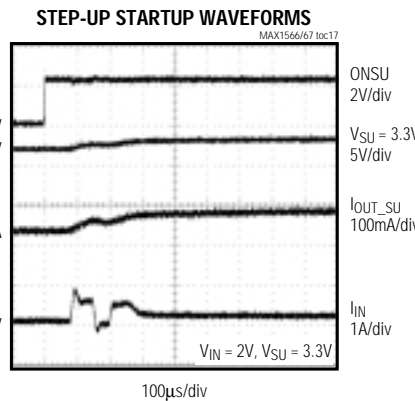
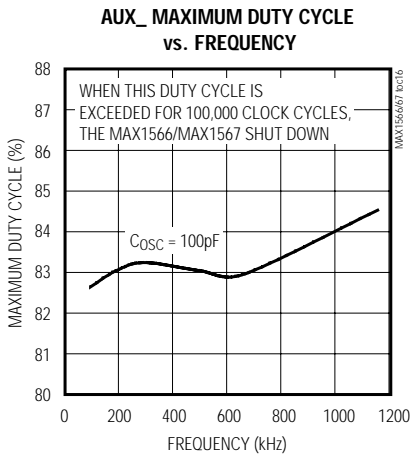
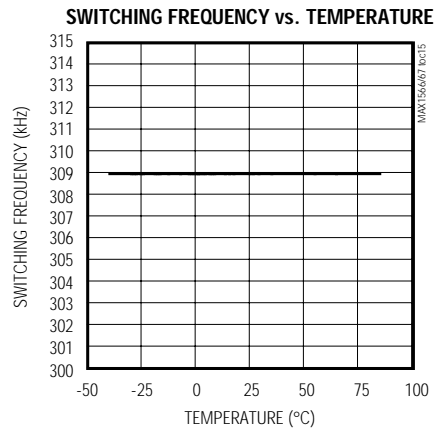
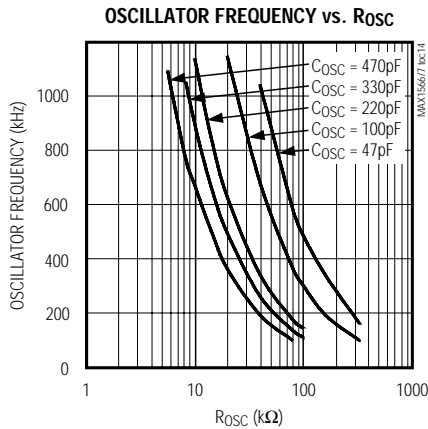
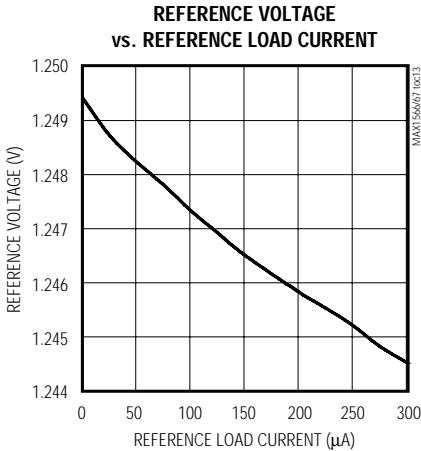
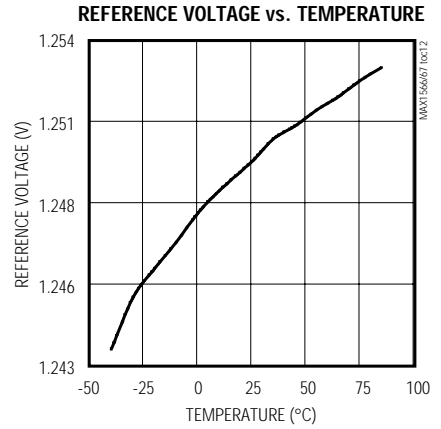
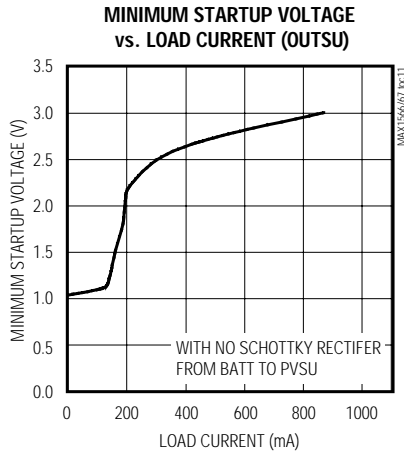
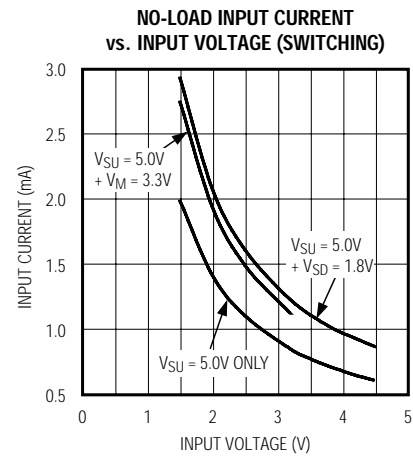


6チャンネル、高効率、デジタルカメラ用電源

MAX1566/MAX1567

標準動作特性(続き)

($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)



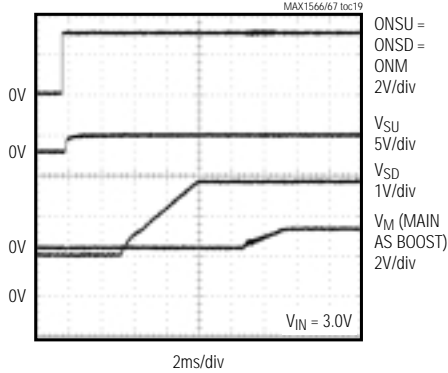
6チャンネル、高効率、 デジタルカメラ用電源

MAX1566/MAX1567

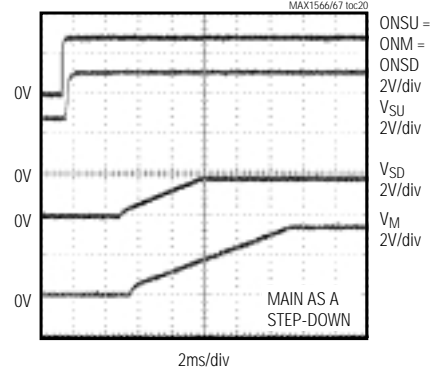
標準動作特性(続き)

($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

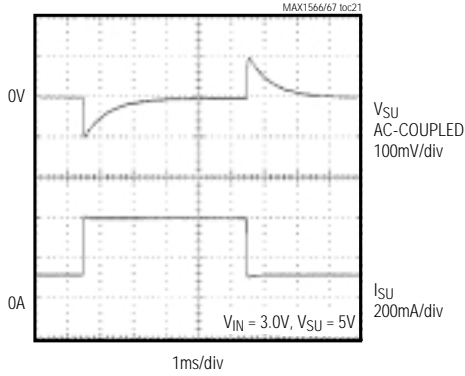
**MAIN (STEP-UP MODE) AND STEP-DOWN
STARTUP WAVEFORMS**



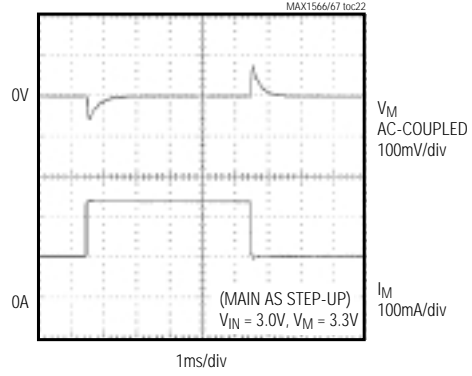
**MAIN (STEP-DOWN MODE) AND STEP-DOWN
STARTUP WAVEFORMS**



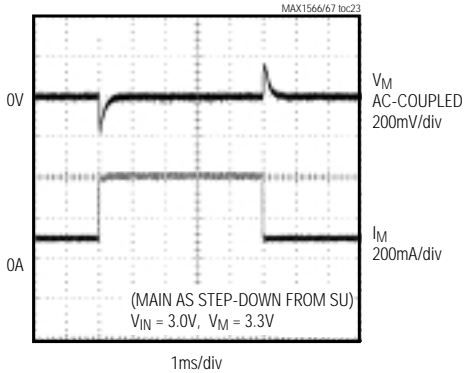
STEP-UP LOAD TRANSIENT RESPONSE



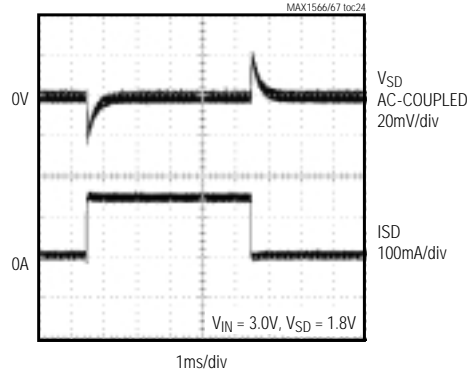
**MAIN (STEP-UP MODE)
LOAD TRANSIENT RESPONSE**



**MAIN (STEP-DOWN MODE)
LOAD TRANSIENT RESPONSE**



STEP-DOWN TRANSIENT RESPONSE



6チャンネル、高効率、 デジタルカメラ用電源

MAX1566/MAX1567

端子説明

端子	名称	機能
1	FB3H	AUX3コントローラの電圧フィードバック入力。ステップアップコンバータ出力とFBHの間に抵抗分圧器を接続して出力電圧を設定してください。フィードバックスレッシュホールドは1.25Vです。このピンは、シャットダウンの際にハイインピーダンスになります。FB3HIは、(FB3Lをグランドとして)通常の電圧フィードバックを行なうか、もしくは白色LED駆動回路でオープンLED保護を行ないます。
2	CC1	AUX1コントローラの補償ノード。抵抗とコンデンサの直列回路をこのピンとGNDの間に接続してコンバータの制御ループを補償してください。このピンは、シャットダウン、過負荷、温度制限の際にGNDにアクティブに駆動されます。「AUX補償」の項を参照してください。
3	FB1	AUX1コントローラのフィードバック入力。フィードバックスレッシュホールドは1.25Vです。このピンは、シャットダウンの際にハイインピーダンスになります。
4	ON1	AUX1コントローラのオン/オフ入力。ロジックハイ=オン。ただし、ステップアップDC-DCコンバータ出力の安定後は1024 OSCサイクルまでターンオンがロックアウトされます。このピンは、内部で330k のプルダウン抵抗によりGNDに接続されています。
5	PGSD	電源グランド。ICのできるだけ近くで短く幅の広いトレースを用いてすべてのPGピンをGNDに接続してください。
6	LXSD	ステップダウンコンバータのスイッチングノード。LXSDをステップダウンコンバータのインダクタに接続してください。LXSDは、シャットダウンの際にハイインピーダンスになります。
7	PVSD	ステップダウンコンバータの入力。1 μ Fのセラミックコンデンサを用いて、このピンをGNDにバイパスしてください。ステップダウン効率は、この入力で測定します。
8	ONSD	ステップダウンコンバータのオン/オフ制御入力。ロジックハイ=オン。ただし、ステップアップDC-DCコンバータ出力の安定後は1024 OSCサイクルまでターンオンがロックアウトされます。このピンは、内部で330k のプルダウン抵抗によりGNDに接続されています。
9	FBSD	ステップダウンコンバータのフィードバック入力。フィードバックスレッシュホールドは1.25Vです。このピンは、シャットダウンの際にハイインピーダンスになります。
10	CCSD	ステップダウンコンバータの補償ノード。抵抗とコンデンサの直列回路をこのピンとGNDの間に接続してコンバータの制御ループを補償してください。このピンは、シャットダウン、過負荷、温度制限の際にGNDにアクティブに駆動されます。「ステップダウン補償」の項を参照してください。
11	SUSD	メインコンバータをステップアップコンバータまたはステップダウンコンバータとして構成します。この機能はハードワイヤで実行する必要があります。オンザフライの変更はできません。PVIにSUSDを接続すると、メインコンバータがステップアップコンバータとして構成され、PVMはコンバータ出力になります。SUSDをGNDに接続すると、メインコンバータはステップダウンとして構成され、PVMは電源入力になります。
12	CCM	メインコンバータの補償ノード。抵抗とコンデンサの直列回路をこのピンとGNDの間に接続してコンバータの制御ループを補償してください。このピンは、シャットダウン、過負荷、温度制限の際にGNDにアクティブに駆動されます。メインコンバータをステップアップモードで使用する場合は「ステップアップ補償」の項を、またメインコンバータをステップダウンモードで使用する場合は「ステップダウン補償」の節を参照してください。
13	FBM	メインコンバータのフィードバック入力。フィードバックスレッシュホールドは1.25Vです。このピンは、シャットダウンの際にハイインピーダンスになります。メイン出力電圧を、ステップアップ出力よりも高く設定してはいけません。
14	ONM	メインDC-DCコンバータ用のオン/オフ制御。ロジックハイ=オン。ただし、ステップアップDC-DCコンバータ出力の安定後は1024 OSCサイクルまでターンオンがロックアウトされます。このピンは、内部で330k のプルダウン抵抗によりGNDに接続されています。SUSDピンは、メインコンバータをステップアップコンバータまたはステップダウンコンバータとして構成します。
15	REF	リファレンス出力。0.1 μ F以上の容量のコンデンサを用いてREFをGNDにバイパスしてください。最大許容REF負荷は、200 μ Aです。ステップアップコンバータがシャットダウンされると(すべてのコンバータがターンオフすると)、REFはGNDにアクティブに接続されます。

6チャンネル、高効率、 デジタルカメラ用電源

MAX1566/MAX1567

端子説明(続き)

端子	名称	機能
16	CCSU	ステップアップコンバータの補償ノード。抵抗とコンデンサの直列回路をこのピンとGNDの間に接続してコンバータの制御ループを補償してください。このピンは、シャットダウン、過負荷、温度制限の際にGNDにアクティブに駆動されます。「ステップアップ補償」の項を参照してください。
17	FBSU	ステップアップコンバータのフィードバック入力。フィードバックスレッシュホールドは1.25Vです。このピンは、シャットダウンの際にハイインピーダンスになります。
18	ONSU	ステップアップコンバータのオン/オフ制御。ロジックハイ=オン。ただし、ステップアップDC-DCコンバータ出力がその最終値に到達した後1024 OSCサイクルまで他のすべてのON_ピンがロックアウトされます。このピンは、内部で330k のプルダウン抵抗によりGNDに接続されています。
19	SCF	オープンドレイン、アクティブロー短絡フラグ出力。過負荷保護が行なわれたときとソフトスタート中にSCFがオープンになります。チャンネルが論理命令または過負荷にตอบสนองしてターンオフすると、SCFは、負荷を完全に切断するために1つまたは複数の出力に接続されたハイサイドのPFETスイッチを駆動することができます。「ステータス出力(SDOK、AUX1OK、SCF)」の項を参照してください。
20	$\overline{\text{AUX1OK}}$	AUX1コントローラ用のオープンドレイン、アクティブローパワーOK信号。AUX1コントローラがソフトスタートを無事終了するとAUX1OKがローレベルになります。AUX1OKは、シャットダウン、過負荷、温度制限の際にハイインピーダンスになります。
21	$\overline{\text{SDOK}}$	ステップダウンコンバータ用のオープンドレイン、アクティブローパワーOK信号。ステップダウンがソフトスタートを無事終了するとSDOKがローレベルになります。SDOKは、シャットダウン、過負荷、温度制限の際にハイインピーダンスになります。
22	OSC	発振器制御。タイミングコンデンサをOSCとGNDに、タイミング抵抗をOSCとPVSU(または他のDC電圧)に接続して発振器周波数を100kHz~1MHzの間で設定してください。「スイッチング周波数の設定」の項を参照してください。このピンは、シャットダウンの際にハイインピーダンスになります。
23	PGSU	パワーグランド。ICのできるだけ近くで短く幅の広いトレースを用いてすべてのPG_ピンをGNDに接続してください。
24	LXSU	ステップアップコンバータのスイッチングノード。LXSUをステップアップコンバータのインダクタに接続してください。LXSUは、シャットダウンの際にハイインピーダンスになります。ただし、アノードのLXSUに接続されたFETのボディダイオードがPVSUとの間に存在します。
25	PVSU	ステップアップDC-DCコンバータの電源出力。PVSUは、他のコンバータチャンネルに給電することもできます。PVSUとPVを接続してください。
26	PGM	パワーグランド。ICのできるだけ近くで短く幅の広いトレースを用いてすべてのPG_ピンをGNDに接続してください。
27	LXM	メインコンバータのスイッチングノード。LXMをメインコンバータのインダクタに接続してください(SUSDにより、ステップアップコンバータまたはステップダウンコンバータとして構成することができます)。LXMは、シャットダウンの際にハイインピーダンスになります。ただし、アノードがLXMに接続されたFETのボディダイオードがPVMとの間に存在します。
28	PVM	SUSD = PVSUのとき、メインコンバータはステップアップコンバータとして構成され、PVMがメイン出力です。SUSD = GNDのとき、メインコンバータはステップダウンとして構成され、PVMは電源入力です。
29	ON2	AUX2コントローラのオン/オフ入力。ロジックハイ=オン。ただし、ステップアップDC-DCコンバータ出力の安定後は1024 OSCサイクルまでターンオンがロックアウトされます。このピンは、内部で330k のプルダウン抵抗によりGNDに接続されています。
30	CC2	AUX2コントローラの補償ノード。抵抗とコンデンサの直列回路をこのピンからGNDに接続してコンバータの制御ループを補償してください。このピンは、シャットダウン、過負荷、温度制限の際にGNDにアクティブに駆動されます。「AUX補償」の項を参照してください。

6チャンネル、高効率、 デジタルカメラ用電源

MAX1566/MAX1567

端子説明(続き)

端子	名称	機能	
31	FB2	AUX2コントローラのフィードバック入力。このピンは、シャットダウンの際にハイインピーダンスになります。	MAX1566(AUX2はブーストとして構成されます) : FB2フィードバックスレッシュホールドは1.25Vです。
			MAX1567(AUX2はインバータとして構成されます) : FB2フィードバックスレッシュホールドは0Vです。
32	INDL2	AUX2ゲートドライバ用の電圧入力。INDL2の電圧は、ハイゲート駆動電圧を設定します。	MAX1566(AUX2はブーストとして構成されます) : 最適なNチャンネルゲート駆動を行なうためにINDL2をPVSUに接続してください。
			MAX1567(AUX2はインバータとして構成されます) : DL2がハイレベルになったときPチャンネルが完全にオフになるよう、外部PチャンネルMOSFETのソースにINDL2を接続してください。
33	GND	アナロググランド。ICのできるだけ近くでGNDをすべてのPG_ピンに接続してください。	
34	DL2	AUX2コントローラのゲート駆動出力。DL2は、INDL2とGNDの間で駆動します。	MAX1566では、ブースト構成でDL2がNチャンネルFETを駆動するように構成されます。DL2は、シャットダウン、過負荷、温度限界の際にローレベルに駆動されます。
			MAX1567では、インバータ構成でDL2がPFETを駆動するように構成されます。DL2は、シャットダウン、過負荷、温度制限の際にハイレベルに駆動されます。
35	DL3	AUX3コントローラのゲート駆動出力。NチャンネルMOSFETのゲートに接続してください。DL3はGNDとPVSUの間で駆動し、最大500mAを供給します。このピンは、シャットダウン、過負荷、温度制限の際にGNDにアクティブに駆動されます。	
36	DL1	AUX1コントローラのゲート駆動出力。NチャンネルMOSFETのゲートに接続してください。DL1はGNDとPVSUの間で駆動し、最大500mAを供給します。このピンは、シャットダウン、過負荷、温度制限の際にGNDにアクティブに駆動されます。	
37	PV	IC電源入力。PVSUとPVを接続してください。	
38	CC3	AUX3コントローラの補償ノード。抵抗とコンデンサの直列回路をこのピンとGNDの間に接続してコンバータの制御ループを補償してください。このピンは、シャットダウン、過負荷、温度制限の際にGNDにアクティブに駆動されます。「AUX補償」の項を参照してください。	
39	FB3L	AUX3コントローラの電流フィードバック入力。抵抗をFB3LとGNDの間に接続してLEDブースト駆動回路のLED電流を設定してください。フィードバックスレッシュホールドは0.2Vです。FB3Hフィードバックのみを使用する場合は、このピンをGNDに接続してください。このピンは、シャットダウンの際にハイインピーダンスになります。	
40	ON3	AUX3コントローラのオン/オフ入力。ロジックハイ=オン。ただし、ステップアップDC-DCコンバータ出力の安定後は1024 OSC サイクルまでターンオンがロックアウトされます。このピンは、内部で330k のプルダウン抵抗によりGNDに接続されています。	
Pad	EP	裏面放熱パッド。このパッドはグランドに接続されます。この内部接続はソフト接続です。すなわち、放熱パッドをGNDピンに物理的に接続している内部メタルやボンディングワイヤはありません。ダイのシリコン基板と導電性エポキシ樹脂によって接続されています。放熱パッドをグランドに接続したからといって、グランドを該当ピンに正しく接続する必要がなくなるわけではありません。	

詳細

MAX1566/MAX1567には、複数出力のデジタルカメラ用電源システムを構成する以下のブロックが内蔵されています。いずれのデバイスも、1セルLi+バッテリー、2セルアルカリまたはNiMHバッテリー、さらにこれら両バッテリータイプが使えるように設計されたシステムなど、様々なソースから入力することができます。MAX1566/MAX1567は、以下の6個のDC-DCコンバータチャンネルを備えていて、必要なあらゆる電圧を発生します。

- 内蔵パワーFETを備えたステップアップDC-DCコンバータ(_SUピン)
- ステップアップDC-DCコンバータ、ステップダウンDC-DCコンバータのいずれかとして構成可能な内蔵パワーFETを備えたメインDC-DCコンバータ(_Mピン)
- 内蔵MOSFETを備えたステップダウンコアDC-DCコンバータ(_SDピン)
- ブースト用及びフライバックコンバータ用のAUX1 DC-DCコントローラ
- ブースト用及びフライバックコンバータ用のAUX2 DC-DCコントローラ(MAX1566)
- 反転DC-DCコンバータ用AUX2 DC-DCコントローラ(MAX1567)
- 白色LED用及び通常ブーストアプリケーション用のAUX3 DC-DCコントローラ。オープンLED過電圧保護を内蔵

ステップアップDC-DCコンバータ

ステップアップDC-DCスイッチングコンバータは、通常、1.5V~4.5Vのバッテリーを入力として5V出力電圧を発生しますが、 V_{IN} ~5Vの任意の電圧を設定できます。内部のNFETスイッチと外部の同期整流器により、95%もの高い変換効率が得られます。通常負荷ないし重負荷において、コンバータは一定の周波数と変調パルス幅の低ノイズPWMモードで動作します。固定周波数動作により発生するスイッチング高調波は、終始一定で、フィルタで容易に除去されます。負荷の駆動が必要な場合のみステップアップコンバータがスイッチングを行なうアイドルモードにより、効率は軽負荷(<75mA typ)で改善されています。このモードの最大インダクタ電流は、各パルスに対して150mAです。

メインDC-DCコンバータ
(ステップアップコンバータまたは
ステップダウンコンバータ)

メインコンバータは、SUSDピンを用いてステップアップコンバータ(図2)またはステップダウンコンバータ(図1)として構成することができます。メインDC-DCコンバータは、通常、3.3Vを発生するのに使用されますが、2.7V~5Vの任意の電圧が設定できます。ただし、メイン出力をステップアップ出力(PVSU)よりも高く設定してはいけません。

内蔵のMOSFETスイッチと同期整流器により、95%もの高い変換効率が得られます。通常負荷ないし重負荷において、コンバータは一定の周波数と変調パルス幅の低ノイズPWMモードで動作します。固定周波数動作により発生するスイッチング高調波は、終始一定で、フィルタで容易に除去されます。負荷の駆動が必要な場合のみコンバータがスイッチングを行なうアイドルモードを採用することにより、効率は軽負荷(ステップアップモードでは<150mA typ、ステップダウンモードでは<100mA typ)で改善されています。

最小入力電圧が所望の出力を約200mV超えると、ステップダウン動作はLi+セルから直接行なわれます。ステップダウンとして動作しているメインDC-DCコンバータがドロップアウト状態になると、過負荷保護回路が安定化範囲を外れている状態を検出してすべてのチャンネルをターンオフします。

3.3V昇降圧動作に対するLi+

Li+セルから3.3Vを発生するとき、3.3Vよりも高い入力電圧及び低い入力電圧に対して安定化された出力を維持できるよう、昇降圧動作が要求される場合があります。その場合、メインコンバータをステップダウン(SUSD = GND)として構成し、その入力PVMを4.2V以上の電圧に設定された(図1と3)ステップアップ出力(PVSU)に接続するのが良いかもしれません。この接続の総合効率は、通常、最大90%です。また、この接続は1セルLi+と2AAセルの両方からの動作が要求される設計にも適しています。

メインコンバータがステップアップコンバータから給電されるとき、ステップアップ出力はステップアップ負荷とメインステップダウン入力電流の両方を供給します。メイン入力電流により、他の負荷で利用できるステップアップ出力電流が減少します。

3.3V動作に対する2AA

2AAセルだけから動作する場合は、メインDC-DCコンバータは3.3Vでの効率が最大になる昇圧コンバータ(SUSD = PVM)として構成することができます(図2)。

6チャンネル、高効率、 デジタルカメラ用電源

MAX1566/MAX1567

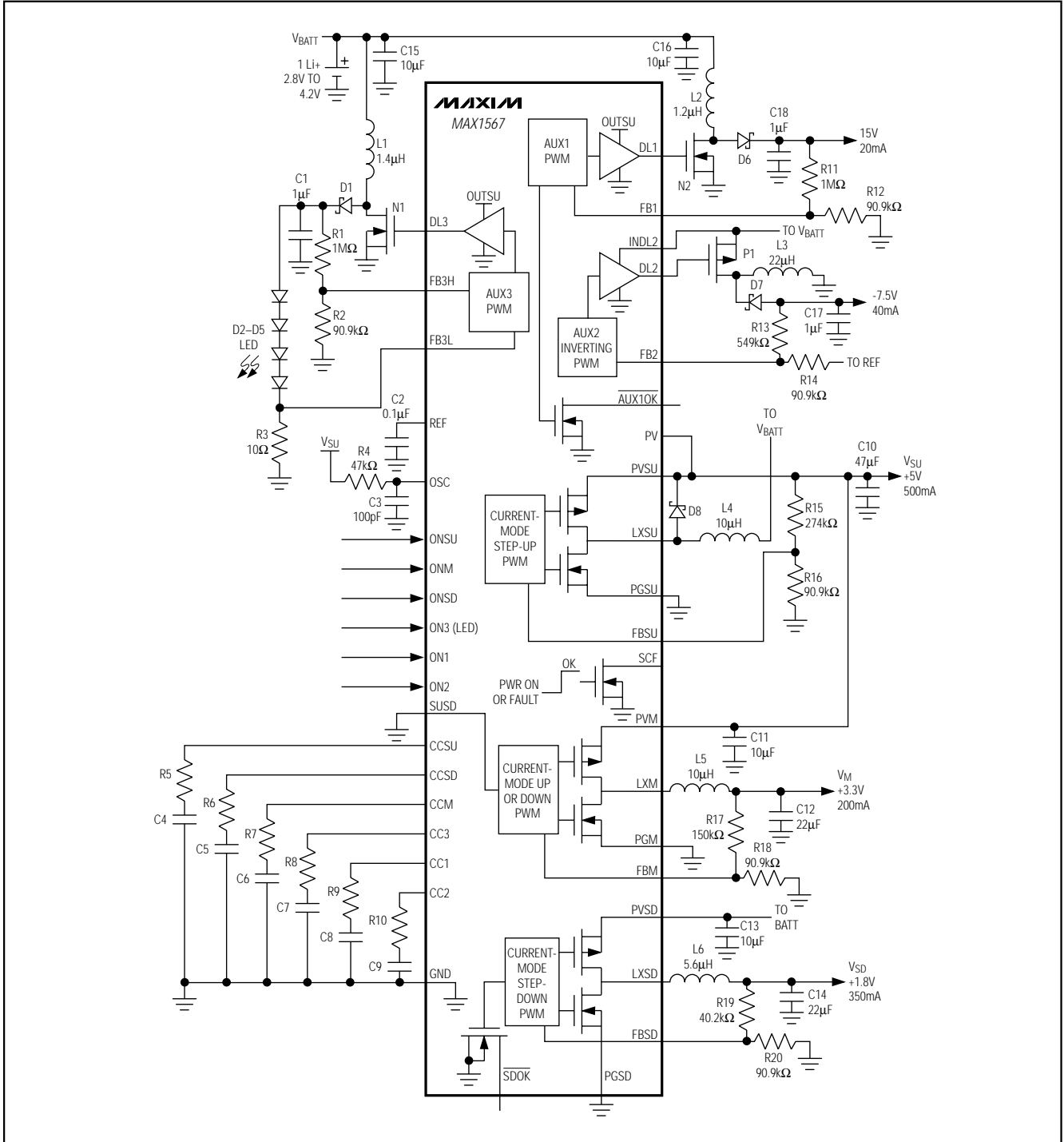


図1. 標準1セルLi+電源システム。3.3Vロジックは、+5Vから降圧され、1.8Vコアはバッテリーから直接降圧されます。これとは別の接続を以下に示します。

6チャンネル、高効率、 デジタルカメラ用電源

MAX1566/MAX1567

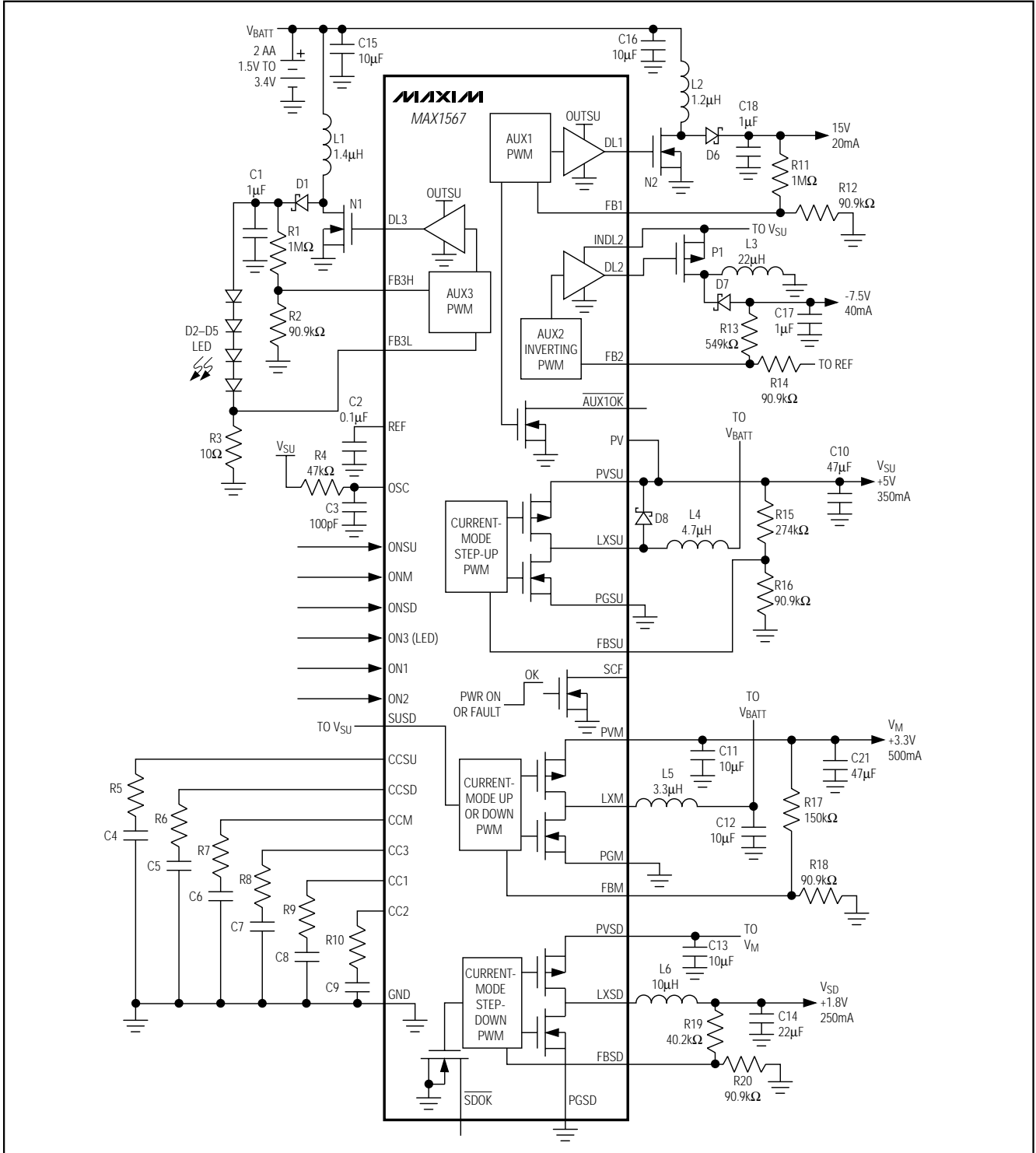


図2. 標準2セルAA電源システム。3.3Vはバッテリーから昇圧され、1.8VはVM(3.3V)から降圧されます。

6チャンネル、高効率、 デジタルカメラ用電源

MAX1566/MAX1567

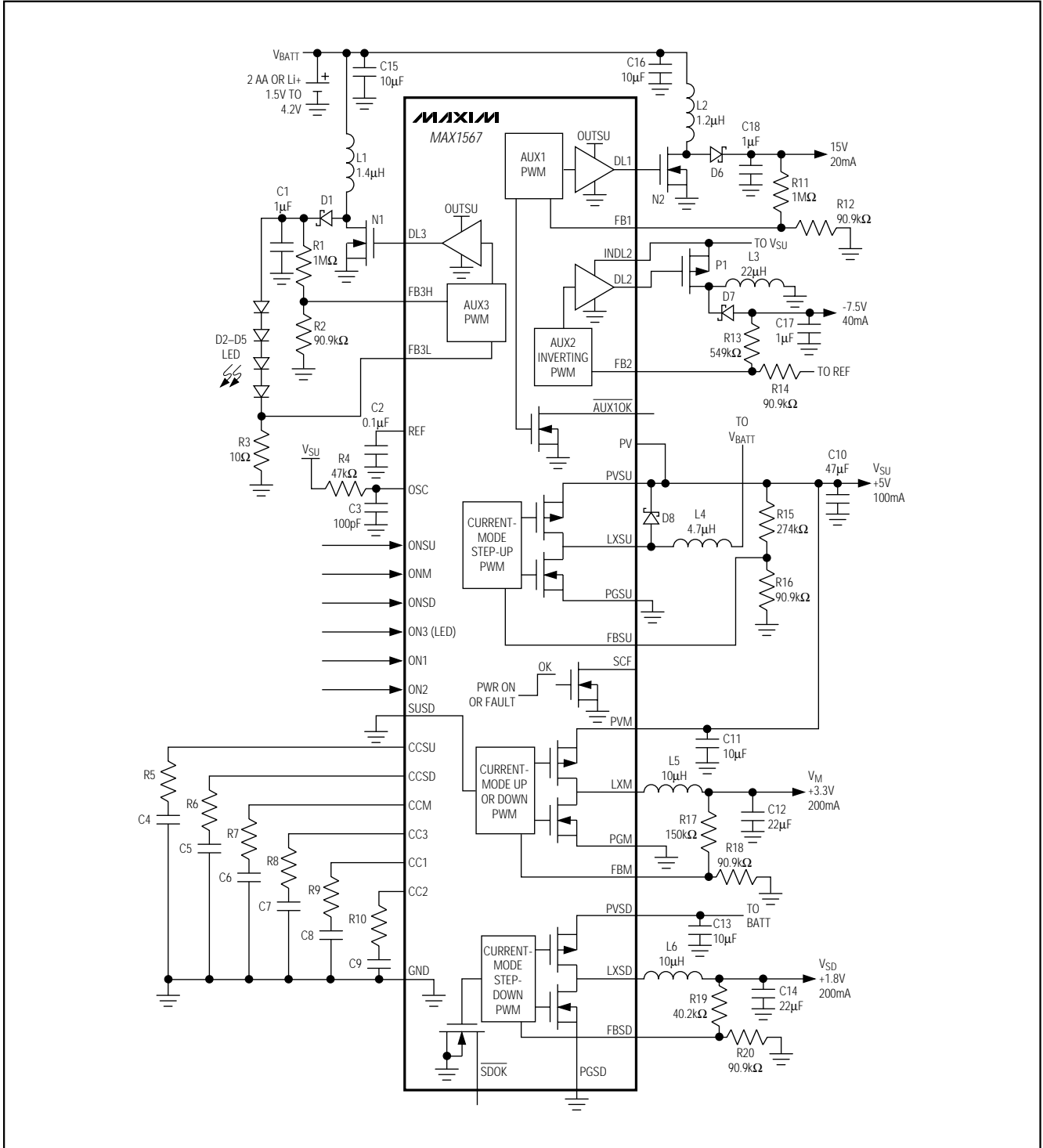


図3. Li+またはマルチバッテリー入力。この電源は、1.5V ~ 4.2Vの入力を受け入れるので2個のAAセル、1個のLi+セルのいずれからでも動作します。3.3Vロジック電源と1.8Vコア電源は、実際の昇降圧動作ではともにも5Vから降圧されます。

6チャンネル、高効率、 デジタルカメラ用電源

MAX1566/MAX1567

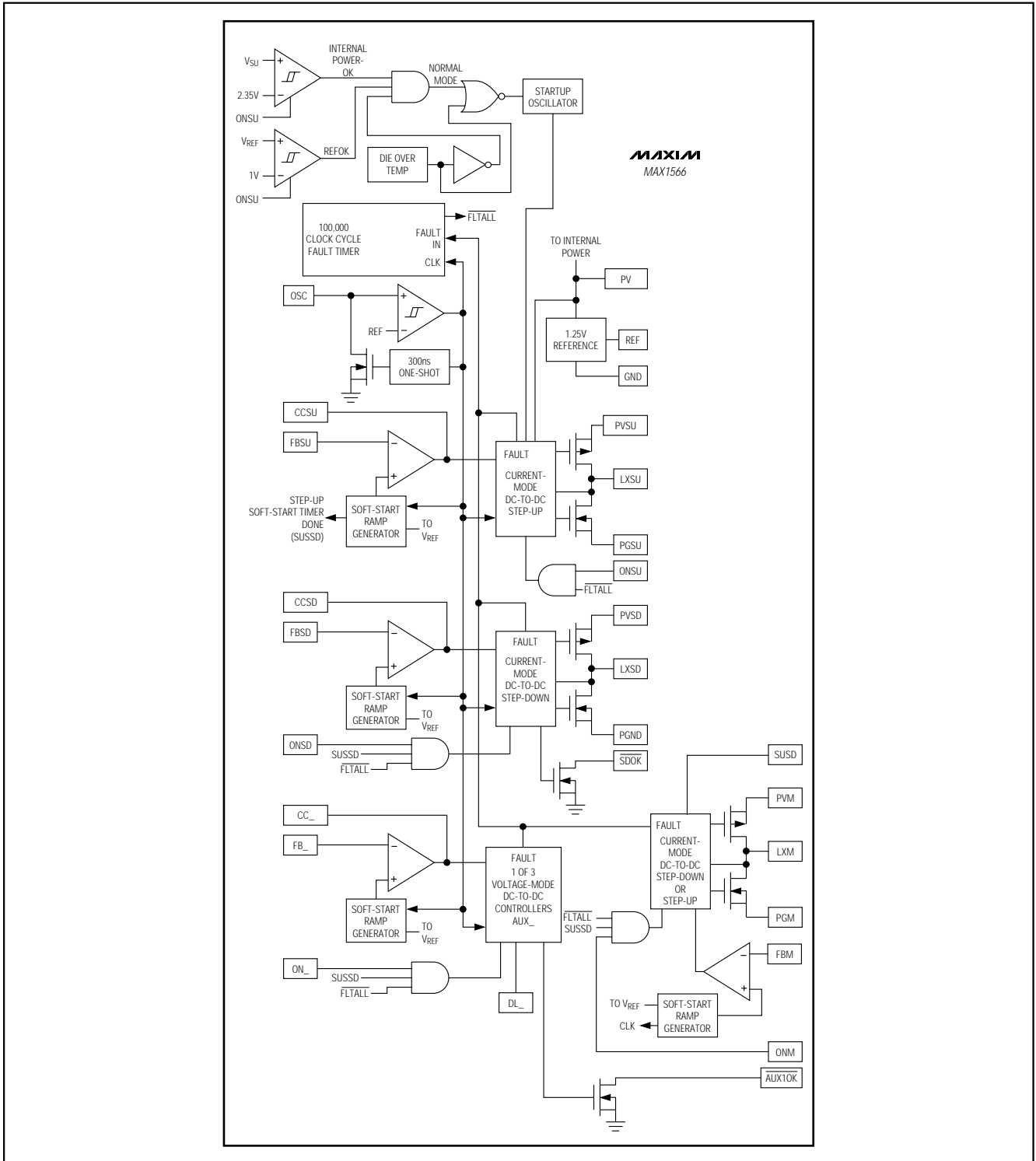


図4. MAX1566のファンクションダイアグラム

6チャンネル、高効率、 デジタルカメラ用電源

MAX1566/MAX1567

コア用ステップダウンDC-DCコンバータ

ステップダウンDC-DCコンバータは、高効率の低出力電圧(1.25Vまで)を最も効果的に発生するように設計されています。降圧は、PVSDにおける電圧から行なわれます。ドロップアウトを回避するヘッドルームが十分であれば、このピンをバッテリーに直接接続できます。ヘッドルームが十分でなければ、PVSDには別のコンバータの出力から給電できます。降圧動作は、昇降圧動作のステップアップコンバータまたはステップアップモードのメインコンバータを用いても可能です。

通常負荷ないし重負荷では、コンバータは一定の周波数と変調パルス幅の低ノイズPWMモードで動作します。負荷の駆動が必要な場合のみステップダウンコンバータがスイッチングを行なうアイドルモードを採用することにより、効率は軽負荷(<75mA typ)で改善されています。このモードの最大インダクタ電流は、各パルスに対して100mAです。ステップダウンDC-DCコンバータは、ステップアップDC-DCコンバータが安定状態に入るまで動作しません。

また、ステップダウンコンバータは、ステップダウン出力が安定状態にあるときにローレベルとなるオープンドレインSDOK出力も備えています。SDOKは、コア電圧が安定状態になった後プロセッサに3.3V電源をゲート制御する外部MOSFETスイッチの駆動に使用することができます。この接続を図15に示します。

AUX1、AUX2、及びAUX3 DC-DCコントローラ

これら3つの補助コントローラは、固定周波数の電圧モードPWMコントローラとして動作します。これらはMOSFETを内蔵していないので、出力は外付け部品で決定されます。コントローラは、外部MOSFETスイッチに対するDL_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させます。

MAX1566では、AUX1とAUX2がブースト/フライバックPWMコントローラです。MAX1567では、AUX1はブースト/フライバックPWMコントローラですが、AUX2は反転PWMコントローラです。どちらのデバイスでも、AUX3は出力電圧及び出力電流(白色LED駆動用)の安定化用として接続できるブースト/フライバックコントローラです。

図5は、AUXブーストコントローラチャンネルのファンクションダイアグラムです。OSCののこぎり波発振器信号が、タイミングを決定します。各サイクル開始時に、DL_はハイレベルになり外部NFETスイッチをターンオンします。その後、このスイッチは、内部でレベルシフトされたのこぎり波がCC_を超えて上昇するか、もしくは最大デューティサイクルを超えるとターンオフします。このスイッチは、次のサイクルの開始までオフ

のままとなります。トランスコンダクタンスエラーアンプは、CC_において積分器を形成して高いDCループ利得と精度を保ちます。

補助コントローラは、ステップアップDC-DC出力が安定状態に入った後は1024 OSCサイクルまで起動しません。補助コントローラが100,000 OSCサイクル(500kHzで200ms)の間故障状態を続けると、すべてのMAX1566/MAX1567チャンネルがラッチしてしまいます。

最大デューティサイクル

AUX PWMコントローラは、最大80%のデューティサイクルが保証されています。すなわち、すべてのコントローラで少なくとも80%が確保され、通常85%が得られます。連続電流を採用した昇圧設計では、最大デューティサイクルにより昇圧比が次のように制限されます。

$$1 - V_{IN} / V_{OUT} \leq 80\%$$

断続インダクタ電流の場合、入出力比に対する上記のような制限はありません。これは、次のサイクルが始まるまでにインダクタにとって十分な放電時間があるためです。

AUX1

AUX1は、通常のDC-DCブースト及びフライバック設計に使用できます(図8と9)。その出力(DL1)はNチャンネルMOSFETの駆動用です。また、そのフィードバック(FB1)スレッシュホールドは1.25Vです。

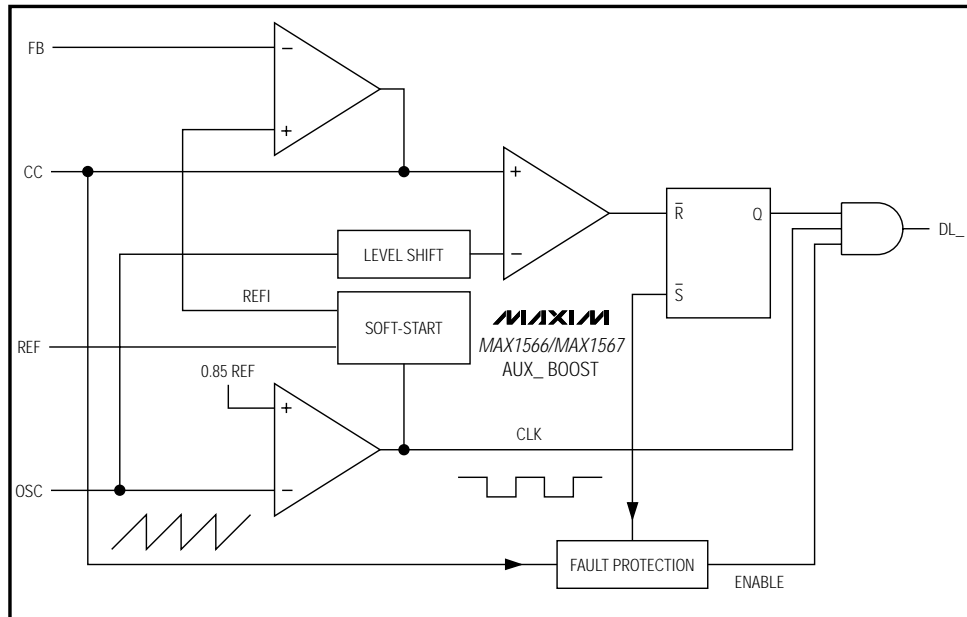
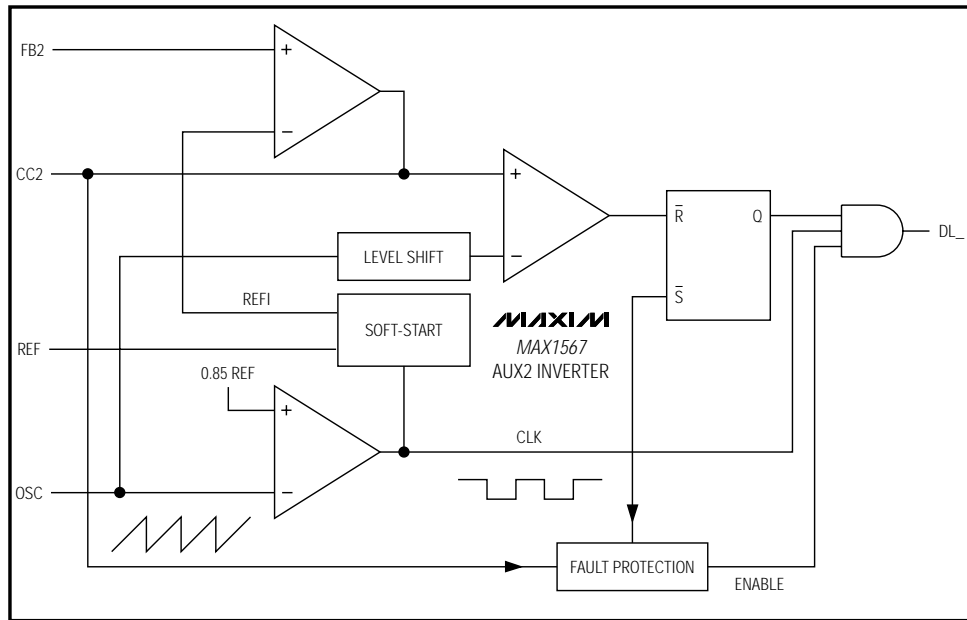
AUX2

MAX1566では、AUX2はAUX1と同じです。MAX1567では、AUX2は通常CCDとLCDのバイアス用として安定化された負の出力電圧を発生する反転コントローラです。これは、高さの制約からトランスの使用が好ましくない場合に有用です。

MAX1567のAUX2 MOSFETドライバ(DL2)は、PチャンネルMOSFETの駆動用です。INDL2は、VINDL2がDL2のハイ出力レベルとなるようなバイアスをこのドライバにかけます。DL2がハイレベルのときMOSFETが完全にターンオフするよう、INDL2をPチャンネルMOSFETのソースの電圧以上に接続する必要があります。標準インバータ回路については、図10を参照してください。

AUX3 DC-DCコントローラ、LEDドライバ

AUX3ステップアップDC-DCコントローラは、2つのフィードバック入力FB3LとFB3Hを備えており、フィードバックスレッシュホールドは0.2V(FB3L)と1.25V(FB3H)です。通常の電圧出力ステップアップとして使用する場合は、FB3Lをグランドに接続し、FB3Hをフィードバック入力として使用します。その場合、AUX3はAUX1と全く同様に機能します。



IN 1024 CLOCK CYCLES, SOFT-START
RAMPS UP REF1 FROM 0V TO V_{REF} IN
MAX1566/MAX1567 AUX_BOOST
CONTROLLERS AND RAMPS DOWN
REF1 FROM V_{REF} TO 0V IN
MAX1567 AUX2 INVERTER.

図5. AUXコントローラファンクションダイアグラム

6チャンネル、高効率、 デジタルカメラ用電源

MAX1566/MAX1567

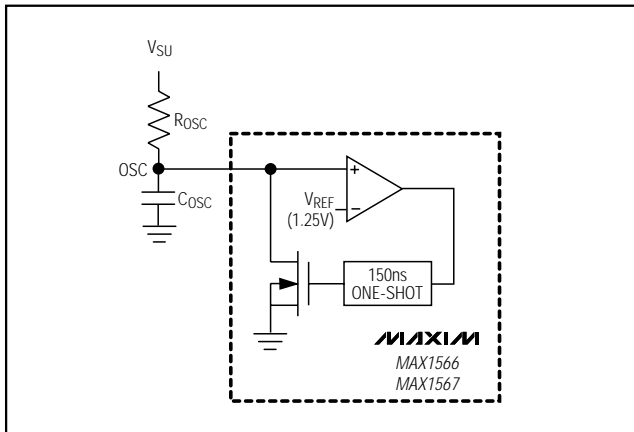


図6. 発振器のファンクションダイアグラム

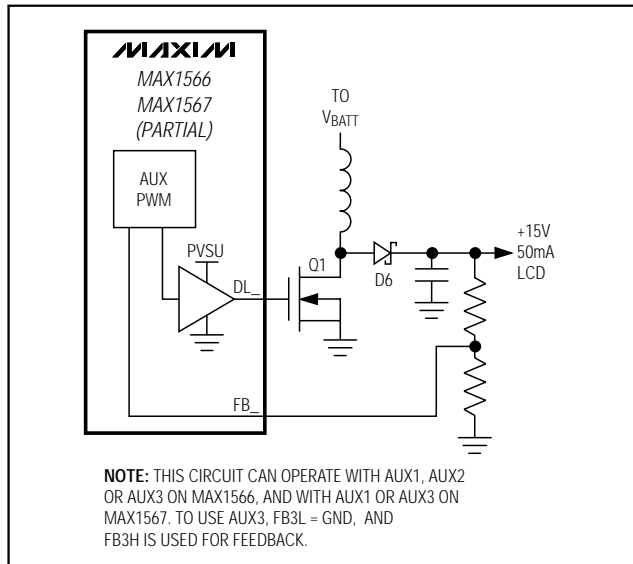


図8. 基本昇圧トポロジーによる+15VのLCDバイアス

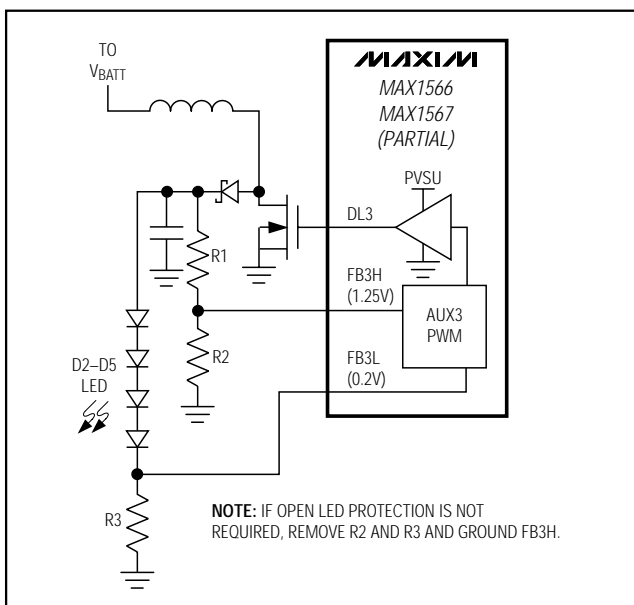


図7. オープンLED過電圧保護機能を備えたLED駆動は、AUX3のFB3Hに追加フィードバック入力して行なわれます。

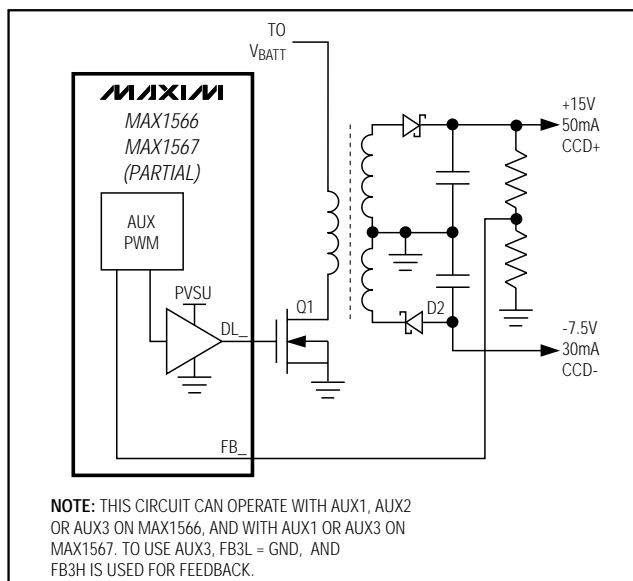


図9. トランスを用いた+15Vと-7.5VのCCDバイアス

AUX3を白色LED用のスイッチモードのブースト電流ソースとして使用する場合は、FB3Lが電流検出フィードバックとして働き、FB3Hは(オプションの)オープンLED過電圧保護機能を果たします(図7)。

マスタ/スレーブ構成

MAX1566/MAX1567は、MAX1801スレーブPWMコントローラをサポートします。このコントローラは入力電源、電圧リファレンス、及び発信器信号を直接MAX1566/MAX1567マスタから受けます。マスタ/スレーブ構成を採用すると、チャンネルが容易に増設でき、余分な回路を省くことでシステムコストが最小限に抑えられます。また、スレーブの動作周波数はMAX1566/

MAX1567マスタコンバータの動作周波数に同期しているため、スレーブはノイズ高調波成分の抑制機能も備えています。MAX1801のMAX1566/MAX1567への接続を図14に示します。

ステータス出力(SDOK、AUX10K、SCF)

MAX1566/MAX1567は、システムに情報を提供することが可能な3つの汎用ステータス出力を備えています。これらはすべて、オープンドレイン出力で、MOSFETスイッチを直接駆動してシーケンスを促進し過負荷時に負荷を遮断するといった、ハードウェアベースの機能を実行することができます。

6チャンネル、高効率、 デジタルカメラ用電源

MAX1566/MAX1567

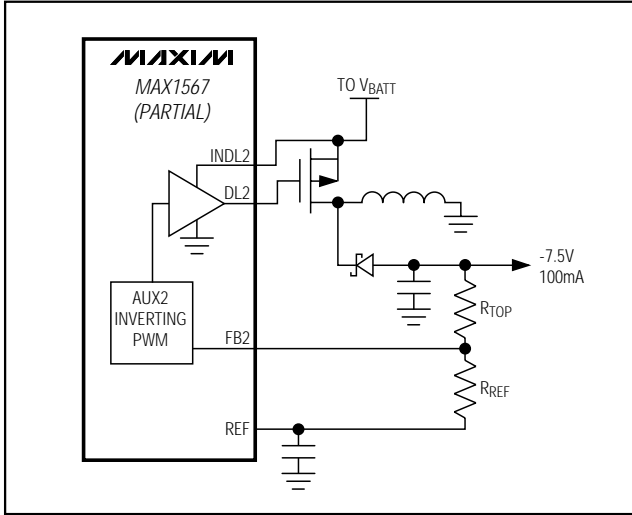


図10. 安定化された-7.5V負CCD。バイアスは通常のインバータにより与えられます(MAX1567の場合のみ)。

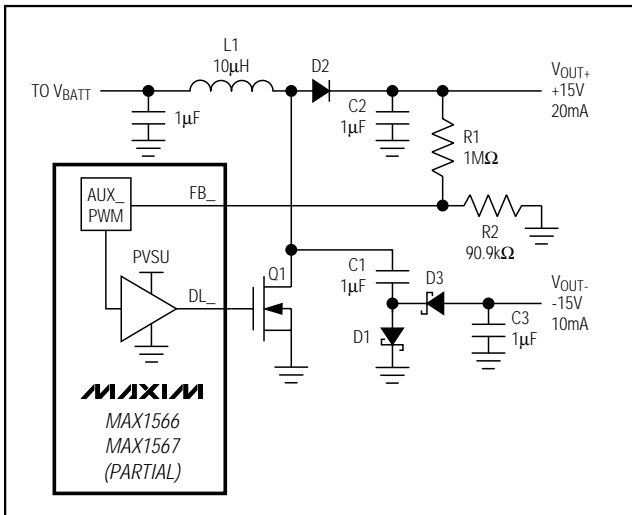


図11. チャージポンプ反転によるAUX駆動昇圧方式を用いた±15V出力

\overline{SDOK} は、ステップダウンがソフトスタートを無事終了するとローレベルになります。 \overline{SDOK} は、シャットダウン、過負荷、温度制限の際にハイインピーダンスになります。 \overline{SDOK} の標準的な使用法では、CPUコアが起動された後でCPU I/Oに3.3V電源を接続するPチャネルMOSFETを駆動することにより(図15)、システムに干渉することなくハードウェアのシーケンスを安全に進めます。

$\overline{AUX1OK}$ は、AUX1コントローラがソフトスタートを無事終了するとローレベルになります。 $\overline{AUX1OK}$ は、シャットダウン、過負荷、温度制限の際にハイインピーダンスになります。 $\overline{AUX1OK}$ の標準的な使用法では、(AUX1が発生する)15V CCDバイアスが起動された後でCCDに5V電源を接続するPチャネルMOSFETを駆動します(図16)。

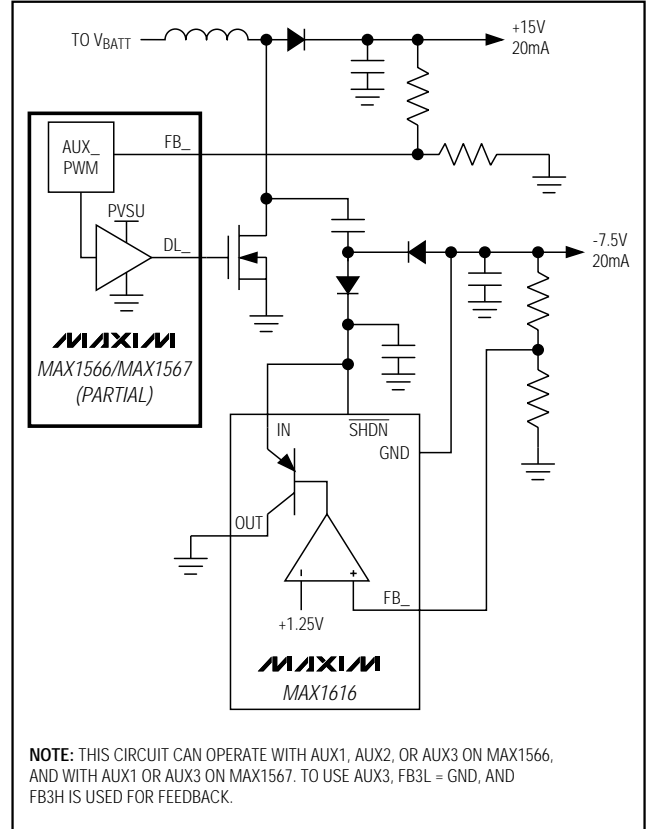


図12. ダイオードコンデンサチャージポンプによるブーストを用いたトランスレスの+15Vと-7.5V CCDバイアス。チャージポンプの負出力を安定化させるために正出力リニアレギュレータ(MAX1616)を使用することができます。

SCFは、過負荷保護が行なわれるとハイレベル(ハイインピーダンス、オープンドレイン)になります。通常の動作では、SCFはローレベルにあります。SCFは、起動中もしくはチャンネルが論理命令や過負荷に応じてターンオフするとき負荷を遮断するハイサイドPチャネルMOSFETスイッチを駆動することができます。SCFについては複数の接続方法が可能です。その1つを図17に示します。この図では、故障と起動の際にSCFがステップアップコンバータの負荷を遮断します。

ソフトスタート

MAX1566/MAX1567チャンネルは、各チャンネルの出力電圧を安定化電圧まで緩やかに増加させることにより始動時の突入電流を制限してバッテリーの過負荷を防止するソフトスタート機能を備えています。これは、初期電源が印加されるときやチャンネルがイネーブルされるときに4096 OSCサイクル(500kHzで16ms)にわたり各チャンネルのエラーアンプへの内部リファレンス入力を0Vから1.25Vのリファレンス電圧まで緩やかに増加させることにより実現します。

6チャンネル、高効率、 デジタルカメラ用電源

MAX1566/MAX1567

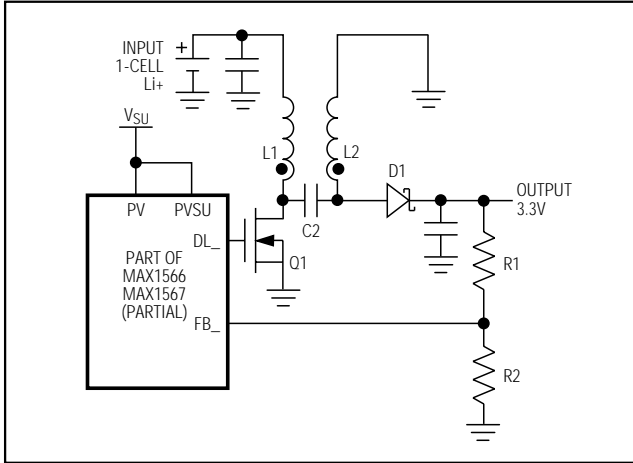


図13. SEPICコンバータの追加昇降圧チャンネル

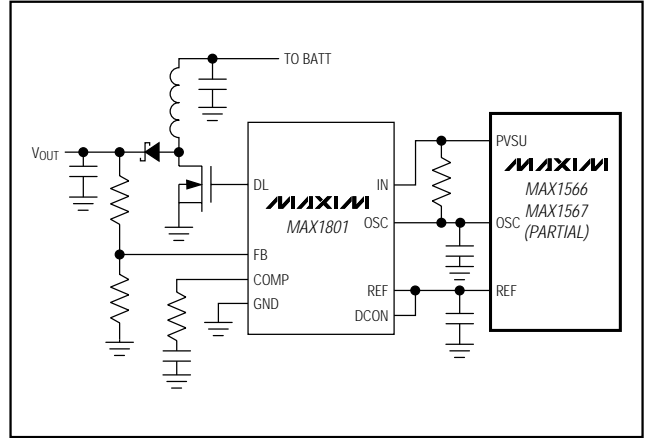


図14. 外部MAX1801スレーブコントローラを有するPWMチャンネルの追加

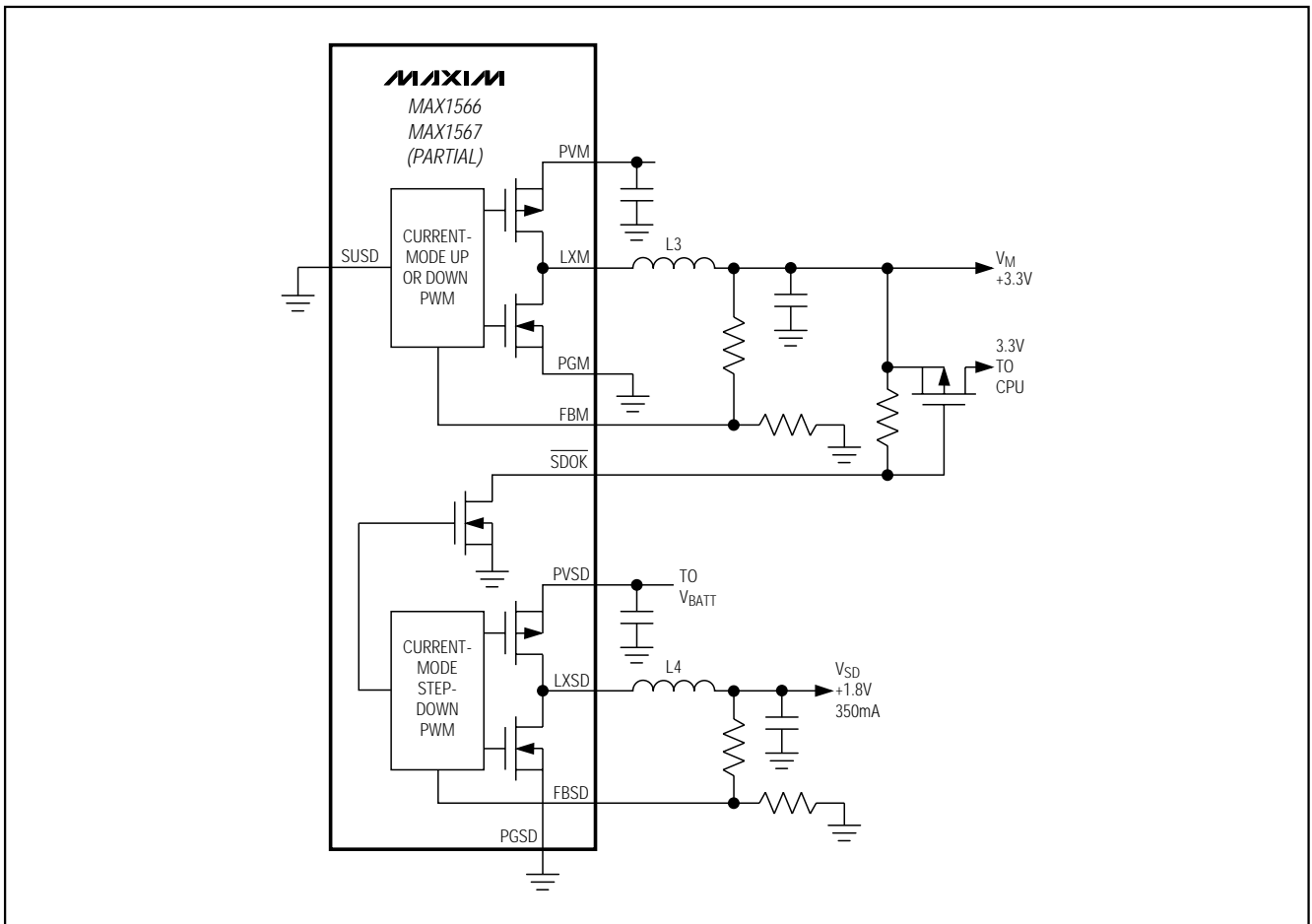


図15. \overline{SDOK} を使用して、1.8Vコア電圧の安定後CPUに3.3V電源をゲート制御する外部PFETを駆動します。

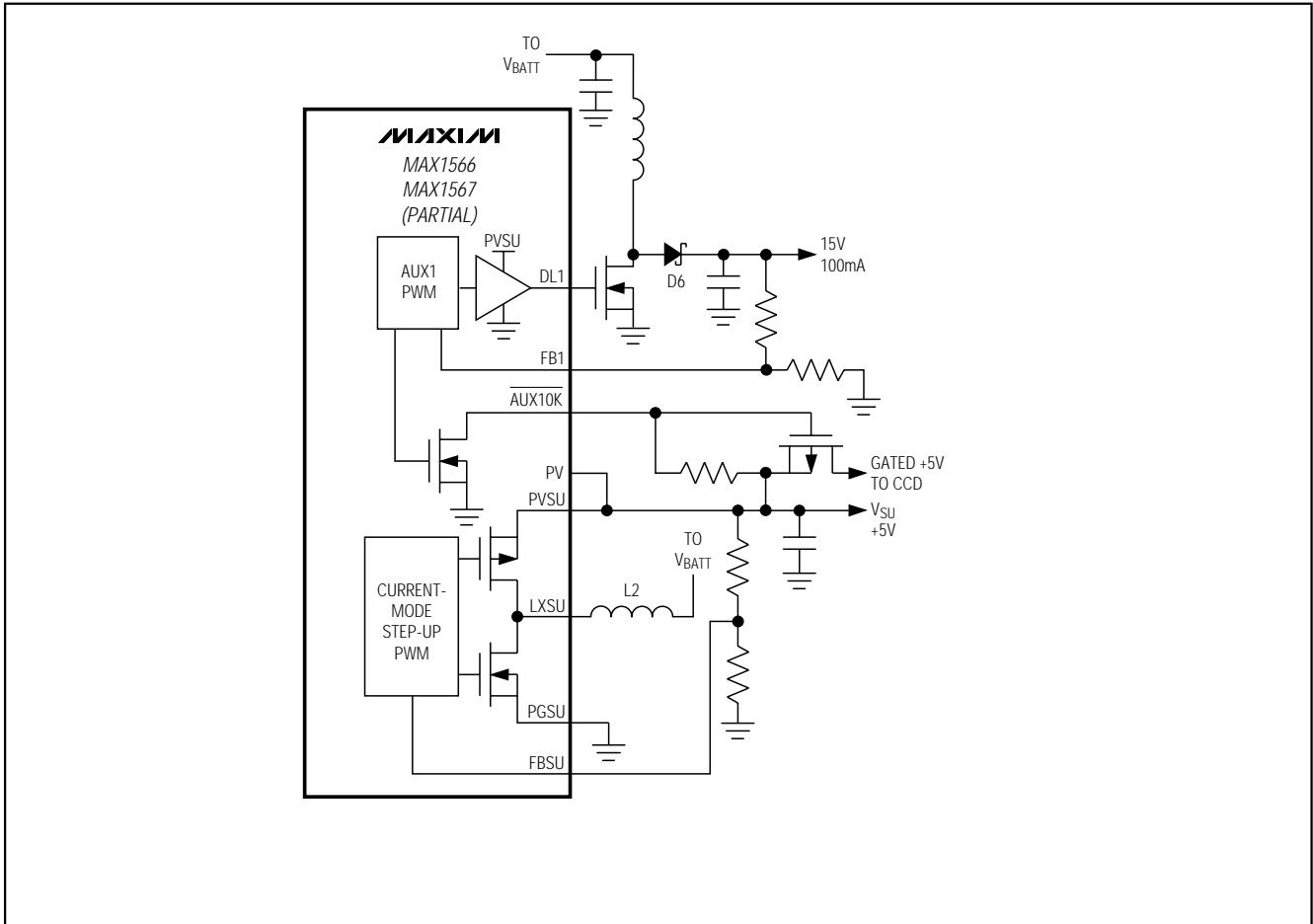


図16. $\overline{\text{AUX10K}}$ は、+15V CCDバイアス電源を起動した後でCCDに5V電源をゲート制御する外部PFETを駆動します。

ステップダウンソフトスタートの立上りの時間は、他チャンネルの立上りの時間の半分(2048クロックサイクル)です。これにより、ステップダウン出力とメイン出力は起動の際に互いに追尾し合ってほぼ同じdV/dtで増加します。ステップダウン出力がそのレギュレーションポイント(1.5Vまたは1.8V typ)に達すると、メイン出力(3.3V typ)が同じ傾斜で増加し続けます。「標準動作特性」と「Main and Step-Down Startup Waveforms」のグラフを参照してください。

負荷状態での起動性能が制限されることのないよう、ソフトスタート機能はステップアップコンバータに内蔵されていません。

障害保護

MAX1566/MAX1567は、障害と過負荷に対して強力な保護機能を備えています。起動後のデバイスは、過負荷や短絡により生じる可能性のある安定化範囲から外れた状態を検出するよう設定されます。DC-DCコンバータ

チャンネル(ステップアップ、メイン、ステップダウン、またはいずれかの補助コントローラ)のいずれかが100,000クロックサイクル(500kHzで200ms)の間障害状態を続けると、ONSUピンによるかまたは入力電源をいったん切って入れ直すことによりステップアップDC-DCコンバータを初期化し直さない限り、すべての出力がラッチしてしまいます。どのチャンネルの障害検出回路も、その最初のターンオンのソフトスタート中にディセーブルされます。

一般的な障害と異なる点は、ステップアップ出力(PVSU)がその2.5V UVLOスレッシュホールド未満であるか、もしくは短絡している場合、障害状態に入る際に100,000クロックサイクルの遅延がないことです。この場合、ステップアップUVLOは即座にすべてのチャンネルをトリガして遮断します。その後、ステップアップコンバータは起動しようとし続けます。ステップアップ出力の短絡状態が続くと、PVSUがほぼグランド電位のままであるためなかなか起動できません。

6チャンネル、高効率、 デジタルカメラ用電源

ソフト短絡や過負荷がPVSUで続くと、起動発振器が内部のNチャンネルMOSFETのスイッチングを行いますが、ソフトスタートの最終時点までに安定状態に入らなければ障害が再びトリガされます。PVSUが入力値よりも小さければ、内部同期整流器のボディダイオード、またはバッテリーからPVSUに接続されたショットキダイオードにより過負荷が生じます。必要に応じて、図17に示すように、PチャンネルMOSFETをSCFにより制御してこの過負荷電流を中断することができます。

リファレンス

MAX1566/MAX1567は、高精度1.250Vのリファレンスを内蔵しています。0.1 μ FのセラミックバイパスコンデンサをREFピンから5mm(0.2インチ)以内でREFとGNDの間に接続してください。REFは、最大200 μ Aを供給することができ、ONSUがハイレベルでPVSUが2.5Vよりも高い場合は必ずイネーブルされます。補助コントローラとMAX1801スレープコントローラ(接続されていれば)は、それぞれ起動中に最大30 μ AのREF電流をシンクします。さらに、AUX2インバータ(MAX1567)のフィードバックネットワークもREFからの電流を消費します。200 μ AのREF負荷電流制限値を超える場合は、REFのバッファとして外部にオペアンプを接続します。

発振器

すべてのDC-DCコンバータチャンネルには、固定周波数のPWM方式が採用されています。動作周波数は、OSCピンのRCネットワークで設定されます。使用可能な設定範囲は、100kHz~1MHzです。MAX1801スレープコントローラを追加すると、これらのコントローラはOSCで設定した周波数で動作します。

発振器には、外部のタイミング用の抵抗及びコンデンサとともに、コンパレータ、150nsワンショット、内部NFETスイッチが使用されます(図6)。このスイッチが開くと、コンデンサ電圧は R_{OSC} と C_{OSC} の積で決まる時定数でゼロからステップアップ出力電圧に向けて指数関数的に近づきます。コンデンサ電圧が V_{REF} (1.25V)に達すると、コンパレータ出力はハイレベルに切り替わります。つぎに、ワンショットが内部MOSFETスイッチを起動してコンデンサを150nsの間放電させ、このサイクルが繰り返されます。メイン出力電圧が起動後に増加するにつれて発振周波数が変化します。その後メイン出力が安定状態に入ると、発振周波数が一定になります。

低電圧スタートアップ発振器

MAX1566/MAX1567の内部制御回路とリファレンス電圧回路は、PVSUから電源を供給されますが、PVSUが2.5V未満であれば動作しません。低電圧スタート

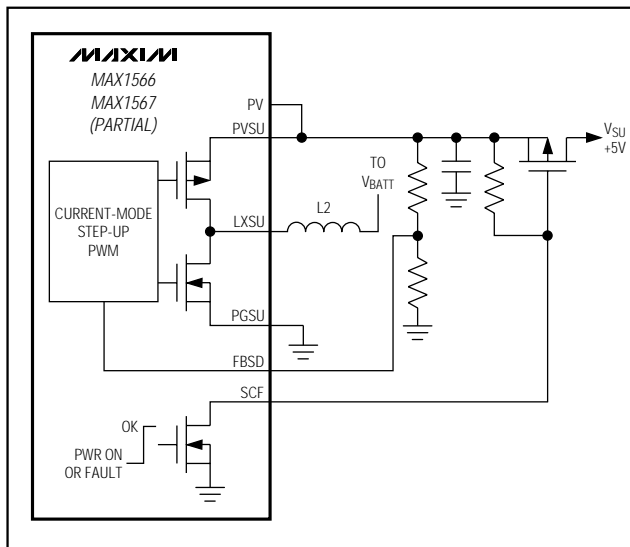


図17. SCFは、5VでPFET負荷スイッチを駆動して障害を起こしている負荷を遮断し、また全負荷スタートアップも行ないます。

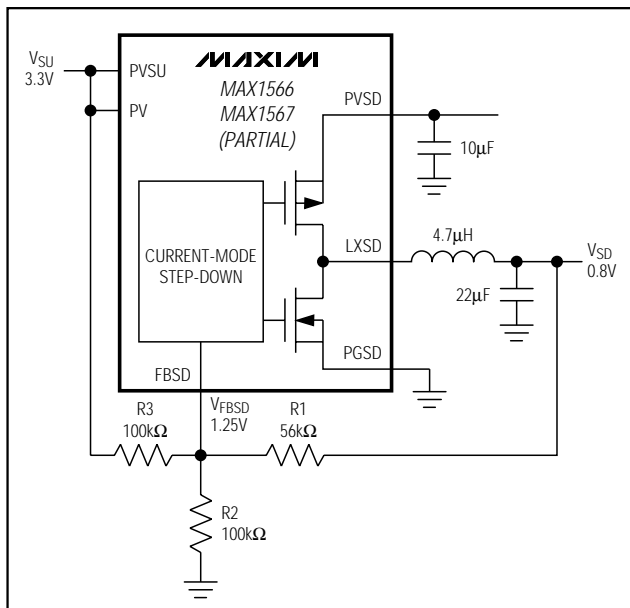


図18. 1.25V未満の出力に対するPVSDの設定

アップを行なうには、ショットキダイオードが V_{BATT} からPVSU(ショットキダイオードがない場合1.1V)に接続されている場合0.9Vで動作する低電圧スタートアップ発振器をステップアップに採用します。スタートアップ発振器は、PVSUが2.5Vに達するまで内部NチャンネルMOSFETをLXSUにおいて駆動します。2.5Vに達した時点で、電圧制御が電流モードPWM回路に移ります。

いったん安定状態に入ったMAX1566/MAX1567は、ICの内部電源がPVSUにより供給されるため、わずが0.7Vの低い入力力で動作します。低い入力電圧では、

ステップアップコンバータが重負荷動作しにくい場合があります(「標準動作特性」の「Minimum Startup Voltage vs. Load Current (OUTSU)」のグラフを参照してください)。ただし、この問題は、PVSUが安定状態に入るまでは負荷が接続されないようSCF駆動の外部Pチャンネル負荷スイッチを接続することにより解決できます(図17)。

シャットダウン

ステップアップコンバータは、ONSUにハイ入力して起動します。メインコンバータ(ステップアップコンバータまたはステップダウンコンバータ)は、ONMにハイ入力することにより起動します。ステップダウンコンバータと補助DC-DCコンバータ1、2、3は、それぞれONSD、ON1、ON2、ON3にハイ入力することにより起動します。ステップダウン、メイン、及びAUX_コンバータは、PVSUが安定状態に入るまで起動できません。自動起動の場合は、ON_をPVSU、または1.6Vよりも高いロジックレベルに接続してください。

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、特定のアプリケーションにおいて外付け部品サイズや回路効率が最適化されるように選択してください。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間のバランスが良くなります。周波数がこれより高くなると部品の小型化が可能になり、周波数がこれより低くなると変換効率が向上します。スイッチング周波数は、外部タイミング抵抗(R_{OSC})とコンデンサ(C_{OSC})により設定されます。サイクル開始時にタイミングコンデンサは抵抗を通して充電し、 V_{REF} に達します。充電時間 t_1 は次式で表わされます。

$$t_1 = -R_{OSC} \times C_{OSC} \times \ln(1 - 1.25 / V_{PVSU})$$

つぎに、時間 $t_2 = 150\text{ns}$ の間にコンデンサ電圧はゼロまで減衰します。発振周波数は以下の通りです。

$$f_{OSC} = 1 / (t_1 + t_2)$$

f_{OSC} は、100kHz~1MHzの範囲で設定できます。 C_{OSC} は22pF~470pFの範囲で選択してください。次式から R_{OSC} を決定してください。

$$R_{OSC} = (150\text{ns} - 1 / f_{OSC}) / (C_{OSC} \ln[1 - 1.25 / V_{PVSU}])$$

様々な C_{OSC} の値を用いた場合の f_{OSC} と R_{OSC} の関係については、「標準動作特性」を参照してください。

出力電圧の設定

すべてのMAX1566/MAX1567の出力電圧は、抵抗器で設定されます。FB_スレッシュホールドは、両デバイスのFB3L(0.2V)とMAX1567のFB2(インバータ)を除くすべてのチャンネルで1.25Vです。MAX1567のAUX2

以外のチャンネルの電圧を設定するときは、チャンネル出力から対応するFB_入力、さらにGNDに抵抗分圧器を接続してください。FB_入力バイアス電流は100nA未満であるため、下側(FB_とGNDの間)の抵抗には100k以下を選択してください。つぎに、上側(出力とFB_の間)の抵抗を次式により計算します。

$$R_{TOP} = R_{BOTTOM}[(V_{OUT} / 1.25) - 1]$$

白色LEDを駆動するためにAUX3を用いるとき(図7)は、次式を用いてLED電流設定抵抗(R_3 、図7)を選択します。

$$R_3 = 0.2V / I_{LED}$$

MAX1567のFB2スレッシュホールドは0Vです。AUX2の負出力電圧を設定するには、負出力からFB2入力、さらにREFに抵抗分圧器を接続してください。FB2入力バイアス電流は100nA未満であるため、REF側(FB2とREFの間)の抵抗(R_{REF})には100k以下を選択してください。つぎに、上側(出力とFB2の間)の抵抗を次式により計算します。

$$R_{TOP} = R_{REF}(-V_{OUT}(AUX2) / 1.25)$$

汎用フィルタコンデンサの選択

DC-DCコンバータの入力コンデンサは、バッテリーまたは他の入力電源から流出する電流ピークやコントローラ内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。

出力コンデンサは、出力リップルを小さく抑えて制御ループの安定性を確保します。また、このコンデンサは、スイッチング周波数においてはインピーダンスが低くなければいけません。コンデンサにはセラミック、ポリマ、タンタルが適しており、セラミックコンデンサが最も低いESRと高周波インピーダンスを示します。

セラミック出力コンデンサを用いた場合の出力リップルは、次式で近似されます。

$$V_{RIPPLE} = I_L(PEAK)[1 / (2\pi \times f_{OSC} \times C_{OUT})]$$

コンデンサのESRが無視できない場合は、コンデンサのESRによる出力リップル成分が次式で表わされます。

$$V_{RIPPLE}(ESR) = I_L(PEAK) \times ESR$$

出力コンデンサの特性は、各コンバータの「補償」の項にも記述してあります。

ステップアップ部品の選択

この項では、SUSD = PVの場合のメインコンバータとステップアップコンバータとの部品選択について記述します。

ステップアップに必要な外付け部品は、インダクタ、入出力フィルタコンデンサ、及び補償RCです。

6チャンネル、高効率、 デジタルカメラ用電源

インダクタは、通常、最大効率を得るために連続電流で動作するものとして選択されます。例外として、昇圧比 (V_{OUT}/V_{IN}) が $1/(1-D_{MAX})$ よりも大きな場合が考えられます。この場合、 D_{MAX} は80%の最大PWMデューティ比です。

低入力電圧の昇圧用としてステップアップチャンネルを使用するときは、バッテリーからPVSUにショットキダイオードを接続することにより負荷状態での起動が容易になります。

「標準動作特性」の「Minimum Step-Up Startup Voltage vs. Load Current」のグラフを参照してください。

ステップアップインダクタ

ほとんどのステップアップコンバータの設計で、適切なインダクタ値 (L_{IDEAL}) は次式から求めることができます。この式では、連続ピークトゥピークインダクタ電流をDCインダクタ電流の1/2の値に設定します。

$$L_{IDEAL} = [2V_{IN(MAX)} \times D(1 - D)] / (I_{OUT} \times f_{OSC})$$

ここで、 D は次式で与えられるデューティ比です。

$$D = 1 - (V_{IN} / V_{OUT})$$

L_{IDEAL} が与えられると、これに対応するピークトゥピークインダクタ電流は、 $0.5I_{OUT}/(1-D)$ となります。ピークインダクタ電流は、 $I_{IND(PK)} = 1.25I_{OUT}/(1-D)$ から求めます。

L_{IDEAL} よりも小さなインダクタンス値を使用すると、インダクタを小型にすることができます。しかし、あまり小さな値を使用すると、インダクタ電流が増加して出力リップルを抑制するのに大きな出力容量値が必要になる場合があります。

ステップアップ補償

インダクタと出力コンデンサは、性能、サイズ、コストを考慮して最初に選択するのが普通です。つぎに、制御ループの安定性を最適化するような補償用の抵抗とコンデンサを選択します。場合によっては、最適な結果が得られるようインダクタや出力コンデンサの値を再調整すると良いかもしれません。標準的な設計では、図1の回路に示されている部品の値を使用すると好結果が得られます。

ステップアップコンバータでは、電流モード制御を採用することにより制御ループの補償を簡素化します。コンバータが連続インダクタ電流で動作する場合(通常の場合)、ループ利得の周波数応答の右半面にゼロが現れます。安定性を確保するには、制御ループの利得が右半面のゼロの周波数よりもはるかに低い周波数 (f_C) で交差する(ユニティゲインよりも小さくなる)必要があります。

ステップアップチャンネルの補償に関連する特性は以下の通りです。

- トランスコンダクタンス (FBからCCまで)、 gm_{EA} (135 μ S)
- 電流センスアンプトランス抵抗、 R_{CS} (0.3V/A)
- フィードバック安定化電圧、 V_{FB} (1.25V)
- ステップアップ出力電圧、 V_{SU} (V単位)
- 出力負荷等価抵抗、 R_{LOAD} (= V_{OUT}/I_{LOAD} 単位)

ステップアップ補償の主要なステップは以下の通りです。

- 1) f_C を右半面のゼロ (RHPZ) よりも十分低い周波数に設定して C_C を計算します。
- 2) 許容される負荷ステップ過渡応答に基づいて R_C を選択します。 R_C は負荷電流ステップに対応する C_C ピンのデルタ電圧を定めます。
- 3) R_C と C_C を選択できるようにするために必要な出力フィルタコンデンサ (C_{OUT}) を計算します。
- 4) CPが必要かどうか(計算の結果 $C_P > 10$ pF となるかどうか)を判断します。

連続導通の場合、右半面のゼロ周波数 (f_{RHPZ}) は次式で与えられます。

$$f_{RHPZ} = V_{OUT}(1 - D)^2 / (2\pi \times L \times I_{LOAD})$$

ここで、 D = デューティサイクル = $1 - (V_{IN}/V_{OUT})$ 、 L はインダクタ値、 I_{LOAD} は最大出力電流です。通常、目標クロスオーバー周波数 (f_C) はRHPZの1/6に対応します。たとえば、 $f_{OSC} = 500$ kHz、 $V_{IN} = 2.5$ V、 $V_{OUT} = 5$ V、 $I_{OUT} = 0.5$ Aと仮定すると、 $R_{LOAD} = 10$ となります。 $L = 4.7$ μ Hを選択すると、 f_{RHPZ} は下記の値になります。

$$f_{RHPZ} = 5 (2.5 / 5)^2 / (2\pi \times 4.7 \times 10^{-6} \times 0.5) = 84.65 \text{ kHz}$$

$f_C = 14$ kHzを選択して C_C を次のように計算します。

$$C_C = (V_{FB} / V_{OUT})(R_{LOAD} / R_{CS})(gm / 2\pi \times f_C)(1 - D) \\ = (1.25 / 5)(10 / 0.3) \times [135\mu\text{S} / (6.28 \times 14 \text{ kHz})] (2/5) \\ = 6.4 \text{ nF}$$

6.8 nFを選択します。

ここで、過渡ドループの要件が満たされるように R_C を選択します。一例として、4%の過渡ドループが許容される場合、エラーアンプへの入力 は 0.04×1.25 V、すなわち50 mV変わります。エラーアンプの出力は、 R_C に50 mV \times 1.35 μ s、すなわち6.75 μ Aを流して過渡利得を与えます。電流検出トランスレジスタンスは0.3 V/Aであるため、必要とされる負荷ステップスイングを実現する R_C の値は以下の通りです。

ステップアップDC-DCコンバータでは、 L_{IDEAL} を採用した場合の出力電流とインダクタ電流の関係が次式で表わされます。

$$R_C = 0.3 I_{IND(PK)} / 6.75 \mu\text{A}$$

したがって、 $V_{IN} = 2.5$ V、 $V_{OUT} = 5$ Vの場合の500 mA出力負荷ステップでは、

$I_{IND(PK)} = 1.25 I_{OUT} / (1 - D) = 1.25 I_{OUT} \times V_{OUT} / V_{IN}$
 応答は2.5V/4.7μH、すなわち530mA/μsの割合で緩やかに変化するため、この場合はインダクタは応答を制限しません。

$$R_C = [1.25(0.3 \times 0.5 \times 5) / 2] / 6.75\mu A = 69.4k\Omega$$

つぎに、 $C_{OUT}R_{LOAD}$ 極が $R_C C_C$ ゼロを打ち消すように出力フィルタコンデンサを選択します。

$$C_{OUT} \times R_{LOAD} = R_C \times C_C$$

たとえば、

$$C_{OUT} = 68k\Omega \times 6.8nF / 10\Omega = 46\mu F$$

C_{OUT} として47μFを選択します。入手可能な C_{OUT} が計算値とかなり異なる場合は、入手可能な C_{OUT} の値を上式に代入して R_C を計算し直します。

代入する C_{OUT} の値が大きくなると R_C の値が大きくなり、過渡利得が増大する結果、過渡ドループが小さくなります。出力フィルタコンデンサのESRが無視できない場合、下記のゼロが現れます。

$$Z_{ESR} = 1 / (2\pi \times C_{OUT} \times R_{ESR})$$

$Z_{ESR} > f_C$ であれば、通常はセラミック出力コンデンサの場合と同様にこのゼロは無視できます。 Z_{ESR} が f_C よりも小さければ、このゼロはCCとGNDの間に接続されたコンデンサ C_P で形成される極により打ち消されます。

$$C_P = C_{OUT} \times R_{ESR} / R_C$$

計算の結果 $C_P < 10pF$ であれば、これは省略できます。

ステップダウン用部品の選択

この項では、ステップダウンコンバータ用部品、及びステップダウンモード(SUSD = GND)で使用する場合のメインコンバータ用部品の選択について説明します。

ステップダウンインダクタ

ステップダウンに必要な外付け部品として、インダクタ、入出力フィルタコンデンサ、補償RCネットワークがあります。

MAX1566/MAX1567ステップダウンコンバータは、連続インダクタ電流の場合に最大の効率が得られます。適切なインダクタ値(L_{IDEAL})は、次式から求められます。

$$L_{IDEAL} = [2(V_{IN}) \times D(1 - D)] / I_{OUT} \times f_{OSC}$$

これにより、ピークトゥピークインダクタ電流がDCインダクタ電流の1/2に設定されます。Dはデューティサイクルです。

$$D = V_{OUT} / V_{IN}$$

L_{IDEAL} が与えられると、ピークトゥピークインダクタ電流は $0.5I_{OUT}$ となります。絶対ピークインダクタ電流は $1.25I_{OUT}$ です。 L_{IDEAL} よりも小さなインダクタ値を使用すると、インダクタを小型にすることができます。しかし、あまり小さな値を使用すると、インダクタ電流が増加して出力リップルを抑制するのに大きな出力容量

値が必要になる場合があります。 L_{IDEAL} よりも大きなインダクタ値を使用すると大きな出力電流が得られますが、通常はインダクタのサイズも大きくなります。

ステップダウン補償

ステップダウン補償に関連する特性は以下の通りです。

- トランスコンダクタンス(FBからCCまで)、 $gmEA$ (135μS)
- ステップダウンスロープ補償極、 $P_{SLOPE} = V_{IN}/(\pi L)$
- 電流検出アンプトランスレジスタンス、 $R_{CS}(0.6V/A)$
- フィードバック安定化電圧、 $V_{FB}(1.25V)$
- ステップダウン出力電圧、 $V_{SD}(V単位)$

出力負荷等価抵抗、 $R_{LOAD}(=V_{OUT}/I_{LOAD}単位)$

ステップダウン補償の主要なステップは以下の通りです。

- 1) 補償用RCをゼロに設定して、 $R_{LOAD}C_{OUT}$ 極を打ち消します。
- 2) ループクロスオーバー周波数をスロープ補償極の1/5とスイッチング周波数の1/5の低い方よりも低く設定します。

たとえば、 $V_{IN} = 2.5V$ 、 $V_{OUT} = 1.8V$ 、 $I_{OUT} = 350mA$ とすると、 $R_{LOAD} = 5.14$ となります。

$f_{OSC} = 500kHz$ と $L = 5.6\mu H$ を選択すると、

$P_{SLOPE} = V_{IN}/(\pi L) = 142kHz$ となるので、 $f_C = 24kHz$ を選択して次式から C_C を計算します。

$$C_C = (V_{FB} / V_{OUT})(R_{LOAD} / R_{CS})(gm / 2\pi \times f_C) \\ = (1.25 / 1.8)(5.14 / 0.6) \times [135\mu S / (6.28 \times 24kHz)] \\ = 6.4nF$$

6.8nFを選択します。

ここで、過渡ドループの要件が満たされるようにRCを選択します。一例として、4%の過渡ドループが許容される場合、エラーアンプへの入力は $0.04 \times 1.25V$ 、すなわち50mV変わります。エラーアンプの出力は、 R_C に50mV \times 1.35μs、すなわち6.75μAを流して過渡利得を与えます。電流検出トランスレジスタンスは0.6V/Aであるため、必要とされる負荷ステップ状スイングを実現するRCの値は以下の通りです。

$$R_C = 0.6 I_{IND(PK)} / 6.75\mu A$$

ステップダウンDC-DCコンバータでは、 L_{IDEAL} を採用した場合の出力電流とインダクタ電流の関係が次式で表わされます。

$$I_{IND(PK)} = 1.25 I_{OUT}$$

したがって、 $V_{IN} = 2.5V$ 、 $V_{OUT} = 1.8V$ の場合の250mA出力負荷ステップでは、

$$R_C = (1.25 \times 0.6 \times 0.25) / 6.75\mu A = 27.8k\Omega$$

27k を選択します。

6チャンネル、高効率、 デジタルカメラ用電源

応答は $(V_{IN}-V_{OUT})/5.6\mu\text{H}$ 、すなわち $(2.5 - 1.8)/5.6\mu\text{H} = 125\text{mA}/\mu\text{s}$ の割合で緩やかに変化するため、この場合はインダクタが応答を幾分か制限します。

つぎに、次式により、 $C_{OUT}R_{LOAD}$ 極が $R_C C_C$ ゼロを打ち消すように出力フィルタコンデンサを選択します。

$$C_{OUT} \times R_{LOAD} = R_C \times C_C$$

たとえば、

$$C_{OUT} = 27\text{k}\Omega \times 6.8\text{nF} / 5.14\Omega = 35.7\mu\text{F}$$

セラミックコンデンサの値としては $22\mu\text{F}$ や $47\mu\text{F}$ がよく使用されるため、理想値の倍半以内の値である $22\mu\text{F}$ を使用しても安定性に関して十分な位相余裕が得られます。

出力フィルタコンデンサのESRが無視できない場合、下記のゼロが現れます。

$$Z_{ESR} = 1 / (2\pi \times C_{OUT} \times \text{RESR})$$

$Z_{ESR} < f_C$ であれば、通常はセラミック出力コンデンサの場合と同様にこのゼロは無視できます。 $Z_{ESR} < f_C$ であれば、このゼロはCCからGNDに接続されたコンデンサ C_P で形成される極により打ち消されます。

$$C_P = C_{OUT} \times \text{RESR} / R_C$$

計算の結果 $C_P < 10\text{pF}$ であれば、これは省略できます。

AUXコントローラ部品の選択

外部MOSFET

すべてのMAX1566/MAX1567 AUXコントローラは、外部ロジックレベルのMOSFETを駆動します。MOSFETを選択する際の重要なパラメータは下記の通りです。

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

MAX1566では、すべてのAUXドライバがNチャンネルMOSFET用に設計されています。MAX1567では、AUX2がDC-DCインバータであるためDL2はPチャンネルMOSFETの駆動用に設計されています。いずれのデバイスにおいても、ドライバ出力DL1とDL3はPVSUとGNDの間でスイングします。MOSFETドライバDL2は、INDL2とGNDの間でスイングします。

メイン出力電圧以下の電圧によるゲート駆動に対して特定されたオン抵抗のMOSFETを使用してください。ゲート電荷 Q_G は、ゲートの充電に関わるすべての静電容量を含んでおり、オン/オフ状態間のMOSFETの遷移時間を予測するのに役立ちます。MOSFETの電力損失は、オン抵抗損失と遷移損失の和です。オン抵抗損失は次式で表わされます。

$$P_{RDS(ON)} = D \times I_L^2 \times R_{DS(ON)}$$

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

$$P_{TRANS} = (V_{OUT} \times I_L \times f_{OSC} \times t_r) / 3$$

ここで、 V_{OUT} は出力電圧、 I_L は平均インダクタ電流、 f_{OSC} はスイッチング周波数、 t_r は遷移時間です。遷移時間はほぼ Q_G/I_G です。ここで、 Q_G は全ゲート電荷、 I_G はゲート駆動電流(0.5A typ)です。MOSFETの総電力損失は以下の通りです。

$$P_{MOSFET} = P_{RDS(ON)} + P_{TRANS}$$

ダイオード

ほとんどのAUXアプリケーションで、ショットキダイオードが出力電圧を整流します。

ショットキダイオードの低い順方向電圧と速い回復時間が、多くのアプリケーションで優れた性能を発揮します。出力電圧がダイオードの順方向電圧に比べて大きい、低電流($< 10\text{mA}$)、高電圧($> 10\text{V}$)の出力回路では、シリコン信号ダイオード(1N4148など)で十分な場合もあります。

AUX補償

補助コントローラは、電圧モード制御を用いてその出力電圧を安定化します。最適な補償は、設計においてインダクタ電流を連続とするか断続とするかにより異なります。

AUXステップアップ、断続インダクタ電流

インダクタ電流が各スイッチングサイクルでゼロまで下がる場合を断続と言います。インダクタは連続電流の場合のようには効率よく利用されませんが、軽負荷のアプリケーションでは、コイルの損失が他の損失に比べてすでに小さいのでたいていの場合ほとんど悪影響がありません。断続インダクタ電流の利点は、ループ補償の自由度が大きく、昇圧比に関する最大デューティサイクルの制限がないことです。

断続動作が確実に行なわれるようにするには、インダクタのインダクタンスを小さくして各サイクルで完全にエネルギーを放出させる必要があります。この条件は次式が成立する場合に満たされます。

$$L < [V_{IN}^2 (V_{OUT} - V_{IN}) / V_{OUT}^3] [R_{LOAD} / (2f_{OSC})]$$

断続電流による昇圧では、下記周波数に単一極があります。

$$f_P = (2V_{OUT} - V_{IN}) / (2\pi \times R_{LOAD} \times C_{OUT} \times V_{OUT})$$

ユニティゲインのクロスオーバー周波数 f_C が $f_{OSC}/10$ 以下で現れるように積分器のコンデンサを選択してください。高速の過渡応答を必要としないモータ、LEDまたは他の負荷に給電するような多くのAUX回路では、 f_C を $f_{OSC}/20$ 以下に設定することにより過補償しても良い場合が少なくありません。

その場合、 C_C は次式で決定されます。

$$C_C = [2V_{OUT} \times V_{IN} / ((2V_{OUT} - V_{IN}) \times V_{RAMP})] [V_{OUT} / (K(V_{OUT} - V_{IN}))]^{1/2} [(V_{FB} / V_{OUT})(g_m / (2\pi \times f_c))]$$

ここで、

$$K = 2L \times f_{OSC} / R_{LOAD}$$

また、 V_{RAMP} は、1.25Vの内部スロープ補償ランプ電圧です。

つぎに、極 f_P を打ち消すために $C_C R_C$ ゼロを用います。ここで、

$$R_C = R_{LOAD} \times C_{OUT} \times V_{OUT} / [(2V_{OUT} - V_{IN}) \times C_C]$$

AUXステップアップ、連続インダクタ電流

連続インダクタ電流を使用してピークインダクタ電流と出力電流の比を小さくすると、昇圧効率が向上することがあります。これを実現するには、インダクタンス値を大きくせざるを得ないので所定の電流定格の割に大きなサイズのインダクタが必要になります。連続インダクタ電流による昇圧動作では、下記に右半面のゼロ Z_{RHP} があります。

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

ここで、 $(1-D) = V_{IN}/V_{OUT}$ (昇圧コンバータにおいて) 下記に複素極対があります。

$$f_0 = V_{OUT} / [2\pi \times V_{IN} (L \times C_{OUT})^{1/2}]$$

出力容量とESRで形成されるゼロが右半面のゼロの1/10よりも小さければ、次のようになります。

$$Z_{COUT} = 1 / (2\pi \times C_{OUT} \times ESR) < Z_{RHP} / 10$$

つぎに、クロスオーバー周波数 f_c が Z_{COUT} に現れるように C_C を選択してください。ESRのゼロにより、クロスオーバー周波数での位相が大きくなります。

$$C_C = (V_{IN} / V_{RAMP}) (V_{FB} / V_{OUT}) [g_m / (2\pi \times Z_{COUT})]$$

積分器のゼロ $1/(2\pi \times R_C \times C_C)$ が f_0 に来るように R_C を選択して、極対の1つを打ち消します。

$$R_C = V_{IN}(L \times C_{OUT})^{1/2} / (V_{OUT} \times C_C)$$

Z_{COUT} が $Z_{RHP}/10$ 以上(通常、セラミック出力コンデンサを用いた場合と同様に)で、連続導通が要求される場合は、 Z_{RHP} と f_0 の前でループを交差させてください。

$$f_c < f_0 / 10, \text{ and } f_c < Z_{RHP} / 10$$

この場合、

$$C_C = (V_{IN} / V_{RAMP}) (V_{FB} / V_{OUT}) (g_m / (2\pi \times f_c))$$

次式が成り立ちます。

$$1 / (2\pi \times R_C \times C_C) = 1 / (2\pi \times R_{LOAD} \times C_{OUT}), \text{ したがって、}$$

$$R_C = R_{LOAD} \times C_{OUT} / C_C$$

もしくは、断続動作に対するインダクタ値を減らします。

MAX1567 AUX2インバータ補償、 断続インダクタ電流

負荷電流がきわめて小さい(40mA)場合は、ループ補償を簡素化し、インバータの入出力比に関するデューティサイクルの制限を排除するために断続電流を選択します。断続動作が確実に行なわれるようにするには、インダクタのインダクタンスを小さくして各サイクルで完全にエネルギーを放出させる必要があります。この条件は次式が成立するとき満たされます。

$$L < [V_{IN} / (|V_{OUT}| + V_{IN})]^2 R_{LOAD} / (2f_{OSC})$$

断続電流インバータでは、下記周波数に単一極があります。

$$f_P = 2 / (2\pi \times R_{LOAD} \times C_{OUT})$$

ユニティゲインのクロスオーバー周波数 f_c が $f_{OSC}/10$ 以下で現れるように積分器のコンデンサを選択してください。高速の過渡応答を必要としない多くのAUX回路では、 f_c を $f_{OSC}/20$ 以下に設定することにより過補償しても良い場合が少なくありません。

その場合、 C_C は次式で決定されます。

$$C_C = [V_{IN} / (K^{1/2} \times V_{RAMP})] [V_{REF} / (V_{OUT} + V_{REF})] [g_m / (2\pi \times f_c)]$$

ここで、 $K = 2L \times f_{OSC} / R_{LOAD}$ 、 V_{RAMP} は、1.25Vの内部スロープ補償ランプ電圧です。

つぎに、 $C_C R_C$ ゼロを用いて極 f_P を打ち消します。したがって、

$$R_C = (R_{LOAD} \times C_{OUT}) / (2C_C)$$

MAX1567 AUX2インバータ補償、 連続インダクタ電流

大きな負荷電流(50mA以上)に対しては、連続インダクタ電流の方が適している場合があります。これは、ピークインダクタ電流と出力電流の比を小さくすることにより効率が向上するためです。これを実現するには、インダクタンス値を大きくせざるを得ないので所定の電流定格の割に大きなサイズのインダクタが必要になります。連続インダクタ電流によるインバータ動作では、周波数に右半面のゼロ Z_{RHP} があります。

$$Z_{RHP} = [(1 - D)^2 / D] \times R_{LOAD} / (2\pi \times L)$$

ここで、 $D = |V_{OUT}| / (|V_{OUT}| + V_{IN})$ (インバータにおいて)

下記に複素極対があります。

$$f_0 = (1 - D) / (2\pi(L \times C)^{1/2})$$

出力コンデンサ容量とESRで形成されるゼロが右半面のゼロの1/10よりも小さければ、次のようになります。

$$Z_{COUT} = 1 / (2\pi \times C_{OUT} \times ESR) < Z_{RHP} / 10$$

つぎに、クロスオーバー周波数 f_c が Z_{COUT} に現れるように C_C を選択してください。ESRのゼロにより、クロスオーバー周波数での位相が大きくなります。

6チャンネル、高効率、 デジタルカメラ用電源

$$C_C = (V_{IN} / V_{RAMP}) [V_{REF} / (V_{REF} + |V_{OUT}|)] [gm / (2\pi \times Z_{COUT})]$$

積分器のゼロ $1 / (2\pi \times R_C \times C_C)$ が f_0 に来るように R_C を選択して、極対の1つを打ち消します。

$$R_C = (L \times C_{OUT})^{1/2} / [(1 - D) \times C_C]$$

Z_{COUT} が $Z_{RHP} / 10$ 以上 (通常、セラミック出力コンデンサを用いた場合と同様に) で、連続導通が要求される場合は、 Z_{RHP} と f_0 の前でループを交差させてください。

$$f_c < f_0 / 10, \text{ and } f_c < Z_{RHP} / 10$$

この場合、

$$C_C = (V_{IN} / V_{RAMP}) [V_{REF} / (V_{REF} + |V_{OUT}|)] [gm / (2\pi \times f_c)]$$

次式が成り立ちます。

$$1 / (2\pi \times R_C \times C_C) = 1 / (2\pi \times R_{LOAD} \times C_{OUT}), \text{ したがって, } R_C = R_{LOAD} \times C_{OUT} / C_C$$

もしくは、断続動作に対するインダクタ値を減らします。

アプリケーション情報

標準動作回路

図1、2、3は、AAとLi+バッテリー構成の接続を示します。図7～13は、AUX1、2、3コントローラの各種接続を示します。図15、16、17は、 \overline{SDOK} 、 $\overline{AUX1OK}$ 、SCF出力の各種接続を示します。

図1. 1個のLi+セルの標準動作回路

この接続では、メインコンバータがステップダウンコンバータ (SUSD = GND) として動作し、PVSUから給電されます。この回路は、メインの3.3V出力を発生するために昇降圧動作を行ない、Li+セルの電圧範囲2.7V～4.2Vにわたって安定化された3.3V出力が保たれます。バッテリーから3.3V出力までの複合効率は90%に達します。

ステップダウン1.8V(コア)出力は、 V_{BATT} から直接供給されます。

CCD電圧とLCD電圧は、トランスレス回路により発生します。AUX1は、正CCDバイアスとLCDバイアス用に+15Vを発生します。MAX1567 AUX2インバータは、負CCDバイアス用に-7.5Vを発生します。AUX3コントローラは、LCDのバックライトとして機能する4個の白色LEDの直列ネットワーク用に安定化された電流を発生します。

図2. 2個のAAセルの標準動作回路

図2は、ステップダウン入力(PVSD)をメイン出力(PVM)に接続することにより2セルのAA入力(1.5V～3.7V)に

最適化されます。メイン3.3V出力は、ステップアップコンバータ(SUSD = PVSD)としてバッテリーから直接動作します。この場合、1.8Vコア出力は、最大効率が90%の昇降圧コンバータとして動作します。他の回路は図1と変わりません。

図3. 2個のAAセルと1個のLi+セルの標準動作回路

MAX1566/MAX1567は、さらに、1個のLi+セル、2個のAAセルのいずれかにより同一設計の負荷に電源を供給できます。ステップダウン入力とメイン入力をともにPVSUに接続する場合は、3.3V出力と1.8V出力の両方が昇降圧コンバータとして動作します。この場合、バッテリーからVSDを直接降圧する場合に比べて効率は不利となりますが、1.5V入力の場合は効率の低下がありません。なお、縦続接続された昇降圧コンバータは、他の昇降圧方式に比べて効率が優れています。

LED、LCD、及びその他の昇圧アプリケーション

どのAUXチャンネル(MAX1567のAUX2インバータの場合を除く)も広範なステップアップアプリケーションに使用できます。こうしたアプリケーションの例として、モータやアクチュエータ駆動用の5Vなどの電圧の発生、LCDバイアス用の15Vなどの電圧の発生、バックライト点灯用白色LEDシリーズアレイを効率良く駆動するためのステップアップ電流ソースの発生が挙げられます。図7と8は、これらアプリケーションの例を示します。

複数出力フライバック回路

一部のアプリケーションでは、単一のコンバータチャンネルから複数の電圧を取り出す必要があります。こうした要求は、CCDバイアスやLCD電源用の電圧を発生する際によく使われます。図9は、AUXチャンネルを備えた2出力のフライバック構成を示します。コントローラは、トランスの一次巻線を切り替える外部MOSFETを駆動します。トランスの2つの二次巻線が出力電圧を発生します。正の1つの出力電圧しかフィードバックできないので、他の電圧はトランス二次巻線の巻数比により設定します。他の二次電圧の負荷安定性は、トランスのリークインダクタンスと巻線抵抗で決まります。フィードバックされない二次巻線の負荷がフィードバックされる二次巻線の負荷に比べて小さいとき、電圧安定度が最も高くなります。負荷電流の範囲が限られる場合も、安定度は改善されます。所定のアプリケーションに関する適正な設計については、トランスメーカーにご相談ください。

負CCDバイアス用トランスレスインバータ (AUX2、MAX1567)

MAX1567では、AUX2は反転構成の外部PチャンネルMOSFETを駆動するように設定されます。DL2がローレベルになるとMOSFETがターンオンし、FB2は極性が反転してスレッシュホールドは0Vとなります。これは、特に負の大きなCCD負荷電流を持つ高画素カメラに、トランスなしで負のCCDバイアスを発生する場合に有用です。図10は回路例を示します。

正及び負出力のチャージポンプによる昇圧

バイポーラ出力電圧をトランスなしで発生するもう一つの方法は、図11に示されるように、AUXコントローラとチャージポンプ回路を用いるものです。MOSFET Q1がターンオフすると、そのドレイン電圧が上昇して V_{OUT+} に電流が供給されます。同時に、C1はD1を通して電圧 V_{OUT+} に充電します。MOSFETがターンオンすると、C1はD3を通して放電するので、C3が V_{OUT-} からD3両端の電圧降下を差し引いた電圧まで充電され、 V_{OUT+} と逆極性のほぼ同じ電圧が V_{OUT-} に発生します。

正電圧と負電圧に対して異なる大きさが要求される場合は、出力の1つにリニアレギュレータを用いて所望の電圧を得ることができます。こうした接続の一例を図12に示します。この回路は、正出力のリニアレギュレータが負電圧出力を安定化できるという点で普通のものやや異なっています。この回路は、出力で直接安定化せずにフライングコンデンサに流れる充電電流を制御することにより目的を達成します。

SEPIC昇降圧

MAX1566/MAX1567のスイッチ内蔵ステップアップ、メイン、ステップダウンの各コンバータは、カスケード接続することにより高効率の昇降圧コンバータにすることができますが、AUX_コントローラを用いて第2の昇降圧コンバータを構成するのが望ましい場合もあります。

ステップアップ/ステップダウンコンバータの1つのタイプは、図13に示すSEPICです。インダクタL1とL2をそれぞれ独立したインダクタとすることもできますが、単一コアに巻線を巻いてトランスのように磁気結合させることもできます。通常、結合インダクタでは、一部の電力が結合を通して伝達されるために比較的少ない電力が結合コンデンサ(C2)を通過するので効率が改善されます。同様に、C2のESRが小さいため効率が改善されます。リップル電流定格は、入力電流と出力電流のいずれか大きな方よりも大きくなければなりません。MOSFET(Q1)のドレインソース電圧定格とダイオード(D1)の逆電圧定格は、入力電圧と出力電圧の和よりも大きくなければなりません。ステップアップ及び

ステップダウン回路の他のタイプとして、フライバックコンバータと後ろにリニアレギュレータを接続したステップアップコンバータがあります。

MAX1801スレーブの追加

MAX1801は、追加出力電圧の発生用として接続可能な6ピンのSOTスレーブDC-DCコントローラです。これ自体は、リファレンスや発振器を発生しておらず、代わりにMAX1566/MAX1567のリファレンスと発振器を使用します(図14)。MAX1801コントローラの動作と設計はMAX1566/MAX1567 AUXコントローラの動作と設計に似ています。「AUXコントローラ部品の選択」の節の説明はすべて追加されるMAX1801スレーブコントローラにも適用されます。詳しくは、MAX1801のデータシートを参照してください。

ステータス出力の利用法

MAX1566/MAX1567は、 \overline{SDOK} 、 $\overline{AUX1OK}$ 、SCFの3つのステータス出力を備えています。これらは、ステップダウンチャンネル、AUX1チャンネル、過負荷短絡保護のステータスを監視します。各出力は、最大限の融通性を持たせるためにオープンドレインタイプとしてあります。図15、16、17は、こうした出力の可能な接続方法の例を示します。

電源シーケンスへの \overline{SDOK} と $\overline{AUX1OK}$ の使用

ステップダウンコンバータが安定状態に達すると \overline{SDOK} はローレベルになります。低電圧コア電源を備えた一部のマイクロコントローラでは、コアに確実に給電されるまで高電圧(3.3V)I/Oレールを起動しないする必要があります。図15の回路では、3.3V出力とプロセッサのI/O電源との間に接続されたPFETのゲートを駆動することによりこれを実現します。

図16は、+15V出力が安定状態に入った場合のみ $\overline{AUX1OK}$ が5V電源をCCDにゲート制御するようにした同様のアプリケーションを示します。

これとは別に、RCネットワークを接続して適切なコンバータのON_入力を遅延させることにより電源シーケンスを実施することもできます。

全負荷スタートアップへのSCFの使用

SCF出力は、ステップアップコンバータが安定状態に達した場合のみローレベルになります。これを使用すると、過負荷が発生した場合に、選択された電源の負荷を遮断するPチャンネルMOSFETを駆動することができます。もしくは、電源が安定状態に達するまで負荷を除去することで全負荷スタートアップを有効に行なうことができます。図17は、ステップアップ出力に関するこうした接続を示します。

6チャンネル、高効率、 デジタルカメラ用電源

V_{SD} を1.25V未満に設定

ステップダウンフィードバック電圧は1.25Vです。標準の2抵抗フィードバックネットワークを用いて、出力電圧を1.25Vと入力電圧の間の値に設定することもできます。1.25Vよりも低いステップダウン出力電圧が必要であれば、第3のフィードバック抵抗を追加してFBSDから1.25Vよりも高い電圧に接続することにより設定できます。図18に示すように、ステップアップ出力またはメイン出力はこうした目的に適っています。

図18の回路の出力電圧を決定する式は、以下の通りです。

$$0 = [(V_{SD} - V_{FBSD}) / R1] + [(0 - V_{FBSD}) / R2] + [(V_{SU} - V_{FBSD}) / R3]$$

ここで、 V_{SD} は出力電圧、 V_{FBSD} は1.25V、 V_{SU} はステップアップ出力電圧です。1.25Vよりも高い任意の電圧を図18のR3及び上式の V_{SD} 項に対応する接続点として用いることができます。R1、R2、R3には複数の選択肢があるので上式を1つの抵抗によって記述することができません。抵抗値の最良の決定方法は、上式をスプレッドシートに入力して概算の抵抗値を試験することです。最初にR2とR3を100kとして始めると良いでしょう。

PCボードの設計

MAX1566/MAX1567の性能を最大限に活用するには、優れたプリント基板レイアウトが重要です。不適切な設計は過大な伝導ノイズや放射ノイズの原因となります。断続電流が流れる導体はできる限り短くし、大電流が流れる導体はできる限り広くしてください。電源グランド電流の影響を最小限に抑えるために、リファレンスと信号グランドを含む独立した低ノイズグランドプレーンは、電源グランドプレーンに一点のみで接続されるようにしてください。通常、グランドプレーンをICの真下で接続するのが最良です。

電圧フィードバックネットワークは、できる限りICの近く(FB_ピンから5mm(0.2インチ)以内が最適)に配置してください。dV/dtの大きなノード(スイッチングノード)は、できる限り小さくしてFB_などのハイインピーダンスノードから遠ざけます。PCボードの完全な例については、MAX1566/MAX1567評価キットのデータシートを参照してください。

チップ情報

TRANSISTOR COUNT: 9420

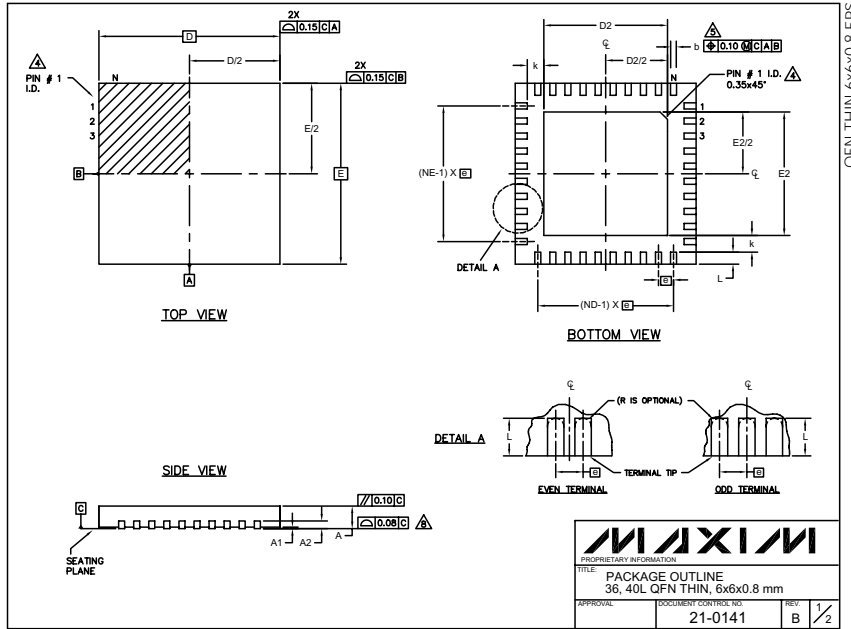
PROCESS: BiCMOS

6チャンネル、高効率、 デジタルカメラ用電源

MAX1566/MAX1567

パッケージ

(このデータシートに掲載されているパッケージ仕様は、最新版が反映されているとは限りません。最新のパッケージ情報は、www.maxim-ic.com/ja/packagesをご参照下さい。)



COMMON DIMENSIONS						
SYMBOL	36L 6x6			40L 6x6		
	MIN.	NOM.	MAX.	MIN.	NOM.	MAX.
A	0.70	0.75	0.80	0.70	0.75	0.80
A1	0	0.02	0.05	0	0.02	0.05
A3	0.20 REF.		0.20 REF.			
b	0.20	0.25	0.30	0.20	0.25	0.30
D	5.90	6.00	6.10	5.90	6.00	6.10
E	5.90	6.00	6.10	5.90	6.00	6.10
e	0.50 BSC.		0.50 BSC.			
k	0.25	-	-	0.25	-	-
L	0.45	0.55	0.65	0.30	0.40	0.50
N	36			40		
ND	9			10		
NE	9			10		
JEDEC	WJJD-1			WJJD-2		

EXPOSED PAD VARIATIONS						
PKG. CODES	D2			E2		
	MIN.	NOM.	MAX.	MIN.	NOM.	MAX.
T3666-1	3.60	3.70	3.80	3.60	3.70	3.80
T4066-1	4.00	4.10	4.20	4.00	4.10	4.20

NOTES:

- DIMENSIONING & TOLERANCING CONFORM TO ASME Y14.5M-1994.
- ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS. ANGLES ARE IN DEGREES.
- N IS THE TOTAL NUMBER OF TERMINALS.
- THE TERMINAL #1 IDENTIFIER AND TERMINAL NUMBERING CONVENTION SHALL CONFORM TO JEDEC SPP-012. DETAILS OF TERMINAL #1 IDENTIFIER ARE OPTIONAL, BUT MUST BE LOCATED WITHIN THE ZONE INDICATED. THE TERMINAL #1 IDENTIFIER MAY BE EITHER A MOLD OR MARKED FEATURE.
- DIMENSION b APPLIES TO METALLIZED TERMINAL AND IS MEASURED BETWEEN 0.25 mm AND 0.30 mm FROM TERMINAL TIP.
- ND AND NE REFER TO THE NUMBER OF TERMINALS ON EACH D AND E SIDE RESPECTIVELY.
- DEPOPULATION IS POSSIBLE IN A SYMMETRICAL FASHION.
- COPLANARITY APPLIES TO THE EXPOSED HEAT SINK SLUG AS WELL AS THE TERMINALS.
- DRAWING CONFORMS TO JEDEC MO220.
- WARPAGE SHALL NOT EXCEED 0.10 mm.

MAXIM

PROPRIETARY INFORMATION

TITLE PACKAGE OUTLINE
36, 40L QFN THIN, 6x6x0.8 mm

APPROVAL: _____ DOCUMENT CONTROL NO: 21-0141 REV: B 2/2

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

マキシムでは、マキシム製品に完全に組み込まれた回路以外の回路の使用については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しに回路及び仕様を変更する権利を保留します。

Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 408-737-7600 _____ 35