

5チャンネルスリムDSC電源

概要

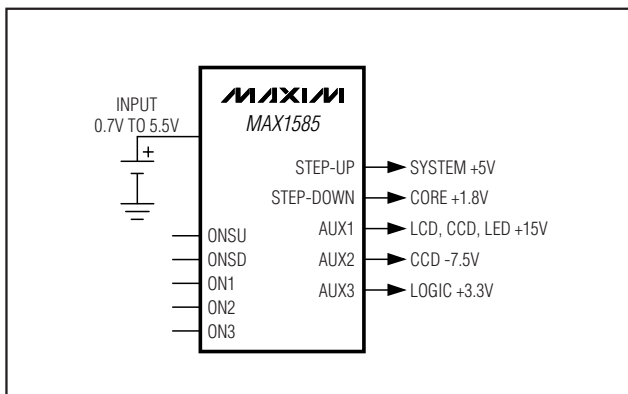
MAX1584/MAX1585は、小型デジタルカメラに必要な機能をすべて備えた電源ソリューションです。2セルのAAバッテリーや1セルのLi+バッテリー、デュアルバッテリーを制御する従来のマルチチャンネルコントローラと比較して、性能、部品点数、及びサイズのすべての面で改良が施されています。重要性の高い電源にはオンチップMOSFETを採用して95%の効率を実現するとともに、外付けFETを駆動するチャンネルも持ち、設計の柔軟性を高めています。この結果、総合的な効率とコストを最適化するとともに基板スペースを削減します。

MAX1584/MAX1585には、5つの高効率DC-DC変換チャンネルが搭載されています。

- ◆ ステップアップDC-DCコンバータ(FET内蔵)
- ◆ ステップダウンDC-DCコンバータ(FET内蔵)
- ◆ CCD、LCD、LEDなど用のPWM DC-DCコントローラ、3チャンネル

ステップダウンDC-DCコンバータはバッテリー直結動作だけでなく、ステップアップ出力に接続して昇降圧を行うこともできます(総合効率は最大90%)。MAX1584にもMAX1585にも、PWM DC-DCコントローラが3チャンネルずつ搭載されています。MAX1584はステップアップコントローラが2チャンネル、ステップダウンコントローラが1チャンネル、MAX1585はステップアップコントローラが1チャンネル、反転コントローラが1チャンネル、ステップダウンコントローラが1チャンネルという構成です。DC-DCチャンネルは、すべて同じ周波数で動作します。動作周波数は、サイズ、コスト、及び効率がバランスするように、100kHz~1MHzの範囲で選ぶことができます。この他の特長としては、ソフトスタートやパワーOK出力、過負荷保護などがあります。MAX1584/MAX1585のパッケージは、省スペース型の32ピン薄型QFNパッケージです。設計時間を短縮する評価キットも用意しています。

標準動作回路



特長

- ◆ ステップアップDC-DCコンバータ(効率：95%)
- ◆ ステップダウンDC-DCコンバータ
バッテリー直結動作時のステップダウン効率は95%
ステップアップと組みあわせた昇降圧効率は90%
- ◆ 補助PWM DC-DCコントローラ、3チャンネル
- ◆ トランスレス(MAX1585)
- ◆ 動作周波数：1MHz以下
- ◆ シャットダウンモード(1mA)
- ◆ ソフトスタート制御内蔵
- ◆ 過負荷保護
- ◆ 小型32ピン、薄型QFNパッケージ(5mm x 5mm)

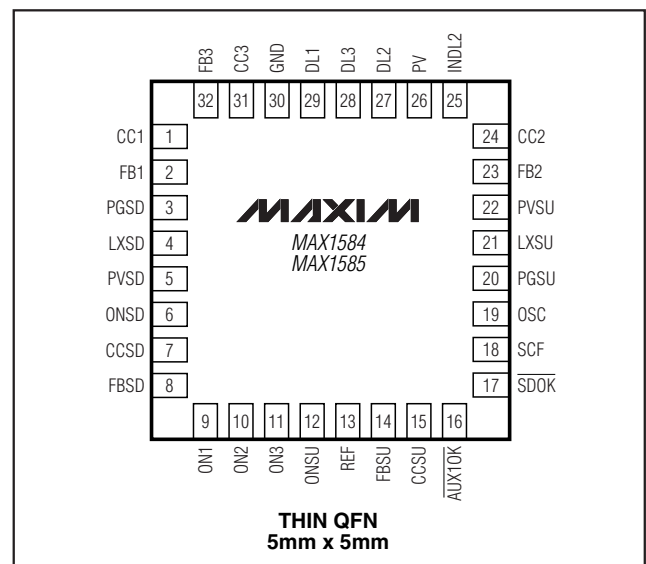
アプリケーション

デジタルカメラ
PDA

型番

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE	AUX FUNCTIONS
MAX1584ETJ	-40°C to +85°C	32 Thin QFN 5mm x 5mm	2 step-up 1 step-down
MAX1585ETJ	-40°C to +85°C	32 Thin QFN 5mm x 5mm	1 step-up 1 step-down 1 inverting

ピン配置



5チャンネルスリムDSC電源

MAX1584/MAX1585

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PV, PVSU, PVSD, \overline{SDOK} , $\overline{AUX1OK}$, SCF, ON ₋ , FB ₋ to GND.....	-0.3V to +6V
PGND to GND.....	-0.3V to +0.3V
INDL2, DL1, DL3 to GND.....	-0.3V to (PVSU + 0.3V)
DL2 to GND.....	-0.3V to (INDL2 + 0.3V)
PV to PVSU.....	-0.3V to +0.3V
LXSU 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 ($T_A = +70^\circ\text{C}$) 32-Pin Thin QFN (derate 22mW/ $^\circ\text{C}$ above $+70^\circ\text{C}$).....	1700mW
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 PGND, and LXSD has internal clamp diodes to PVSD and PGND. Applications that forward bias these diodes should take care not to exceed the device's 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

($V_{PVSU} = V_{PV} = V_{PVSD} = V_{INDL2} = 3.6\text{V}$, $T_A = 0^\circ\text{C}$ 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	$I_{LOAD} < 1\text{mA}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$, 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	5	μA
Supply Current into PV with Step-Up Enabled	$ONSU = 3.6\text{V}$, $FBSU = 1.5\text{V}$ (does not include switching losses)		300	450	μA
Supply Current into PV with Step-Up and Step-Down Enabled	$ONSU = ONSD = 3.6\text{V}$, $FBSU = 1.5\text{V}$, $FBSD = 1.5\text{V}$ (does not include switching losses)		450	700	μA
Total Supply Current from PV and PVSU with Step-Up and One AUX Enabled	$ONSU = ON1 = 3.6\text{V}$, $FBSU = 1.5\text{V}$, $FB2 = 1.5\text{V}$ (does not include switching losses)		400	650	μA
REFERENCE					
Reference Output Voltage	$I_{REF} = 20\mu\text{A}$	1.23	1.25	1.27	V
Reference Load Regulation	$10\mu\text{A} < I_{REF} < 200\mu\text{A}$		4.5	10	mV
Reference Line Regulation	$2.7 < PVSU < 5.5\text{V}$		1.3	5	mV
OSCILLATOR					
OSC Discharge Trip Level	Rising edge	1.225	1.25	1.275	V
OSC Discharge Resistance	$OSC = 1.5\text{V}$, $I_{OSC} = 3\text{mA}$		52	80	Ω
OSC Discharge Pulse Width			150		ns
OSC Frequency	$R_{OSC} = 47\text{k}\Omega$, $C_{OSC} = 100\text{pF}$		500		kHz
STEP-UP DC-DC CONVERTER					
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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(VPVSU = VPV = VPVSD = VINDL2 = 3.6V, TA = 0°C to +85°C, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Step-Up Voltage Adjust Range		3.0		5.5	V
Start Delay of ONSD, ON1, ON2, 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	+1	+100	nA
Idle Mode™ Trip Level	(Note 6)		150		mA
Current-Sense Amplifier Transresistance			0.275		V/A
Step-Up Maximum Duty Cycle	FBSU = 1V	80	85	90	%
PVSU Leakage Current	VLX = 0V, PVSU = 5.5V		0.1	5	μA
LXSU Leakage Current	VLXSU = VOUT = 5.5V		0.1	5	μA
Switch On-Resistance	N channel		95	150	mΩ
	P channel		150	250	
N-Channel Current Limit		2.4	2.8	3.2	A
P-Channel Turn-Off Current			20		mA
Startup Current Limit	PVSU = 1.8V (Note 5)		450		mA
Startup tOFF	PVSU = 1.8V		700		ns
Startup Frequency	PVSU = 1.8V		200		kHz
STEP-DOWN DC-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	(Note 6)		100		mA
Current-Sense Amplifier Transresistance			0.5		V/A
LXSD Leakage Current	VLXSD = 0 to 3.6V, PVSU = 3.6V		0.1	5	μA
Switch On-Resistance	N channel		95	150	mΩ
	P channel		150	250	
P-Channel Current Limit		0.65	0.8	0.95	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

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

5チャンネルスリムDSC電源

MAX1584/MAX1585

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(VPVSU = VPV = VPVSD = VINDL2 = 3.6V, TA = 0°C to +85°C, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
AUX1, 2, 3 DC-DC CONTROLLERS					
Maximum Duty Cycle	FB_ = 1V	80	85	90	%
FB1 and FB3 Regulation Voltage	FB_ = CC_	1.231	1.25	1.269	V
FB2 (MAX1584) Regulation Voltage	FB_ = CC_	1.231	1.25	1.269	V
FB2 (MAX1585) (Inverter) Regulation Voltage	FB_ = CC_	-0.01	0	+0.01	V
FB_ to CC_ Transconductance	FB_ = CC_	80	135	185	μS
FB_ Input Leakage Current	FB_ = 1.25V	-100	+1	+100	nA
DL_ Driver Resistance	Output high or low		2.5	10	Ω
DL_ Drive Current	Sourcing or sinking		0.5		A
Soft-Start Interval			4096		OSC cycles
AUX1OK Output Low Voltage	0.1mA into $\overline{\text{AUX1OK}}$		0.01	0.1	V
AUX1OK Leakage Current	ONSU = GND		0.01	1	μA
OVERLOAD AND THERMAL 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 Shutdown			+160		°C
Thermal Hysteresis			20		°C
LOGIC INPUTS					
ON_ Input Low Level	1.1V < PVSU < 1.8V (ONSU only)			0.2	V
	1.8V < PVSU < 5.5V			0.4	
ON_ Input High Level	1.1V < PVSU < 1.8V (ONSU only)	VPVSU - 0.2			V
	1.8V < PVSU < 5.5V	1.6			
ON_ Impedance to GND	ON_ = 3.35V		330		kΩ

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(VPVSU = VPV = VPVSD = VINDL2 = 3.6V, TA = -40°C to +85°C, unless otherwise noted.) (Note 8)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	MAX	UNITS
GENERAL				
Input Voltage Range	(Note 2)	0.7	5.5	V
Shutdown Supply Current into PVSU	PVSU = 3.6V		5	μA
Supply Current into PV with Step-Up Enabled	ONSU = 3.6V, FBSU = 1.5V (does not include switching losses)		450	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)		700	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)		650	μA
REFERENCE				
Reference Output Voltage	IREF = 20μA	1.225	1.275	V
Reference Load Regulation	10μA < IREF < 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, IOSC = 3mA		80	Ω
STEP-UP DC-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		1.225	1.275	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	VLX = 0V, PVSU = 5.5V		5	μA
LXSU Leakage Current	VLXSU = VOUT = 5.5V		5	μA
Switch On-Resistance	N channel		150	mΩ
	P channel		250	
N-Channel Current Limit		2.4	3.2	A
STEP-DOWN DC-DC CONVERTER				
Step-Down Output Voltage Adjust Range	PVSD must be greater than output (Note 7)	1.25	5.00	V

5チャンネルスリムDSC電源

MAX1584/MAX1585

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{PVSU} = V_{PV} = V_{PVSD} = V_{INDL2} = 3.6V$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted.) (Note 8)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	MAX	UNITS
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	0.95	A
\overline{SDOK} Output Low Voltage	0.1mA into \overline{SDOK}		0.1	V
\overline{SDOK} Leakage Current	ONSU = GND		1	μA
AUX1, 2, 3 DC-DC CONTROLLERS				
Maximum Duty Cycle	FB_ = 1V	80	90	%
FB1 and FB3 Regulation Voltage	FB_ = CC_	1.225	1.275	V
FB2 (MAX1584) Regulation Voltage	FB_ = CC_	1.225	1.275	V
FB2 (MAX1585) (Inverter) Regulation Voltage	FB_ = CC_	-0.01	+0.01	V
FB_ to CC_ Transconductance	FB_ = CC_	80	185	μS
FB_ Input Leakage Current	FB_ = 1.25V	-100	+100	nA
DL_ Driver Resistance	Output high or low		10	Ω
AUX1OK Output Low Voltage	0.1mA into AUX1OK		0.1	V
AUX1OK Leakage Current	ONSU = GND		1	μA
OVERLOAD AND THERMAL 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_ Input Low Level	1.1V < PVSU < 1.8V (ONSU only)		0.2	V
	1.8V < PVSU < 5.5V		0.4	
ON_ Input High Level	1.1V < PVSU < 1.8V (ONSU only)	$V_{PVSU} - 0.2$		V
	1.8V < PVSU < 5.5V	1.6		

Note 2: The MAX1584/MAX1585 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 input battery to PVSU, is required for low-voltage startup, or if PVSD is connected to V_{IN} instead of PVSU.

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 *Applications Information* section.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{PVSU} = V_{PV} = V_{PVSD} = V_{INDL2} = 3.6V$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted.) (Note 8)

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

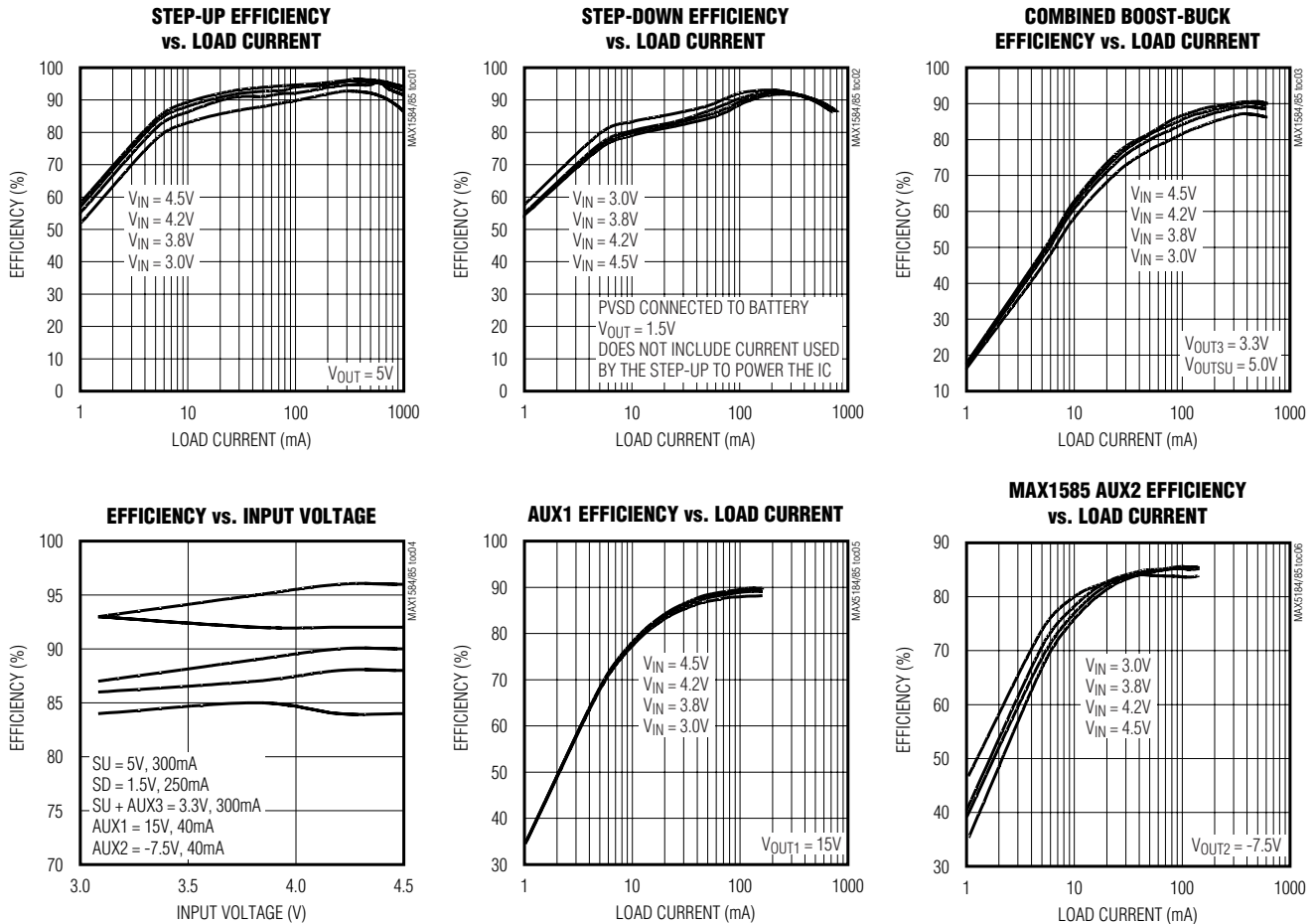
Note 6: The idle mode current threshold is the transition point between fixed-frequency PWM operation and idle mode operation (where switching rate varies with load). The specification is given in terms of inductor current. In terms of output current, the idle mode transition varies with input-output voltage ratio and inductor value. For the step-up, the transition output current is approximately 1/3 the inductor current when stepping from 2V to 3.3V. For the step-down, the transition current in terms of output current is approximately 3/4 the inductor current when stepping down from 3.3V to 1.8V.

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

標準動作特性

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

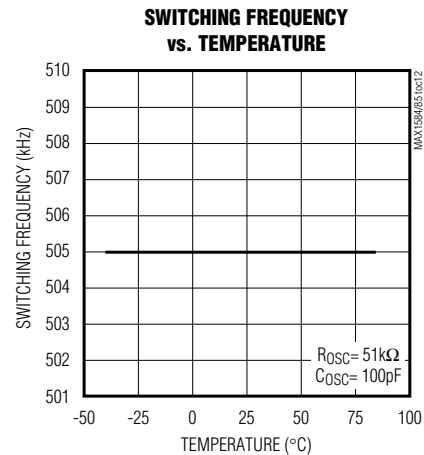
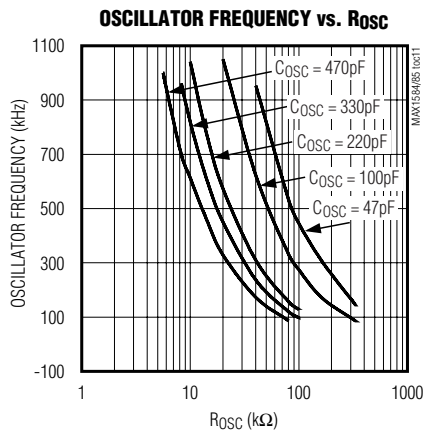
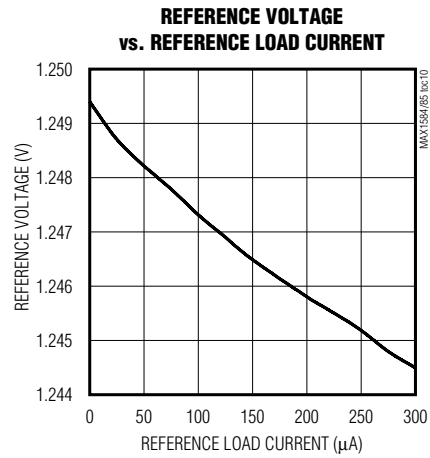
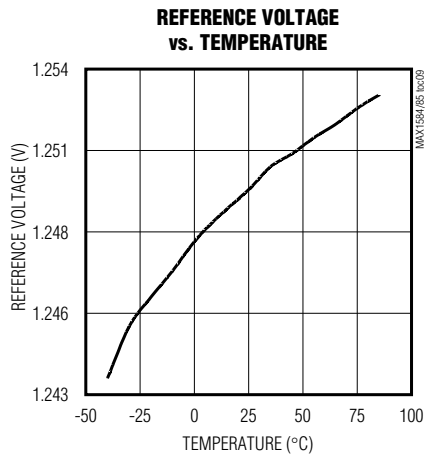
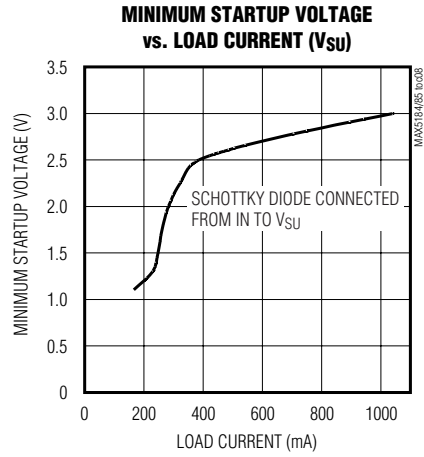
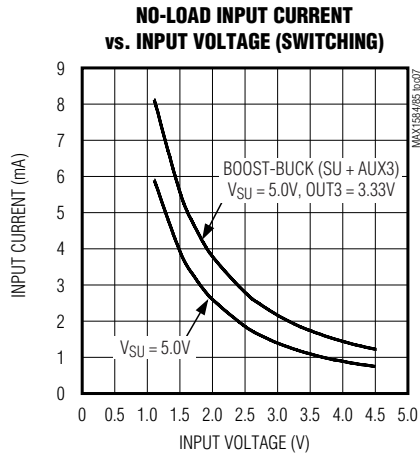


5チャンネルスリムDSC電源

MAX1584/MAX1585

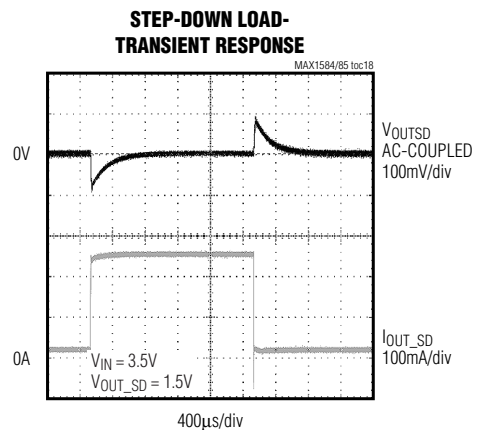
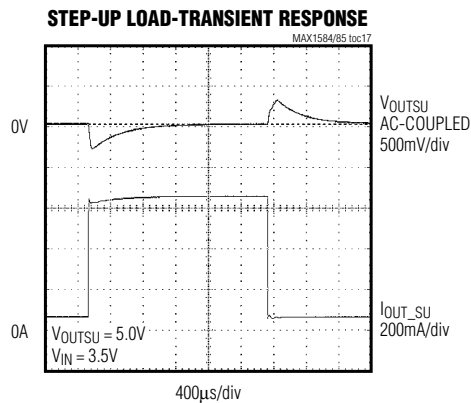
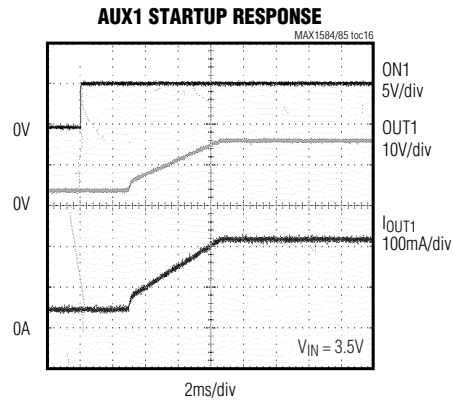
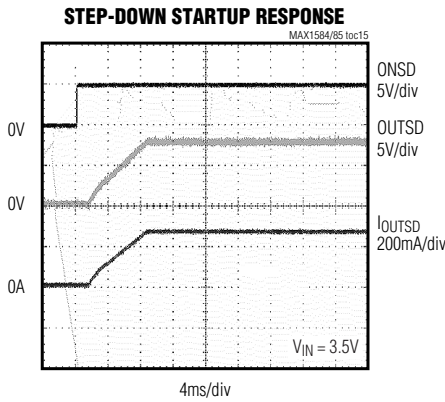
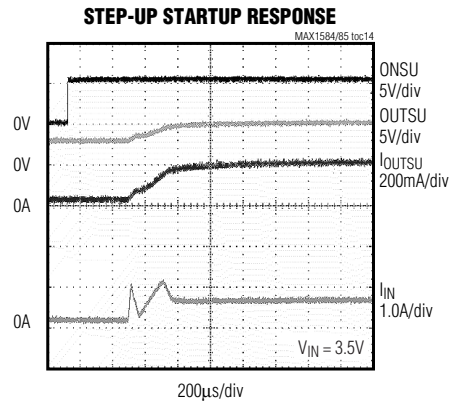
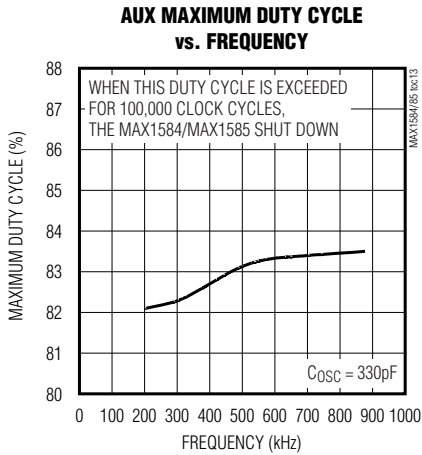
標準動作特性(続き)

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



標準動作特性(続き)

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



5チャンネルスリムDSC電源

MAX1584/MAX1585

端子説明

端子	名称	機能
1	CC1	AUX1コントローラ補償ノード。抵抗とコンデンサを直列接続したものでCC1とGNDをつなぎ、コンバータ制御ループの補償を行います。シャットダウンや過負荷、サーマルリミットのとき、この端子は強制的にGNDと等電位にされます。「AUX補償」の項を参照してください。
2	FB1	AUX1コントローラ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。この端子は、シャットダウン時にハイインピーダンスとなります。
3	PGSD	ステップダウン電源グラウンド。PG_端子はまとめてGNDに接続します。できるだけICの近くでトレースを短くしてください。
4	LXSD	ステップダウンコンバータスイッチングノード。ステップダウンコンバータのインダクタに接続します。LXSDはシャットダウン時、ハイインピーダンスとなります。
5	PVSD	ステップダウンコンバータ入力。PVSDをPVSUに接続すると、OUTSDがバッテリーからの昇降圧出力になります。PVSUに接続するときには、1 μ FのセラミックコンデンサでGNDにバイパスします。PVSDをバッテリーに接続することも可能ですが、その場合、ショットキダイオードの順電圧以上、PVSUを超えることがないようにします。バッテリー入力に接続する場合には、10 μ FのセラミックコンデンサでPVSDをバイパスします。PVSDは、10k Ω の内蔵抵抗でPVSUに接続されます。
6	ONSD	ステップダウンコンバータオン/オフ制御入力。ロジックハイでオンになります。ただし、ステップアップが安定化するまで、ターンオンはロックアウトされます。この端子は330k Ω の内蔵プルダウン抵抗でGNDに接続されます。
7	CCSD	ステップアップコンバータ補償ノード。抵抗とコンデンサを直列接続したものでCCSDとGNDをつなぎ、コンバータ制御ループの補償を行います。シャットダウンや過負荷、サーマルリミットのとき、この端子は強制的にGNDと等電位にされます。「ステップダウン補償」の項を参照してください。
8	FBSD	ステップダウンコンバータフィードバック入力。OUTSDからFBSD、そしてGNDへと抵抗分圧器を接続します。FBSDフィードバックスレッシュホールドは1.25Vです。この端子はシャットダウン時にハイインピーダンスとなります。
9	ON1	AUX1コントローラオン/オフ入力。ロジックハイでオンになります。ただし、ステップアップが安定化したあと、1024 OSCサイクルが経過するまで、ターンオンはロックアウトされます。この端子は330k Ω の内蔵プルダウン抵抗でGNDに接続されます。
10	ON2	AUX2コントローラオン/オフ入力。ロジックハイでオンになります。ただし、ステップアップが安定化したあと、1024 OSCサイクルが経過するまで、ターンオンはロックアウトされます。この端子は330k Ω の内蔵プルダウン抵抗でGNDに接続されます。
11	ON3	AUX3コントローラオン/オフ入力。ロジックハイでオンになります。ただし、ステップアップが安定化したあと、1024 OSCサイクルが経過するまで、ターンオンはロックアウトされます。この端子は330k Ω の内蔵プルダウン抵抗でGNDに接続されます。
12	ONSU	ステップアップコンバータオン/オフ制御。ロジックハイでオンになります。この端子以外のON_端子は、すべて、ステップアップDC-DCコンバータの出力が設定値となったあと、1024 OSCサイクルが経過するまでロックアウトされます。この端子は330k Ω の内蔵プルダウン抵抗でGNDに接続されます。
13	REF	基準電圧出力。0.1 μ F以上のコンデンサでREFをGNDにバイパスします。REFで駆動できる負荷は最大で200 μ Aです。コンバータがすべてシャットダウンされると、REFは強制的にGNDと等電位にされます。
14	FBSU	ステップアップコンバータフィードバック入力。PVSUからFBSU、そしてGNDへと抵抗分圧器を接続します。FBSUフィードバックスレッシュホールドは1.25Vです。この端子はシャットダウン時にハイインピーダンスとなります。
15	CCSU	ステップアップコンバータ補償ノード。抵抗とコンデンサを直列接続したものでCCSUとGNDをつなぎ、コンバータ制御ループの補償を行います。シャットダウンや過負荷、サーマルリミットのとき、この端子は強制的にGNDと等電位にされます。「ステップアップ補償」の項を参照してください。

端子説明(続き)

端子	名称	機能	
16	AUX1OK	AUX1コントローラ用オープンドレインパワー-OK信号。AUX1OKは、AUX1コントローラのソフトスタートが完了するとローになります。シャットダウン、過負荷、サーマルリミットで、この端子はハイインピーダンスになります。	
17	SDOK	ステップダウンコンバータ用オープンドレインPower-OK信号。SDOKは、ステップダウンのソフトスタートが完了するとローになります。シャットダウン、過負荷、サーマルリミットで、この端子はハイインピーダンスになります。	
18	SCF	短絡フラグ、アクティブロー、オープンドレイン出力。SCFは、過負荷保護作動時とスタートアップ中、ハイインピーダンスとなります。ロジックコマンドや過負荷への応答でチャンネルがオフとなったとき、SCFで1つ、または複数の出力に接続されたハイサイドPFETスイッチを駆動し、負荷を完全に切り離すことができます。「ステータス出力(SDOK、AUX1OK、SCF)」の項を参照してください。	
19	OSC	オシレータ制御。タイミングコンデンサをOSCからGNDへ、タイミング抵抗をOSCからPVSU(あるいは他のDC電源)に接続することによって、オシレータ周波数を100kHz~1MHzの範囲で設定することができます。「スイッチング周波数の設定」という項目を参照してください。この端子は、シャットダウン時にハイインピーダンスとなります。	
20	PGSU	ステップアップ電源グランド。PG_端子はまとめてGNDに接続します。できるだけICの近くでトレースを短くしてください。	
21	LXSU	ステップアップコンバータスイッチングノード。ステップアップコンバータのインダクタに接続します。LXSUはシャットダウン時にハイインピーダンスとなります。	
22	PVSU	ステップアップDC-DCコンバータ電源出力。出力フィルタ用コンデンサでPVSUとPGSUを接続します。PVSUから他のコンバータチャンネルに電源を供給することもできます。PVSUをICのPVに接続します。	
23	FB2	AUX2コントローラフィードバック入力。この端子は、シャットダウン時にハイインピーダンスとなります。	MAX1585(AUX2インバータ) : FB2フィードバックスレッシュホールドは0Vです。出力電圧からFB2、そしてREFへと抵抗分割器を接続し、出力電圧を設定します。
			MAX1584(AUX2ステップアップ) : FB2フィードバックスレッシュホールドは1.25Vです。出力電圧からFB2、そしてGNDへと抵抗分圧器を接続し、出力電圧を設定します。
24	CC2	AUX2コントローラ補償ノード。抵抗とコンデンサを直列接続したものでCC2とGNDをつなぎ、制御ループの補償を行います。シャットダウンやサーマルリミットするとき、CC2端子は強制的にGNDと等電位にされます。「AUX補償」の項を参照してください。	
25	INDL2	AUX2ゲートドライバの電圧入力。INDL2の電圧によってゲート駆動電圧が設定されます。	MAX1585(AUX2インバータ) : INDL2は外付けのPチャンネルMOSFETのソース(通常はバッテリー)に接続し、DL2がハイになったときPチャンネルが完全にオフになるようにします。
			MAX1584(AUX2ステップアップ) : INDL2をPVSUに接続すると、最適なNチャンネルゲート駆動が得られます。
26	PV	IC電源入力。PVSUとPVを接続します。	
27	DL2	AUX2コントローラゲート駆動出力。DL2の駆動電圧はINDL2とGND間になります。	MAX1585 : DL2により、インバータ構成のPFETを駆動します。シャットダウン、過負荷、オープンドレインで、DL2端子はハイになります。
			MAX1584 : DL2により、ブースト/フライバック構成のNチャンネルFETを駆動します。シャットダウン、過負荷、オープンドレインで、DL2端子はハイになります。

5チャンネルスリムDSC電源

端子説明(続き)

端子	名称	機能
28	DL3	AUX3ステップダウンコントローラゲート駆動出力。PチャンネルMOSFETのゲートに接続します。DL3は電圧がGNDからPVSUまでスイングし、最大500mAを供給します。シャットダウンやサーマルリミットのとき、DL3端子は強制的にPVSUと等電位にされます。
29	DL1	AUX1ステップアップコントローラゲート駆動出力。NチャンネルMOSFETのゲートに接続します。DL1は電圧がGNDからPVSUまでスイングし、最大500mAを供給します。シャットダウンやサーマルリミットのとき、DL1端子は強制的にGNDと等電位にされます。
30	GND	アナロググランド。できるだけICに近いところでPG_端子に接続します。
31	CC3	AUX3ステップダウンコントローラ補償ノード。抵抗とコンデンサを直列接続したものでCC3とFB3をつなぎ、コンバータ制御ループの補償を行います。シャットダウンや過負荷、サーマルリミットのとき、CC3端子は強制的にGNDと等電位にされます。「AUX補償」の項を参照してください。
32	FB3	PWMステップアップコントローラ3フィードバック入力。出力電圧からFB3、そしてGNDへと抵抗分割器を接続し、出力電圧を設定します。FB3フィードバックスレッショルドは1.25Vです。この端子はシャットダウン時にハイインピーダンスとなります。
PAD	EP	裏面エクスポーズドパッド。パッケージ所定の熱的特性・機械的特性を得るためには、このパッドをプリント基板にはんだ付けする必要があります。エクスポーズドパッドとGND端子を内部で接続する金属製ボンドワイヤはありません。エクスポーズドパッドをグランドに接続したからといって、IC端子に適切なグランド接続を施さなくていいことにはなりません。

詳細

MAX1584/MAX1585は、薄型のデジタルスチルカメラに必要な機能をすべて備えた電圧変換ICです。シングルセルのLi+バッテリーや2セルのアルカリ電池、NiMHバッテリー、これらのバッテリーがいずれも使えるシステムなど、さまざまなソースを入力とすることができます。MAX1584/MAX1585には5つのDC-DCコンバータチャンネルがあり、必要な電圧のすべてを生成することができます(図2にファンクションダイアグラムを示します)。

- 同期整流ステップアップDC-DCコンバータ(オンチップMOSFET)–メインシステム用の電源(3.3Vが多い)とするか、昇降圧で他のDC-DCコンバータに対する5V電源として利用します。
- 同期整流ステップダウンDC-DCコンバータ(オンチップMOSFET)–通常、DSPコアに1.8Vを供給するために使います。ステップアップ出力をステップダウンすると、高効率(最高で90%)の昇降圧が可能で、バッテリー電圧が出力電圧よりも高い場合でも低い場合でも一定の電圧を供給できるようになります。ヘッドルームが十分にあれば、バッテリーから直接ステップダウンすることもできます。
- AUX1ステップアップコントローラ–通常、LCD、CCD、LEDバックライトのバイアスとなる15Vを供給するために使います。
- AUX2ステップアップコントローラ(MAX1584)–通常、マルチ出力フライバックトランスやチャージポンプインバータ付きブーストコンバータにより、その他のバイアス電圧を供給するために使います。または、LCDバックライト用白色LEDの電源として使うこともできます。

- AUX2インバータコントローラ(MAX1585)–通常、ピクセル数の多いCCDなどで大電流が必要な場合にCCD用負バイアス電圧を供給するために使います。
- AUX3ステップダウンコントローラ–通常、ブーストバック構成で、PVSUから出力される5Vからシステムロジック用3.3Vを作るために使います。

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のバッテリー入力から5Vの電圧を得るときに使いますが、この出力電圧は V_{IN} ~5Vの範囲で任意に設定することができます。変換効率は、内蔵NFETスイッチとPFET同期整流器により95%という高い値を実現しています。中負荷から重負荷のとき、コンバータは周波数と変調パルス幅が一定の低ノイズPWMモードで動作します。定周波数動作で発生するスイッチング高調波は一定であり、簡単にフィルタリングすることができます。軽負荷(75mA以下、typ)では負荷に電力を供給しなければならないときだけステップアップを行うアイドルモードとなり、効率が高くなります。このモードでは、各パルスにおける最大インダクタ電流が250mAとなります。

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、1.25Vまでの低電圧を高い効率で出力することができるように最適化されています。抵抗を外付けすれば、1V以下の電圧を生成することも可能です(「アプリケーション情報」の項を参照してください)。このステップダウンはPVSDの電圧で動作します。ドロップアウトしないだけのヘッドルームがあれば、PVSD端子をバッテリーに直接接続する

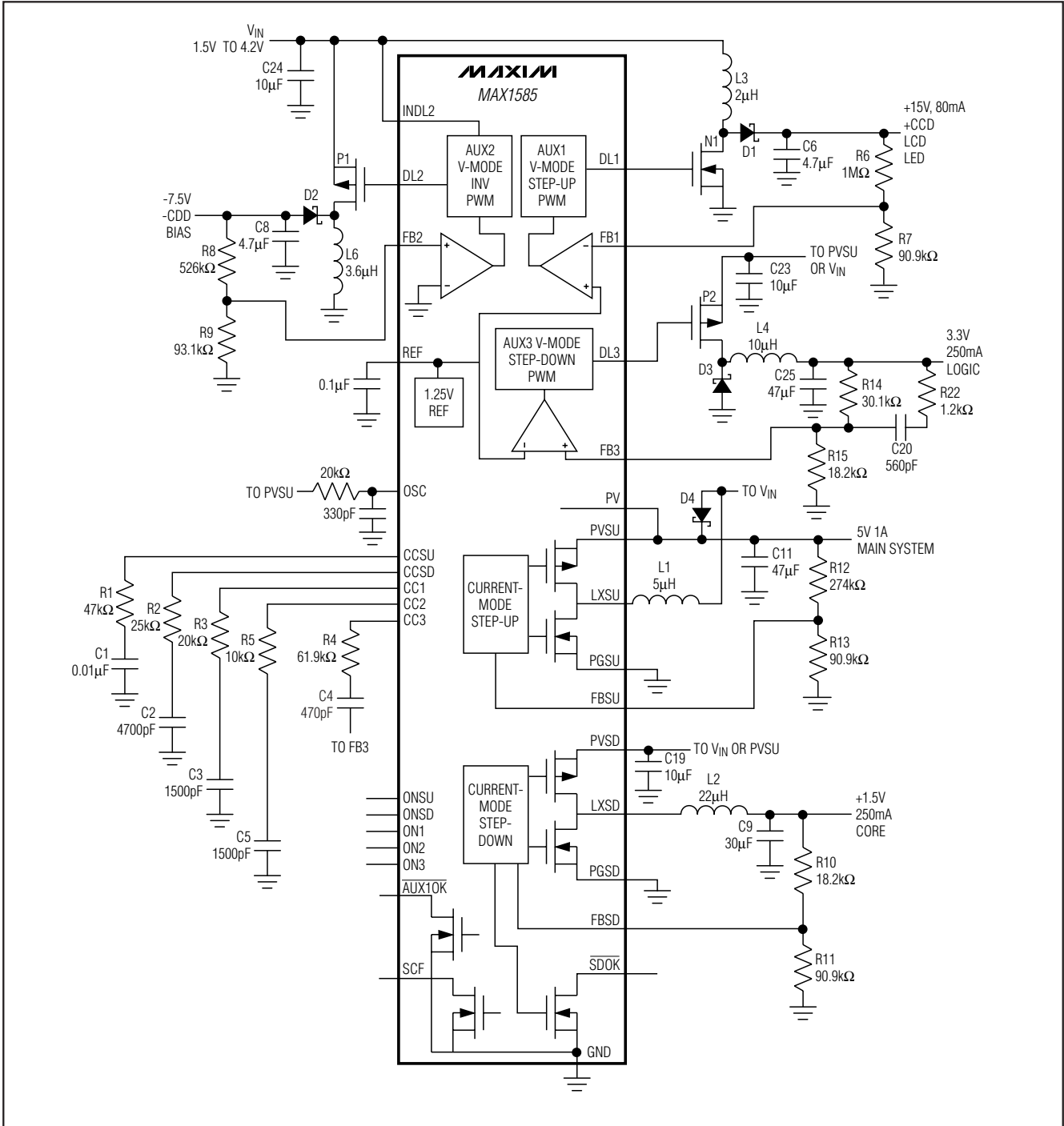


図1. MAX1584/MAX1585のアプリケーション例(2セルAAバッテリーまたは1セルLi+バッテリー)

ことができます。十分なヘッドルームがない場合には、他のコンバータの出力を入力としてPVSD端子に接続します。ステップアップと組み合わせて昇降圧動作とすることもできます。

中負荷から重負荷のとき、コンバータは周波数と変調パルス幅が一定の低ノイズPWMモードで動作します。軽負荷(75mA以下、typ)では負荷に電力を供給しなけれ

ばならないときだけステップダウンを行うアイドルモードとなり、効率が高くなります。このモードでは、各パルスにおける最大インダクタ電流が100mAとなります。ステップアップDC-DCコンバータがレギュレーション状態に入るまで、ステップダウンDC-DCは起動しません。このステップダウンコンバータにはオープンドレインSDOK出力もあります。この出力は、ステップダウン

電圧に保つことができます。この動作が便利なのは、1セルLi+バッテリーから3.3Vを生成する場合や2セルのアルカリバッテリーやNiMHバッテリーから2.5Vを生成する場合、Li+バッテリーとアルカリ/NiMHバッテリーの両方を使うことができる電源を作成したい場合です。ステップアップとステップダウンを直列動作させた場合の総合効率は、最大で90%となります。

注意しておくべき点は、ステップアップ出力をステップダウンすると、ステップアップ出力はステップアップ負荷電流とステップダウン入力電流の両方を供給しなければならないということです。ステップダウン入力の分、ステップアップ出力から他の負荷に供給する電流が低下します。

バッテリー直接ステップダウン動作

ステップダウンコンバータをバッテリーに直接接続することも可能ですが、その場合、PVSD電圧が、ショットキダイオードの順電圧以上、PVSUを超えることがないようにします。具体的な接続方法は、バッテリー入力からPVSUに外付けショットキダイオードを取り付けます。MAX1584/MAX1585では、10kΩの内蔵抵抗でPVSUとPVSDが接続されています。つまり、PVSDがPVSUに直結されないと $(V_{PVSU} - V_{PVSD})/10k\Omega$ ほどの電流がPVSUから余分に流れ出すこととなります。

バッテリー直接ステップダウン動作とするとステップダウン効率は向上しますが(最大95%)、出力電圧がバッテリー最小電圧の200mV下までという制限が生まれます。1セルLi+バッテリー(最小電圧2.7V)を使う設計では、最大2.5Vまでの出力電圧とすることが可能です。2セルのアルカリバッテリーやNiMHバッテリーを使う設計では、セル電圧の低下をどこまで許容するかに応じて1.5Vまたは1.8Vに制限されることがあります。

ドロップアウトが発生すると、すぐ後にステップダウン動作が停止します。レギュレーションをはずれたことが検知されると、100,000 OSCサイクル後($f_{osc} = 500kHz$ で200ms)にMAX1584/MAX1585の障害保護機能が起動され、すべてのチャンネルがシャットダウンされます。

AUX1、AUX2、AUX3 DC-DCコントローラ

これら3チャンネルのAUXコントローラは、周波数固定の電圧モードPWMコントローラとして動作します。MOSFETを内蔵していないため、外付部品で出力を制御します。これらのコントローラでは、外付けMOSFETスイッチを駆動するDL_信号のパルス幅を変調することによって出力電圧を安定化します。MAX1584には、ステップアップ/フライバックコントローラが2チャンネル(AUX1とAUX2)とステップダウンコントローラが1チャンネル(AUX3)、内蔵されています。MAX1585には

ステップアップコントローラが1チャンネル(AUX1)と反転コントローラが1チャンネル(AUX2)、ステップダウンコントローラが1チャンネル(AUX3)内蔵されています。

図3は、AUXコントローラのファンクションダイアグラムです。図3を見ればわかるように、反転コントローラやステップダウンコントローラがステップアップコントローラと異なる点は、ゲート駆動ロジックとFB極性、FBスレッシュホールドのみです。タイミングは、OSC端子に入力するノコギリ波信号で制御します。1サイクルが始まる時点で、DL_が外付けMOSFETスイッチをオンにします。ステップアップコントローラではDL_がハイになり、反転コントローラやステップダウンコントローラではDL_はローになります(PFETをオンにする)。その後、IC内部でレベルシフトされたノコギリ波信号がCC_を超えるか、デューティサイクルが制限値を超えたとき、外付けMOSFETスイッチがオフになります。次のサイクルが始まるまで、スイッチはオフ状態のままです。DCループのゲインと精度を高く保つため、CC_の相互コンダクタンスエラーアンプを積分器として利用します。ステップアップコントローラとステップダウンコントローラではFB_スレッシュホールドが1.25Vで、FB_電圧がそれよりも高くなるとMOSFETデューティサイクルが低下します。反転コントローラではFB_スレッシュホールドが0Vとなっており、FB_電圧がそれよりも低くなると(マイナスが大きくなると)、MOSFETデューティサイクルが低下します。

AUXコントローラは、ステップアップDC-DC出力が安定化しないと起動しません。ステップアップやステップダウン、AUXなど、コントローラのいずれかに100,000 OSCサイクル以上の障害が発生すると、MAX1584/MAX1585のチャンネルすべてがラッチオフされます。

最大デューティサイクル

MAX1584/MAX1585の補助PWMコントローラは、最大デューティサイクルとして80%が保証されています。連続電流を採用したブースト動作では、次式のように最大デューティサイクルによってブースト比が制限されます。

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

不連続インダクタ電流を採用した場合、このような入力/出力比の制限はありません。次のサイクルが始まるまでにインダクタが完全放電されるからです。

AUX1

AUX1は、通常のDC-DCブースト設計やフライバック設計で使用します(図5)。この出力(DL1)は、NチャンネルMOSFETを駆動することができます。フィードバック(FB1)スレッシュホールドは1.25Vです。

5チャンネルスリムDSC電源

MAX1584/MAX1585

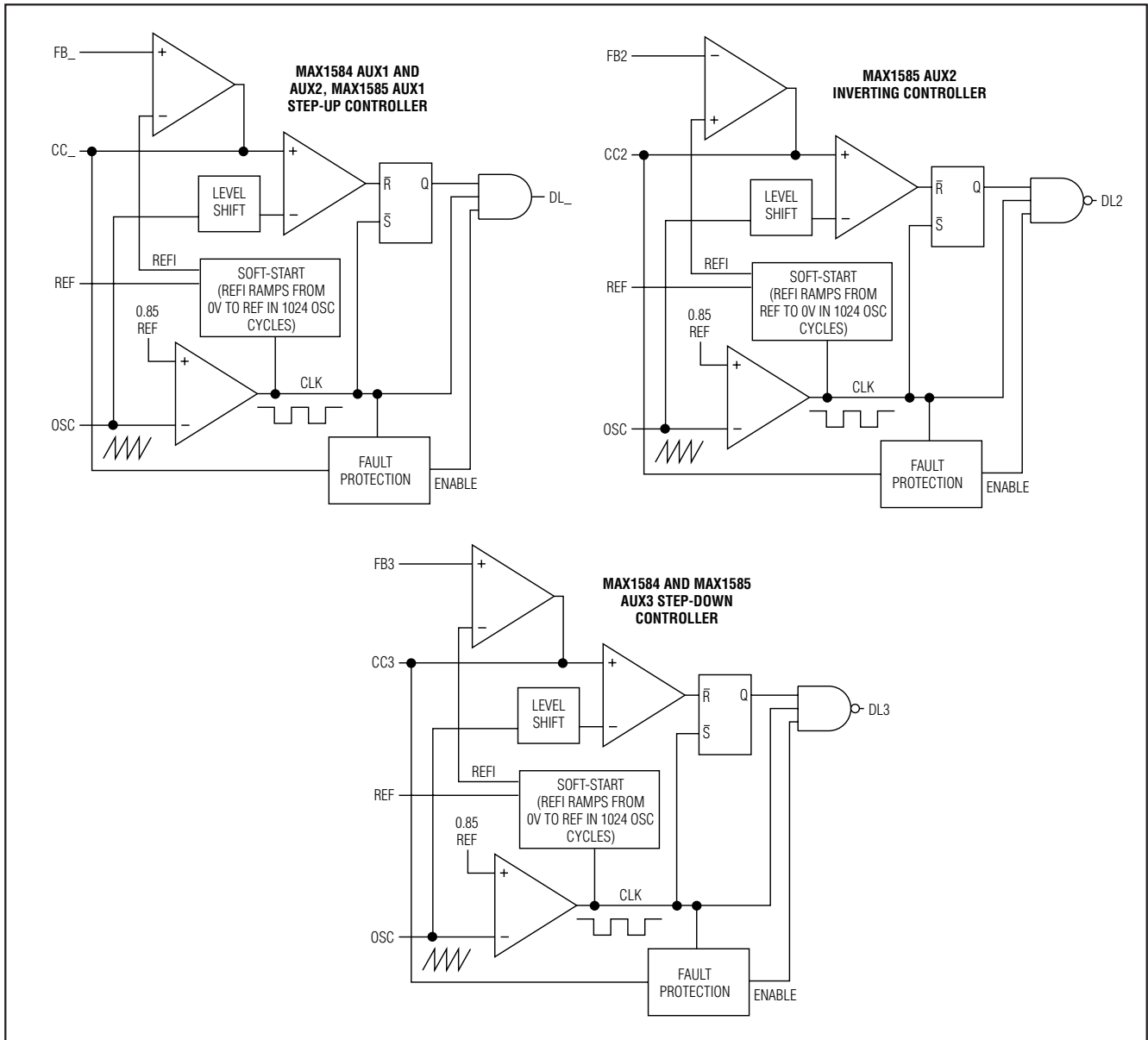


図3. AUXコントローラのファンクションダイアグラム

AUX2

MAX1584では、AUX2とAUX1と同じです。

MAX1585では、AUX2は反転コントローラとなっており、CCDやLCDのバイアスに利用する安定化マイナス電圧を出力します。これは、高さに制限がありトランスを使いたくない場合に便利です。

MAX1585のAUX2 MOSFETドライバ(DL2)は、PチャンネルMOSFETを駆動することができます。DL2はGNDからPVSUの範囲でスイングします。インバータ構成の例を図8に示します。

AUX3 DC-DCステップダウンコントローラ

AUX3は、通常のDC-DCステップダウン(バック)に使用

します(図1)。この出力(DL3)はPチャンネルMOSFETが駆動可能で、GNDからPVSUの範囲でスイングします。フィードバック(FB3)スレッショルドは1.25Vです。

マスタ/スレーブ構成

MAX1584/MAX1585は、スレーブPWMコントローラのMAX1801をサポートしています。MAX1801は、マスタとなるMAX1584/MAX1585から直接、入力電力と基準電圧、オシレータ信号を受け取ります。このようなマスタ/スレーブ構成とすると、チャンネルの追加が簡単になるだけでなく、回路の冗長化が防止されシステムコストを抑えることが可能です。スレーブの動作周波数がMAX1584/MAX1585マスタコンバータに同期する

ため、ノイズ高調波成分も抑えることができます。MAX1801をMAX1584/MAX1585に接続する例を図12に示します。

ステータス出力($\overline{\text{SDOK}}$ 、 $\overline{\text{AUX1OK}}$ 、SCF)

MAX1584/MAX1585には、システムに情報を伝達するステータス出力が3本あります。すべてMOSFETスイッチの直接駆動が可能なオープンドレイン出力となっており、シーケンシングの実現や過負荷時の負荷切り離しなど、ハードウェア関係のさまざまな機能を実行することができます。

$\overline{\text{SDOK}}$ は、ステップダウンのソフトスタートが完了するとローになります。シャットダウン、過負荷、サーマルリミットで、この端子はハイインピーダンスになります。典型的な使用法は、CPUコアが起動したあと、CPU I/Oに3.3V電源を供給するというものです(図13)。このようにすれば、システム側で処理を行うことなくハードウェアのシーケンシングを安全に行うことができます。

$\overline{\text{AUX1OK}}$ は、AUX1コントローラのソフトスタートが完了するとローになります。シャットダウン、過負荷、サーマルリミットで、この端子はハイインピーダンスになります。典型的な使用法は、PチャンネルMOSFETを駆動し、+15V CCDバイアス(AUX1出力)が安定化するまでCCDへの5V電源を制御するというものです(図14)。

SCFは、過負荷保護作動時にハイとなります(ハイインピーダンス、オープンドレイン)。通常動作時はローです。SCFはハイサイドPチャンネルMOSFETスイッチの駆動が可能で、ロジックコマンドへの応答としてチャンネルがオフになったときやパワーアップ中、過負荷時などに負荷を切り離すことができます。SCFの接続方法はいろいろとあります。図15に示す例では、障害発生時とパワーアップ時にステップアップ負荷を切り離します。

ソフトスタート

MAX1584/MAX1585のチャンネルには、ソフトスタート機能があります。これは各チャンネルの出力電圧をレギュレーション電圧まで少しずつ上げていく機能で、突入電流を制限し、スタートアップ中のバッテリー負荷を軽減することができます。この機能は、以下のように実現します。電源が投入されたときやチャンネルがイネーブルされたとき、各チャンネルのエラーアンプに対する内部基準入力値を0Vから基準電圧である1.25Vまで、4096オシレータサイクル(500kHzで16ms)かけて少しずつ上げていきます。ただし、ステップアップコンバータにはソフトスタート機能がありません。これは、負荷がかかった状態におけるスタートアップ機能を低下させないためです。

ステップダウンのソフトスタートは、他のチャンネルの半分の時間(2048クロックサイクル)で完了します。この結果、パワーアップ時にステップダウン出力とAUX3出力(3.3Vに設定した場合)が、ほぼ同じdV/dtで上昇していくことができます。ステップダウン出力がレギュレーション電圧(1.5Vまたは1.8V、typ)に達した後は、AUX3出力(3.3V、typ)だけが同じ速度で上昇を続けます。

障害保護

MAX1584/MAX1585には、障害保護機能と過負荷保護機能があります。パワーアップが完了すると、デバイスは、過負荷や短絡の原因となる状態が発生しないかの監視をはじめます。DC-DCコンバータチャンネルのいずれか(ステップアップ、ステップダウン、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)以上にわたって障害状態になると、すべての出力がラッチオフされます。ラッチオフを解除するには、ステップアップDC-DCコンバータをONSU端子からイニシャライズするか、入力電力をサイクリングします。各チャンネルの障害検出回路は、最初の電源投入時に行われるソフトスタートシーケンスの間、ディセーブルとなっています。

例外的な障害挙動があります。ステップアップ出力(PVSU)がUVLOスレッショルド(2.5V)以下に低下すると、100,000クロックという遅延時間が経過することを待たずに障害状態に入ります。ただちにステップアップUVLOがトリガされ、すべてのチャンネルがシャットダウンされます。その後、ステップアップ出力は再起動を試み続けます。ステップアップ出力が短絡状態のままであれば、PVSU電位がほぼグランドに等しく、この試みが成功することはありせん。

PVSUがソフトショート状態で過負荷状態のままであれば、スタートアップオシレータは内蔵NチャンネルMOSFETスイッチを切り換えますが、ソフトスタート時間内に安定化しなければ、再度、障害が発生します。PVSU電圧が入力以下に低下すると、内蔵の同期整流器のボディダイオードかバッテリーとPVSUをつなぐショットキダイオードによって過負荷状態が発生します。図15のように、必要に応じて、この過負荷電流をSCF制御のPチャンネルMOSFETで切り離すことも可能です。

基準

MAX1584/MAX1585内部には、1.250Vの基準電圧があります。REF端子から0.2インチ(5mm)以内の位置で、REFとGNDを0.1 μ Fのセラミックバイパスコンデンサでつなぎます。REFは、ONSUがハイでPVSUが2.5V以上のときイネーブルとなり、200 μ Aまでの電流を供給することができます。補助コントローラや(接続されていれば)MAX1801スレーブコントローラは、それぞれ、

5チャンネルスリムDSC電源

MAX1584/MAX1585

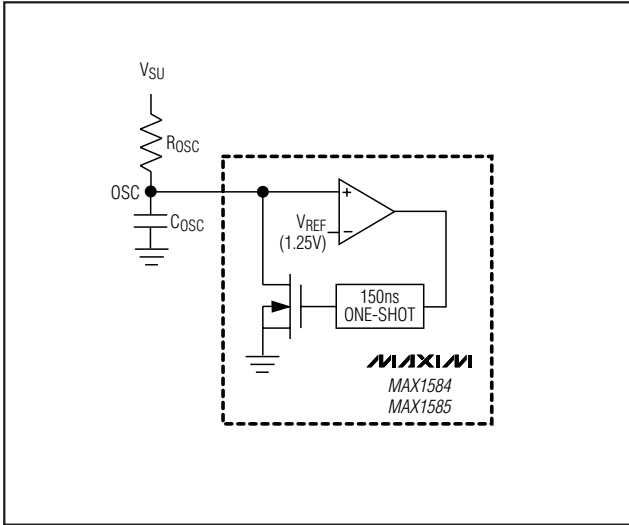


図4. オシレータのファンクションダイアグラム

最大30 μ AのREF電流をスタートアップ時に消費します。アプリケーション側でREFから200 μ A以上の負荷を引き出す必要がある場合には、ユニティゲインアンプかオペアンプでREFをバッファリングします。

オシレータ

MAX1584/MAX1585のDC-DCコンバータチャンネルは、すべて、固定周波数PWM動作となっています。動作周波数は、OSC端子に接続したRC回路で設定します。設定できる範囲は100kHz~1MHzです。MAX1801スレーブコントローラを追加した場合、その動作周波数もOSCで設定した値になります。

オシレータは、150nsのワンショットコンパレータと内蔵NFETスイッチ、そして外付けのタイミング抵抗・コンデンサで構成されます(図4)。スイッチがオフのとき、コンデンサの電圧は指数関数的にゼロからステップアップ出力電圧まで上昇します。時定数は、 R_{OSC} と C_{OSC} の積です。このコンデンサ電圧が 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。次にこのワンショット動作で内蔵MOSFETスイッチが入り、150ns間隔でコンデンサが放電します。このサイクルがくり返し行われます。スタートアップ直後は、主電圧が上昇するにつれ発振周波数が変化します。主電圧が安定化されると、発振周波数も安定します。

低電圧スタートアップオシレータ

MAX1584/MAX1585に内蔵されている制御・基準電圧回路はPVSUから電源の供給を受けており、PVSU電圧が2.5V以上に達するまで動作しません。低電圧スタートアップを確実にを行うため、PVSUのステップアップ回路に低電圧スタートアップオシレータが搭載されています。このオシレータは、 V_{BATT} -PVSU間に

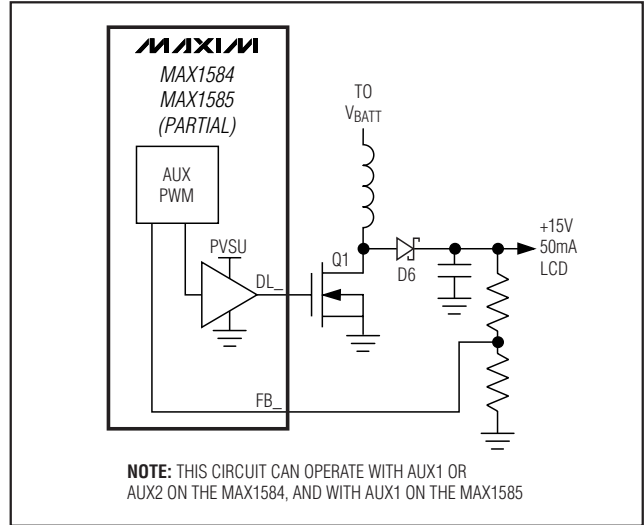


図5. 基本的なブーストポロジによる+15V LCD バイアス

ショットキダイオードがあれば0.9Vで、なければ1.1Vで起動します。起動したスタートアップオシレータは、PVSUが2.5Vに達し、電流モードPWM回路が電圧制御を行うようになるまで、LXSUの内蔵NチャンネルMOSFETを駆動します。

いったんレギュレーション状態に入ると、MAX1584/MAX1585内部回路にはPVSUから電源が供給されるようになり、0.7Vという低い入力電源で動作可能です。入力電圧が低いと高負荷状態でステップアップ回路が起動するのは困難になります(「標準動作特性」の項にある「Minimum Startup Voltage vs. Load Current」のグラフを参照してください)。この問題は、SCFで外付けPチャンネル負荷スイッチを駆動し、PVSUがレギュレーション状態に入るまで負荷を切り離すことによって軽減可能です(図15)。

ON_制御入力

ONSUがハイになると、ステップアップDC-DCコンバータが起動します。同様に、ONSDがハイでステップダウンコンバータが、ON1でAUX1、ON2でAUX2、ON3でAUX3が起動します。ただし、ステップダウンコンバータと補助コンバータは、PVSUが安定化しないと起動しません。自動スタートアップでは、1.6V以上の論理レベルがPVSUにON_端子を接続します。

設計手順

スイッチング周波数の設定

各アプリケーションに適した外付部品のサイズや回路効率となるように、スイッチング周波数を選びます。多くのケースで、周波数を400kHz~500kHzにすると、部品サイズと回路効率のバランスがよくなります。

一般に、周波数を高くすると部品サイズは小さくなり、逆に低くすると変換効率が高くなります。スイッチング周波数は、外付けのタイミング抵抗(R_{OSC})とタイミングコンデンサ(C_{OSC})で設定します。スイッチングサイクルは、タイミングコンデンサの充電から始まります。充電はタイミング抵抗を通じて行われ、電圧が V_{REF} に達するまで続きます。充電時間、 t_1 は次式で求められます。

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

次に、コンデンサ電圧が $t_2 = 150\text{ns}$ の時間をかけてゼロに低下します。この結果、オシレータ周波数は次式で表されます。

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

f_{OSC} の設定範囲は100kHz~1MHzです。 C_{OSC} は22pFから470pFの範囲とします。組みあわせるべき R_{OSC} は、次式で求めます。

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

C_{OSC} をパラメータとした f_{OSC} と R_{OSC} の関係については、「標準動作特性」の項をご覧ください。

出力電圧の設定

MAX1584/MAX1585のステップアップコンバータ、ステップダウンコンバータ、AUX1コントローラは、出力電圧を抵抗によって設定可能です。MAX1585のAUX2以外は、各チャンネルのFB_入力と出力電圧に抵抗分割器を挿入するという方法で電圧を設定します。FB_入力のバイアス電流は100nA以下であるため、ローサイド(FB_-to-GND)抵抗(R_L)を100k Ω 以下とします。このときハイサイド(output-to-FB_)抵抗(R_H)は次式で求めることができます。

$$R_H = R_L [(V_{OUT} / 1.25) - 1]$$

MAX1585ではAUX2がインバータであるため、FB2スレッシュホールドが0Vとなります。MAX1585 AUX2端子の負出力電圧を設定するには、負出力端子からFB2入力、REFに抵抗分割器を接続します。FB2の入力バイアス電流は100nA以下であるため、REF側(FB2-to-REF)抵抗(R_{REF})を100k Ω 以下とします。このときトップサイド(negative output-to-FB2)抵抗は次式で求めることができます。

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

フィルタコンデンサの選び方

DC-DCコンバータの入力コンデンサは、バッテリーなどの入力電力ソースから取り出す電流のピーク値を下げるとともに、コントローラのスイッチングノイズを低減する役割があります。入力コンデンサは、使用する

スイッチング周波数におけるインピーダンスが入力ソースのインピーダンスよりも低くなるように選択しなければ、高周波数スイッチング電流が入力ソース側に流れてしまいます。

一方、出力コンデンサは、出力リップルを抑え、制御ループを安定させる役割があります。出力コンデンサも、スイッチング周波数で低インピーダンスとなる値でなければなりません。使用できるタイプはセラミックにポリマー、タンタルですが、ESRと高周波数インピーダンスがもっとも低いのはセラミックコンデンサです。

出力コンデンサをセラミックとしたときの出力リップルは、次式で近似することができます。

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

コンデンサのESRが大きいと、次式の出力リップル成分が発生します。

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

出力コンデンサに関する検討は、各コンバータの「補償」の項目にもあります。

ステップアップ用部品の選択

ステップアップに必要な外付部品は、インダクタが1個、入力と出力のフィルタコンデンサ、それに補償用RC回路です。

インダクタは、通常、連続電流動作として効率が高くなるようにします。ステップアップ比(V_{OUT} / V_{IN})が $1 / (1 - D_{MAX})$ を超える場合は例外で、 D_{MAX} はPWMデューティ比の最大値(80%)によって制限されます。

ステップアップチャンネルを使って低入力電圧をブーストする場合は、バッテリー-PVSU間にショットキダイオードを挿入すると、有負荷スタートアップがやりやすくなります。「標準動作特性」の項にある「Minimum 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

ステップアップ回路の多くでは、次式によって適切なインダクタ値(L_{IDEAL})を求めることができます。この場合、ピークトゥピークのインダクタ電流がDCインダクタ電流の半分になります。

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

ただし、Dは次式で表されるデューティ比です。

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

L_{IDEAL} に対し、ピークトゥピークのインダクタ電流は $0.5 \times I_{OUT} / (1 - D)$ となります。インダクタ電流のピーク値は、次式で表されます。

$$I_{IND}(\text{PK}) = 1.25 \times I_{OUT} / (1 - D)$$

小型インダクタとしたい場合、インダクタンス値を

5チャンネルスリムDSC電源

L_{IDEAL} よりも小さくする方法もあります。ただし、小さくしすぎるとインダクタ電流が増加し、出力リップルを抑えるためにより大容量の出力コンデンサが必要になります。

ステップアップ補償

通常は、まず最初に、性能、サイズ、及びコストを考慮してインダクタと出力コンデンサを選びます。次に、制御ループが安定するように補償用の抵抗とコンデンサを選びます。場合によっては、ここでインダクタや出力コンデンサの値を見直すこともあります。図1に示す回路定数でよい結果が得られることが多いはずで

ステップアップコンバータには電流モード制御を採用しており、制御ループの補償がシンプルになっています。コンバータを連続インダクタ電流で動作させると(このような形が多い)、ループゲイン周波数応答の右半面にゼロが現れます。このような動作が安定するためには、右半面のゼロよりもはるかに低い周波数(f_c)で制御ループゲインがクロスオーバーする(ゲインが1以下になる)必要があります。

ステップアップのチャンネル補償に関係のある特性として、以下の項目が挙げられます。

- 相互コンダクタンス(FBSUからCCSU)、 g_{MEA} (135 μ S)
- 電流検出アンプの伝達抵抗、 R_{CS} (0.3V/A)
- フィードバックレギュレーション電圧、 V_{FB} (1.25V)
- ステップアップ出力電圧、 V_{SU} (単位: V)
- 出力負荷の等価抵抗、 R_{LOAD} (単位: Ω) = V_{SUOUT} / I_{LOAD}

ステップアップ補償に関する検討では、以下のステップが重要です。

- 1) f_c を右半面にあるゼロ点(RHPZ)よりも十分に低い値として C_C を算出します。
- 2) 許容する負荷ステップに応じて R_C を選びます。この R_C により、対応する負荷電流ステップに対する電圧デルタが C_C 端子に発生します。
- 3) 選択した R_C の C_C が使えるように、出力フィルタコンデンサ(C_{OUT})の値を設定します。
- 4) C_p が必要かどうかを判断します(計算結果が10pF以上なら必要)。

連続電流動作で周波数応答の右半面に現れるゼロ点の周波数(f_{RHPZ})は、次式で与えられます。

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

ただし、 D = デューティサイクル = $1 - (V_{IN} / V_{OUT})$ 、 L はインダクタの値、 I_{LOAD} は最大出力電流です。通常は、クロスオーバー(f_c)がRHPZの1/6となるようにします。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、 $R_{LOAD} = 10\Omega$ となります。 $L = 4.7\mu$ Hのインダクタを採用すると、以下のようにになります。

$$f_{RHPZ} = 5 (2.5 / 5)^2 / (2\pi \times 4.7 \times 10^{-6} \times 0.5) = 84.65$$
kHz
 $f_c = 14$ kHzとして、 C_C を算出します。

$$C_C = (V_{FB} / V_{OUT})(R_{LOAD} / R_{CS})(g_M / 2\pi \times f_c)(1 - D)$$

$$= (1.25 / 5)(10 / 0.3) \times (135\mu\text{s} / (6.28 \times 14\text{kHz})) (2/5)$$

$$= 6.4$$
nF

よって、6.8nFとします。

次に、所定の過渡垂下特性となるように R_C を選びます。例として、4%の過渡垂下率が許容されるとすれば、エラーアンプ入力は 0.04×1.25 V、つまり50mV動くこととなります。過渡ゲインを供給するためには、エラーアンプ出力は50mV \times 135 μ s、あるいは R_C に6.75 μ Aを流すこととなります。電流検出の過渡状況が0.3V/Aなので、必要な負荷ステップスイングを許容する R_C の値は次式で表されます。

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

ステップアップDC-DCコンバータで L_{IDEAL} を使用すると、出力電流とインダクタの関係は次式で表されます。

$$I_{IND(PK)} = 1.25 \times I_{OUT} / (1 - D) = 1.25 \times I_{OUT} \times V_{OUT} / V_{IN}$$

つまり、 $V_{IN} = 2.5$ V、 $V_{OUT} = 5$ Vで500mAの出力負荷ステップは以下のようにになります。

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

この場合、2.5V/4.7 μ H、つまり530mA/ μ sで上昇するため、インダクタによって応答が制限されることはありません。

次に、 C_{OUT} R_{LOAD} ポールによって R_C C_C のゼロ点をキャンセルすることができるように、出力フィルタコンデンサの値を定めます。

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

今回の例では、以下のようにになります。

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

つまり、47 μ Fを C_{OUT} として採用します。計算値と大きく異なる C_{OUT} しか使えない場合は、上に戻り、使用できる C_{OUT} を使って R_C を計算しなおします。 C_{OUT} を大きくすると R_C も大きくなり、過渡ゲインが大きくなって、最終的に過渡垂下率が小さくなります。

出力フィルタコンデンサのESRが大きい場合、次式のゼロ点が現れます。

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

$Z_{ESR} > f_c$ であれば(セラミック出力コンデンサは、通常このようになります)、このゼロ点は無視することができます。 Z_{ESR} が f_c 以下の場合、CCSUとGNDをつなぐコンデンサ、 C_p によるポールでキャンセルします。

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

算出された C_p が10pF以下の場合は、無視することができます。

ステップダウン用部品の選択

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部品は、インダクタが1個、入力と出力のフィルタコンデンサ、それに補償用RC回路です。

MAX1584/1585のステップダウンコンバータは、連続的にインダクタ電流が流れる状態で効率が最大となります。次式によって適切なインダクタ値(L_{IDEAL})が求められます。

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

この場合、ピークトゥピークのインダクタ電流がDCインダクタ電流の半分になります。また、 D は次式で表されるデューティ比です。

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

L_{IDEAL} に対し、ピークトゥピークのインダクタ電流は $0.5 \times I_{OUT}$ となります。インダクタ電流のピーク値(絶対値)は、 $1.25 \times I_{OUT}$ となります。小型インダクタとしたい場合、インダクタンス値を L_{IDEAL} よりも小さくする方法もあります。ただし、小さくしすぎるとインダクタ電流が増加し、出力リップルを抑えるためにより大容量の出力コンデンサが必要になってしまいます。逆に出力電流を大きくするために L_{IDEAL} を大きくすることもできますが、インダクタのサイズも大きくなってしまいます。

ステップダウン補償

ステップダウンのチャンネル補償に関係のある特性として、以下の項目が挙げられます。

- 相互コンダクタンス(FBSDからCCSD)、 g_{MEA} (135 μ s)
- 電流検出アンプの伝達抵抗、 R_{CS} (0.6V/A)
- フィードバックレギュレーション電圧、 V_{FB} (1.25V)
- ステップダウン出力電圧、 V_{SD} (単位：V)
- 出力負荷の等価抵抗、 R_{LOAD} (単位： Ω) = V_{SD} / I_{LOAD}

ステップダウン補償に関する検討では、以下のステップが重要です。

- 1) R_{LOAD} C_{OUT} のポールをキャンセルするように補償用RCのゼロ点を設定します。
- 2) ループクロスオーバーがスイッチング周波数の1/10以下になるように設定します。

$V_{IN} = 3.5V$ 、 $V_{OUT} = 1.5V$ 、 $I_{OUT} = 250mA$ と仮定すると、 $R_{LOAD} = 6\Omega$ となります。

$f_{OSC} = 500kHz$ 、 $L = 22\mu H$ として、 $f_C = 24kHz$ を選び、 C_C を計算します。

$$\begin{aligned} C_C &= (V_{FB} / V_{OUT})(R_{LOAD} / R_{CS})(g_M / 2\pi \times f_C) \\ &= (1.25 / 1.5)(6 / 0.6) \times (135\mu s / (6.28 \times 40kHz)) \\ &= 4.5nF \end{aligned}$$

よって、4.7nFとします。

次に、所定の過渡垂下特性となるように R_C を選びます。例として、4%の過渡垂下率が許容されるとすれば、エラーアンプ入力は $0.04 \times 1.25V$ 、つまり50mV動くこととなります。過渡ゲインを供給するためには、エラーアンプ出力から50mV \times 135 μ s、あるいは R_C に6.75 μA が流れることとなります。電流検出の過渡状況が0.6V/Aであるので、必要な負荷ステップスイングを許容する R_C の値は次式で表されます。

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

ステップダウンDC-DCコンバータで L_{IDEAL} を使用すると、出力電流とインダクタの関係は次式で表されます。

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

つまり、 $V_{IN} = 3.5V$ 、 $V_{OUT} = 1.5V$ で250mAの出力負荷ステップは以下のようになります。

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

よって、27k Ω とします。

この場合、 $(V_{IN} - V_{OUT}) / 22\mu H$ 、つまり、 $(3.5 - 1.5) / 22\mu H = 90mA/\mu s$ で上昇するため、インダクタにより応答が若干制限されることとなります。

次に、 C_{OUT} R_{LOAD} ポールによって R_C C_C のゼロ点をキャンセルすることができるように、出力フィルタコンデンサの値を定めます。

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

今回の例では、以下のようになります。

$$C_{OUT} = 27k\Omega \times 4.7nF / 6\Omega = 21\mu F$$

つまり、22 μF を C_{OUT} として採用します。

出力フィルタコンデンサのESRが大きい場合、次式のゼロ点が現れます。

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

$Z_{ESR} > f_C$ であれば(セラミック出力コンデンサは、通常このようになります)、このゼロ点は無視することができます。 Z_{ESR} が f_C 以下の場合は、CCSDとGNDをつなぐコンデンサ、 C_p によるポールでキャンセルします。

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

算出された C_p が10pF以下の場合は、無視することができます。

AUXコントローラ用部品の選択

外付けMOSFET

MAX1584/MAX1585のAUX1(ステップアップ)コントローラは、外付けの論理レベルNチャンネルMOSFETを

駆動します。AUX3(ステップダウン)コントローラはPチャンネルMOSFETを駆動します。AUX2は、MAX1584のステップアップではNチャンネルMOSFETを、MAX1585の反転ではPチャンネルMOSFETを駆動します。

MOSFETを選ぶ際のポイントは、以下のとおりです。

- オン抵抗($R_{DS(ON)}$)
- ドレイン-ソース間耐圧($V_{DS(MAX)}$)
- トータルのゲートチャージ(Q_G)
- 帰還容量(C_{RSS})

DL1とDL3のスイング幅は、PVSUからGNDまでです。DL2のスイング幅は、INDL2からGNDまでです。オン抵抗がDL駆動電圧以下となっているMOSFETを使ってください。ゲートチャージ(Q_G)は、ゲートのチャージに関与するすべての静電容量を含むもので、MOSFETのオンオフ遷移時間を検討する際に重要なパラメータです。MOSFETにおける消費電力は、オン抵抗によるものと過渡損失によるものがあります。オン抵抗による損失は、次式で表されます。

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

ただし、Dはデューティサイクルで I_L は平均インダクタ電流、 $R_{DS(ON)}$ はMOSFETのオン抵抗です。過渡損失は次式で近似できます。

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

ただし、 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_T は遷移時間です。 Q_G をトータルのゲートチャージ、 I_G をゲート駆動電流(0.5A、typ)とすると、遷移時間は Q_G / I_G 程度となります。よって、MOSFETにおける消費電力は以下ようになります。

$$P_{MOSFET} = PR_{DS(ON)} + P_{TRANS}$$

ダイオード

AUXアプリケーションのほとんどで、出力電圧の整流にショットキダイオードが使われます。ショットキダイオードは順電圧が低く、回復時間が短いため、ほとんどのアプリケーションで高い性能が得られます。ダイオードの順電圧に対して出力電圧が高くなる、低電流(10mA以下)、高電圧(10V以上)の出力回路では、信号用のシリコンダイオード(1N4148など)が使える場合もあります。

AUX補償

AUXコントローラは電圧モード制御によって出力電圧を安定化します。それに対し、どのような補償方法を選ぶべきかは、インダクタに電流が連続的に流れる設計となっているか不連続に流れる設計となっているかによって異なります。

AUXステップアップ-不連続インダクタ電流

インダクタ電流が不連続であるとは、各スイッチングサイクルでインダクタ電流がゼロになる瞬間があることを意味しています。インダクタ効率は電流が連続的に流れる場合ほど高くありませんが、軽負荷のアプリケーションでは、コイル損失がもともと他の損失よりも小さいため、大きな問題にならないことが多いのです。インダクタ電流を不連続とすることには利点もあります。ループ補償の柔軟性が高まるとともに、ブースト比に対する最大デューティサイクルの制限がなくなります。

不連続動作とするためには、各サイクルで完全放電ができるほど小さなインダクタンスである必要があります。つまり、次式が成立しなければなりません。

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

不連続動作による電流ブーストでは、以下のようにシングルポールとなります。

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

ユニティゲインクロスオーバー(f_c)が $f_{OSC} / 10$ 以下となるように、積分器のキャップを決めます。モーターやLEDなど、過渡応答が速い必要のない負荷の電源としてAUX回路を使う場合、多くの場合、 f_c を $f_{OSC} / 20$ 以下として過補償にしても大丈夫です。

次に、次式のように C_C を求めます。

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

ただし、

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

であり、また、 V_{RAMP} は内蔵電圧ランプで1.25Vです。 C_C R_C ゼロ点によって f_p ポールをキャンセルするため、次式ようになります。

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

AUXステップアップ-連続インダクタ電流

インダクタに電流が流れ続けるようにすると、ピークインダクタ電流と出力電流の比が低くなり、ブースト効率が高くなる場合があります。そのかわり、インダクタンス値を大きくする必要があります。電流値が同じならサイズが大きくなってしまいます。連続インダクタ電流によるブースト動作では、周波数応答の右半面に、次式のようなゼロ点、 Z_{RHP} が現れます。

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

ただし、 $(1 - D) = V_{IN} / V_{OUT}$ (ブーストコンバータにおける)です。

また、次式で表される複素ポールペアがあります。

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

出力コンデンサの静電容量とESRにより発生するゼロ点が、右半面に現れるゼロ点の1/10以下であれば、つまり、次式が成立するなら

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

クロスオーバー周波数(f_C)が Z_{COUT} となるように C_C を定めます。ESRゼロ点により、クロスオーバーにおけるフェーズブーストは次式で表されます。

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

積分器のゼロ点、 $1 / (2\pi \times R_C \times C_C)$ が f_0 となって複素ポールペアの一方をキャンセルすることができるように R_C を定めます。

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

Z_{COUT} が $Z_{RHP} / 10$ 以上であり(セラミック出力コンデンサは、通常、このようになります)、連続電流動作が必要であれば、ループが Z_{RHP} と f_0 より前にクロスするようにします。

$$f_C < f_{OSC} / 10、及び f_C < Z_{RHP} / 10$$

この場合、次式のようになり

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

次式が成立するようにするのであるから

$$1 / (2\pi \times R_C \times C_C) = 1 / (2\pi \times R_{LOAD} \times C_{OUT})$$

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

となります。あるいは、インダクタを小さくして、不連続動作に設計変更します。

AUX3ステップダウン補償

AUX3ステップダウンアプリケーションでは、インダクタのサイズと効率のバランスから、基本的に連続インダクタ電流を採用するものと考えられます。この場合、動作を安定させるため、スイッチング周波数よりもはるかに低い周波数(f_C)で制御ループゲインがクロスオーバーする(ゲインが1以下になる)必要があります。

電圧モードステップダウン補償に関係のある特性として、以下の項目が挙げられます。

- 相互コンダクタンス(FB3からCC3)、 g_{MEA} (135 μ s)
- オシレータランプ電圧、 V_{RAMP} (1.25V)
- フィードバックレギュレーション電圧、 V_{FB} (1.25V)
- 出力電圧、 V_{OUT3} (単位: V)
- 出力負荷の等価抵抗、 R_{LOAD} (単位: Ω) = V_{OUT3} / I_{LOAD}
- 出力LCフィルタの特性インピーダンス、 $R_0 = (L / C)^{1/2}$

AUX3ステップダウン補償に関する検討では、以下のステップが重要です。

- 1) f_C をスイッチング周波数よりも十分に低く($f_{OSC} / 10$)設定します
- 2) C_{OUT} を算出します。
- 3) 出力LCフィルタによる複素ポールペアを算出します。
- 4) この複素ポールペアをキャンセルするゼロ点を2つ作成します。
- 5) 高周波数ポールを2つ追加し、ゲインとフェーズのマージンを最適化します。

$V_{IN} = 5V$ 、 $V_{OUT} = 3.3V$ 、 $I_{OUT} = 300mA$ と仮定すると、 $R_{LOAD} = 11\Omega$ となります。 $f_{OSC} = 500kHz$ 、 $L = 10\mu H$ として、クロスオーバー周波数がOSC周波数の1/10になるようにすると、

$$f_C = f_{OSC} / 10 = 50kHz$$

3.3V出力では、 $R_{14} = 30.1k\Omega$ 、 $R_{15} = 18.2k\Omega$ となります。「出力電圧の設定」の項を参照してください。等価インピーダンス、 R_{EQ} を計算します。

$$R_{EQ} = R_{SOURCE} + R_L + ESR + R_{DS(ON)}$$

ただし、 R_{SOURCE} はソースの出カインピーダンス(AUX3ステップダウン回路の入力をステップアップ回路としている場合、これはステップアップコンバータの出カインピーダンスになります)、 R_L はインダクタのDC抵抗、ESRはフィルタコンデンサの等価抵抗、 $R_{DS(ON)}$ は外付けMOSFETのオン抵抗です。

ステップアップコンバータの出カインピーダンス(R_{SOURCE})は、 f_0 で約 1Ω となります。 $R_L + ESR + R_{DS(ON)}$ は 1Ω に対して小さいため、 $R_{EQ} = 1\Omega$ と仮定します。次に、 R_0 が $R_{EQ} / 2$ 以下となるように C_{OUT} を決定します。

$$C_{OUT} > L / [(R_{EQ} / 2)^2] = 10\mu H / 0.25 = 40\mu F$$

よって、 $C_{OUT} = 47\mu F$ とします。

$$C_4 = (V_{IN} / V_{RAMP})(1 / [2\pi \times R_{14} \times f_C]) = (5 / 1.25)(1 / [2\pi \times 30.1k \times 50kHz]) = 423pF$$

よって、 $C_4 = 470pF$ とします。

R_4 C_4 ゼロ点を $0.75 f_0$ に置き、複素ポールペアの一方をキャンセルします。複素ポールペアは次式で表される位置にあります。

$$f_0 = 1 / [2\pi(L \times C_{OUT})^{1/2}] = 1 / [2\pi(10\mu H \times 47\mu F)^{1/2}] = 7.345kHz$$

$$つまり、R_4 = 1 / (2\pi \times C_4 \times 0.75 \times f_0) = 1 / (2\pi \times 470pF \times 0.75 \times 7.345kHz) \approx 61.9k\Omega$$

よって、 $R_4 = 61.9k\Omega$ (公差1%)とします。ここで、 $R_4 > 2 / g_{MEA} = 14.8k\Omega$ となっていることを確認します。このような関係にならなかった場合は、戻って R_{14} と R_{15} を再計算します。

5チャンネルスリムDSC電源

R14 C20ゼロ点を $1.25 \times f_0$ に置き、複素ポールペアの
もう一方をキャンセルします。

$$C20 = 1 / (2\pi \times R14 \times 1.25 \times f_0) \\ = 1 / (2\pi \times 30.1k \times 1.25 \times 7.345kHz) = 576pF$$

よって、 $C20 = 560pF$ とします。

ポールを $f_{OSC} / 2$ に置き、ゲインをスイッチング周波数
以下にロールオフします。

$$R22 = 1 / (2\pi \times C20 [f_{OSC} / 2]) \\ = 1 / (2\pi \times 560pF \times 250kHz) = 1.137k\Omega$$

よって、 $R22 = 1.2k\Omega$ とします。

出力フィルタコンデンサのESRが大きい場合、次式の
ゼロ点が現れます。

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

ESRによるこのゼロ点は、R4 C22ポールでキャンセル
します。

$$C22 = C_{OUT} \times R_{ESR} / R4$$

算出されたC22が10pF以下の場合、無視することが
できます。

MAX1585のAUX2インバータ補償— 不連続インダクタ電流

負荷電流が非常に小さい(40mA以下)の場合は、不連続
電流動作が好まれます。理由は、ループ補償がシンプル
になることと、インバータの入出力比に対するデュー
ティサイクルの制限がなくなるからです。不連続動作と
するためには、各サイクルで完全放電ができるほど
小さなインダクタンスである必要があります。つまり、
次式が成立しなければなりません。

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

不連続動作による電流ブーストでは、以下のように
シングルポールとなります。

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

ユニティゲインクロスオーバ(f_c)が $f_{OSC} / 10$ 以下と
なるように、積分器のキャップを決めます。モーターや
LEDなど、過渡応答が速い必要のない負荷の電源として
AUX回路を使う場合、多くの場合、 f_c を $f_{OSC} / 20$ 以下
として過補償にしても大丈夫です。

次に、次式のように C_c を求めます。

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

ただし、 $K = 2L \times f_{OSC} / R_{LOAD}$ であり、また、 V_{RAMP}
は内蔵電圧ランプで1.25Vです。

C_c RCゼロ点によって f_p ポールをキャンセルするので、
次式のようになります。

$$RC = (R_{LOAD} \times C_{OUT}) / (2 C_c)$$

MAX1585のAUX2インバータ補償— 連続インダクタ電流

負荷電流が大きくなると(50mA以上)、連続インダクタ
電流としたほうがいいでしょう。ピークインダクタ
電流と出力電流の比が低くなり、ブースト効率が高くな
ります。そのかわり、インダクタンス値を大きくする
必要があり、定格電流値が同じならサイズが大きくな
ってしまいます。連続インダクタ電流によるブースト
動作では、周波数応答の右半面に、次式のようなゼロ
点、 Z_{RHP} が現れます。

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

ただし、 $D = |V_{OUT}| / (|V_{OUT}| + V_{IN})$ (インバータに
おける)です。

また、次式で表される複素ポールペアがあります。

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

出力コンデンサの静電容量とESRにより発生するゼロ
点が、右半面に現れるゼロ点の1/10以下であれば、
つまり、次式が成立するなら

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

クロスオーバ周波数(f_c)が Z_{COUT} となるように C_c を定め
ます。ESRゼロ点により、クロスオーバにおけるフェーズ
ブーストは次式で表されます。

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

積分器のゼロ点、 $1 / (2\pi \times R_c \times C_c)$ が f_0 となって複素
ポールペアの一方をキャンセルできるように R_c を定めます。

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

Z_{COUT} が $Z_{RHP} / 10$ 以上であり(セラミック出力コン
デンサは、通常このようになります)、連続電流動作が
必要であれば、ループが Z_{RHP} と f_0 より前にクロスする
ようにします。

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

この場合、次式のようになり

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

次式が成立するようにするのであるから、

$$1 / (2\pi \times R_c \times C_c) = 1 / (2\pi \times R_{LOAD} \times C_{OUT})$$

結局、 $R_c = R_{LOAD} \times C_{OUT} / C_c$

となります。あるいは、インダクタを小さくして不連続
動作に設計変更します。

アプリケーション情報

LEDやLCDなど向けのブーストアプリケーション

AUXチャンネルは、さまざまなステップアップアプリ
ケーションに使用することができます。たとえば、

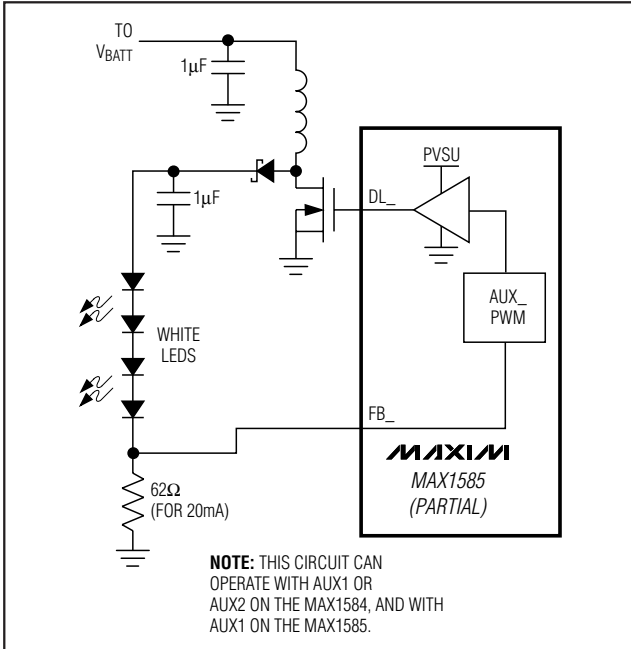


図6. AUX_チャンネルから白色LEDステップアップ電流ソースに電力を供給

モーターやアクチュエータを駆動する5Vといった電圧を発生させたり、LCDバイアス用の15V程度の電圧を発生させたり、バックライト用白色LED列を高効率で駆動するステップアップ電流ソースとすることが考えられます。そのようなアプリケーションの例を、図5と図6に示します。

マルチ出力フライバック回路

アプリケーションによっては、1つのコンバータチャンネルから複数の電圧を得なければならない場合があります。このようなことは、CCDバイアスやLCDの電源を供給するときによく発生します。図7の例は、AUX_を使った2出力のフライバック構成です。コントローラで外付けMOSFETを駆動し、トランスの一次側のスイッチングを行います。この結果、2次側巻線から2つの出力電圧が得られます。フィードバックできるのは正電圧1つだけなので、もう一方の電圧は、トランスの二次側巻線によって決定されます。フィードバックされていないほうの二次電圧の負荷安定度は、トランスのリークとレギュレーション、巻線抵抗によって異なります。フィードバックされていないほうの二次巻線につながれた負荷が、フィードバックされているほうにつながれている負荷と比較して小さいほうが、正確な電圧レギュレーションが実現されます。負荷電流レンジが制限されている場合も、レギュレーションが向上します。実際のアプリケーションでは、トランスのメーカーにご相談ください。

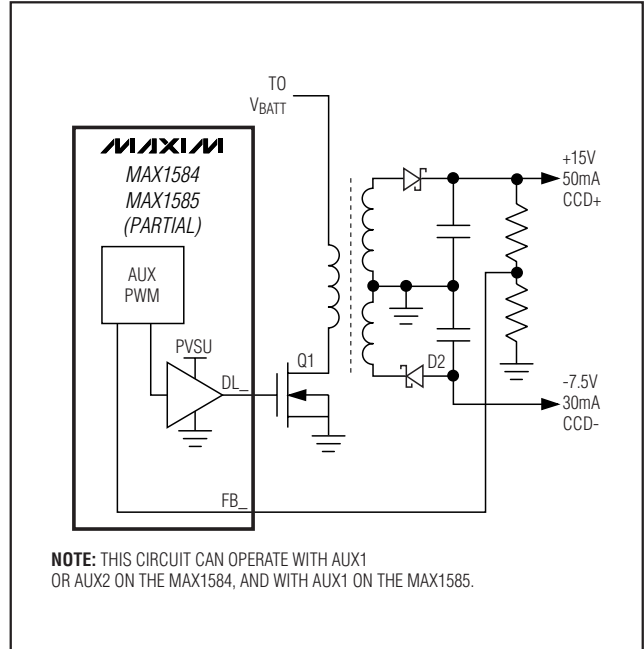


図7. トランス併用によりCCDバイアス用+15Vと-7.5Vを生成

トランスレインバータによるCCD用マイナスバイアス(MAX1585のAUX2を使用)

MAX1585では、AUX2から外付けPチャンネルMOSFETを反転構成で駆動することができます。DL2をローにするとMOSFETがオンになるようにします。また、FB2は極性が反転しており、スレッショルドが0Vとなっています。これは、CCD負荷の負電流が大きくなる高画素数カメラなど、CCD用のマイナスバイアスをトランスレスで生成したい場合に便利です。図1と図8は、MAX1585を使ったそのような回路の例です。

チャージポンプ付きブーストによる正負電源

トランスレスでバイポーラ出力電圧を作る方法がもう1つあります。図9のように、AUXコントローラとチャージポンプ回路による方法です。MOSFETのQ1がオフになると、ドレイン電圧が V_{OUT+} に上昇し電流を供給します。同時にD1経路でC1が電圧 V_{OUT+} まで充電されます。その後MOSFETがオンになると、C1はD3を通じて放電し、C3を V_{OUT-} からD3の電圧降下分を差し引いた電圧まで充電し、 V_{OUT-} に V_{OUT+} とほぼ同じ電圧、ただし、正負が逆になった電圧を生成します。

正負で異なる電圧が必要な場合は、正負どちらか一方の出力をリニアレギュレータで調節し、必要な電圧を得ればよいのです。そのような回路の例が図10です。この回路は、正電圧を出力するリニアレギュレータで負電圧を安定化するという変わった構成になっています。出力を直接制御しないで、フライングコンデンサに流れる充電電流を制御しているためです。

5チャンネルスリムDSC電源

MAX1584/MAX1585

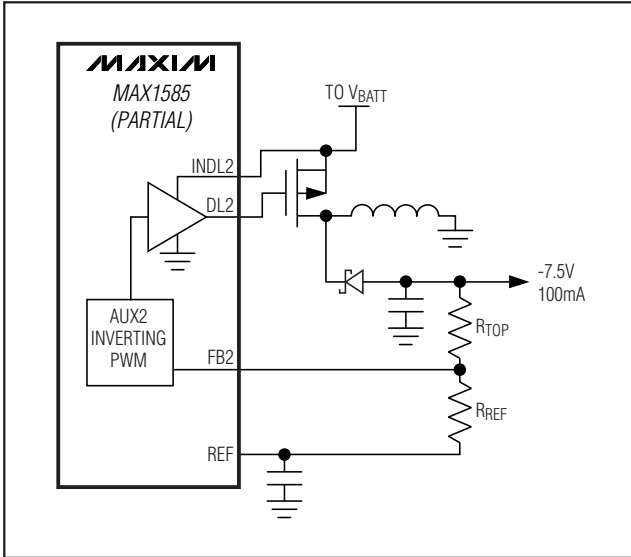


図8. 従来型インバータによる-7.5V、CCD用安定化マイナスバイアス(MAX1585のみ)

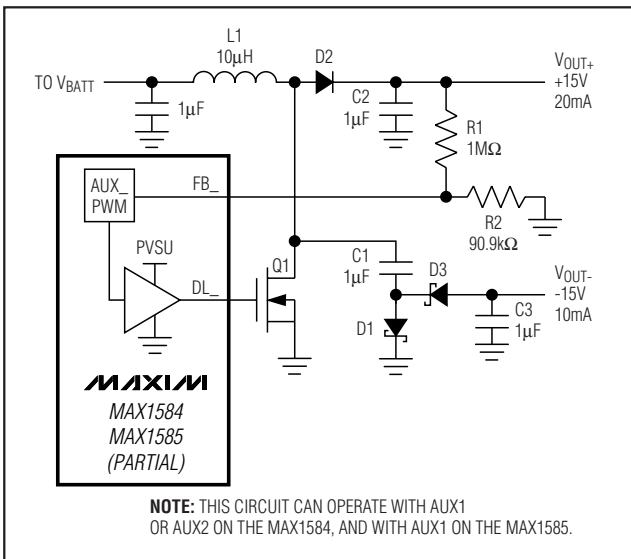


図9. ±15Vを出力するAUX駆動によるチャージポンプ反転ブースト回路

SEPICブーストバック

MAX1584/MAX1585では、内蔵スイッチによるステップアップとステップダウンを組みあわせ、高効率な昇降圧コンバータとすることが可能ですが、昇降圧コンバータをもう1つ、AUX_コントローラを使って構成したいこともあるでしょう。

そのようなステップアップ/ステップダウンコンバータの1つが、図11に示すSEPICです。L1とL2は、2つのインダクタでも一つのコアに巻いたトランスのようなインダクタでも構いません。通常は、インダクタを結合して電力の一部が相互に移動できるようにしたほうが、カップリングコンデンサ(C2)を通過する電力が少なく

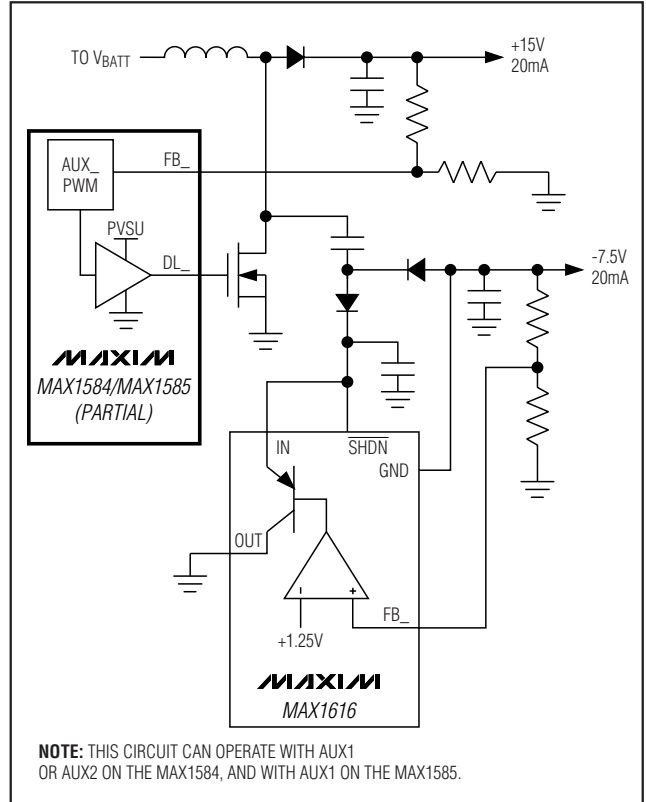


図10. +15Vと-7.5VのCCD用バイアス。AUX駆動のブーストとチャージポンプを使いトランスレスとしています。正電圧用リニアレギュレータ(MAX1616)により、チャージポンプの負出力を安定化。

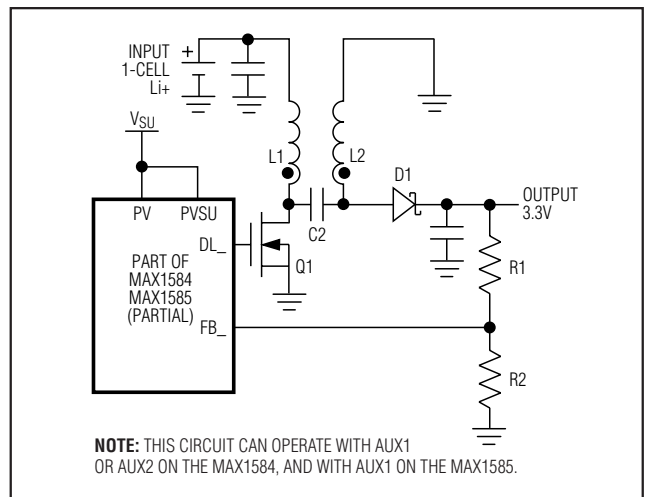


図11. SEPICコンバータにより構成した追加昇降圧チャネル

なるため、効率が高くなります。同様の理由で、C2のESRが低いほうが効率が高くなります。定格リップル電流は、入出力電流の大きいほうよりも大きくなければなりません。MOSFET (Q1)のドレイン-ソース間電圧と整流器(D1)の逆電圧は、入出力電圧の合計よりも大きく

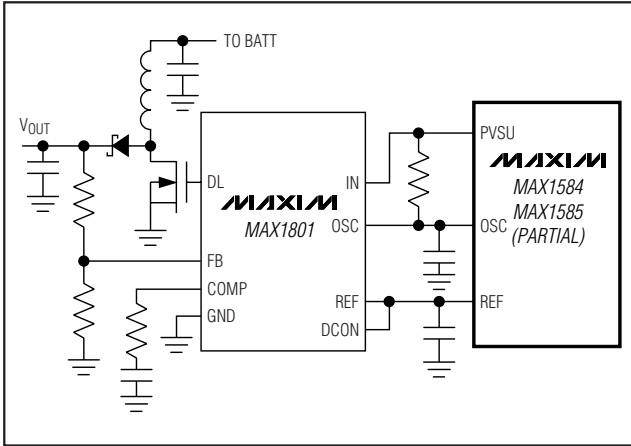


図12. MAX1801スレーブコントローラを外付けし、PWMチャンネルを追加

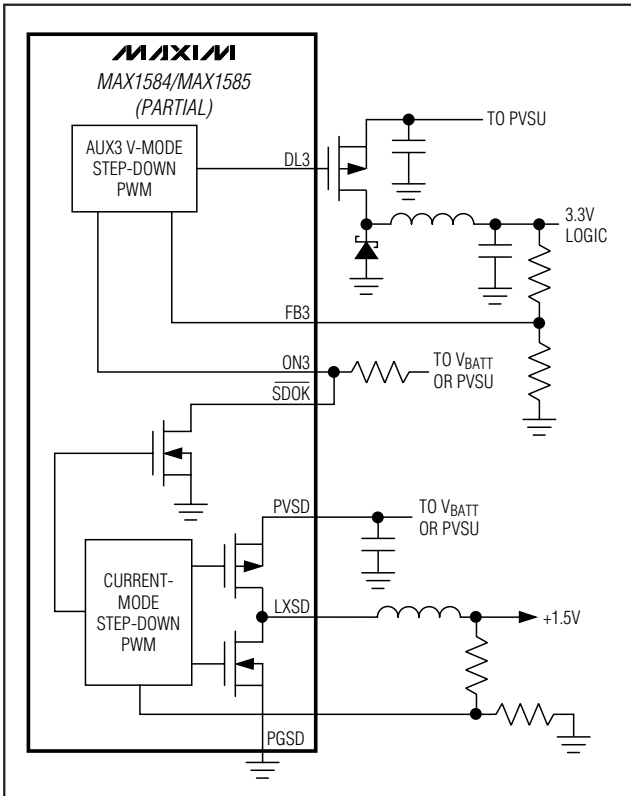


図13. $\overline{\text{SDOK}}$ を使って、コア電圧が安定化した後にCPUへの3.3V電源をオンにします

なければなりません。ステップアップ/ステップダウン回路には、この他に、フライバックコンバータやステップアップコンバータにリアレギュレータを追加するものが考えられます。

MAX1801スレーブの追加

MAX1801は6ピンSOTパッケージのスレーブDC-DCコントローラで、MAX1801を追加すると出力電圧を

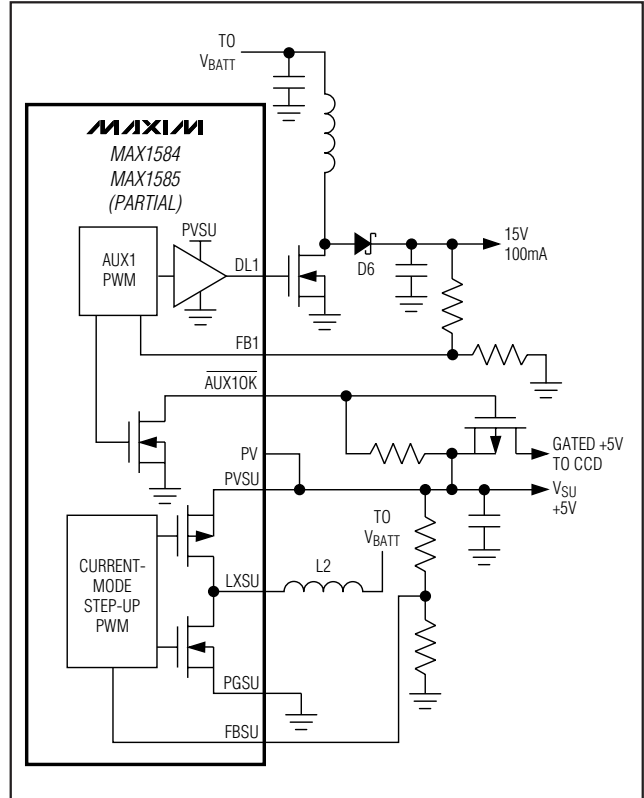


図14. $\overline{\text{AUX10K}}$ により外付けPFETを駆動し、+15VのCCDバイアス電源が安定化した後にCCDに5Vを供給します

増やすことができます。MAX1801には基準電圧やオシレータがありません。MAX1584/MAX1585の基準電圧やオシレータを利用します(図12)。

MAX1801コントローラの動作と設計方法は、MAX1584/MAX1585のAUXコントローラと同等です。「AUXコントローラ用部品の選択」の項に書かれていることは、すべて、MAX1801スレーブコントローラにも適用されます。詳細はMAX1801データシートをご覧ください。

$\overline{\text{SDOK}}$ に $\overline{\text{AUX10K}}$ によるパワーシーケンシング

$\overline{\text{SDOK}}$ は、ステップダウンが安定化するとローになります。低電圧コアを持つマイクロコントローラの中には、コアに適切な電源が供給された後に高電圧(3.3V) I/Oレールの電源を投入しなければならないものがあります。図13の回路では、3.3V出力とプロセッサのI/O電源の間に挿入したPFETのゲートを駆動することによって、これを実現します。

図14も同じようなアプリケーションで、 $\overline{\text{AUX10K}}$ を使い、+15VのCCDバイアス電源が安定化された後にCCDに5Vを供給するものです。この他にパワーシーケンシングを実現する方法として、RC回路によってコンバータのON_入力を遅延させる方法が考えられます。

5チャンネルスリムDSC電源

MAX1584/MAX1585

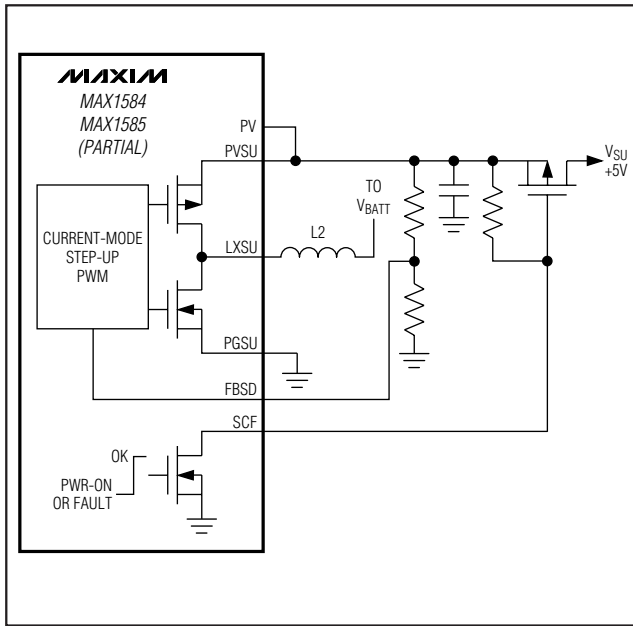


図15. SCFによってPFET負荷スイッチを制御し、障害時に5V負荷を切り離します。この回路によって、フル負荷スタートアップも可能になります。

SCFを使ったフル負荷スタートアップ

SCF出力は、ステップアップがレギュレーション状態に入らないとローになりません。そのため、SCF出力によってPチャンネルMOSFETスイッチを駆動すれば、過負荷時に特定の電源をオフにすることが可能です。または、電源が安定化するまで、負荷を切り離すのにも使えます。ステップアップ出力に対してそのような処理を行う回路例を図15に示します。

SDOUTを1.25V以下の電圧に設定

ステップダウンフィードバック電圧は1.25Vです。抵抗2本による標準的なフィードバック回路では、出力電圧を1.25Vと入力電圧の間にしか設定できません。ステップダウン出力電圧を1.25V以下に下げたい場合は、図16に示すように、1.25Vよりも高い電圧(ステップアップ出力を使うと便利です)とFBSDの間に3本目のフィードバック抵抗を追加することによって、これを実現します。

図16に示す回路では、以下の式で出力電圧が決定されます。

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

ただし、 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。図16のR3をつなぐ前は、電圧が1.25Vよりも高ければどこでもかまいません。R1、R2、R3の値によって解が変化するため、ある抵抗について上式を解くことはできません。抵抗値を求めるもつとも

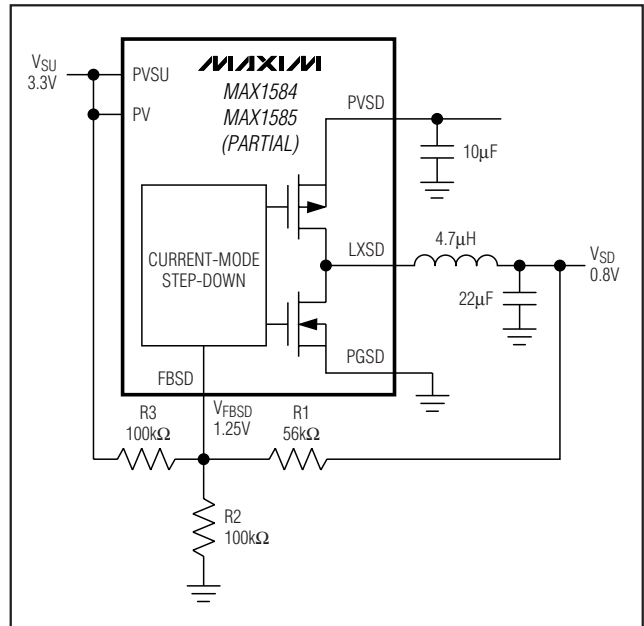


図16. PVSD出力を1.25V以下に設定します

よい方法は、上式をスプレッドシートに入力し、さまざまな抵抗値について計算してみることです。R2とR3を100kΩとしてスタートするのがいいでしょう。

プリント基板の設計

MAX1584/MAX1585の性能を十分に発揮させるためには、プリント基板のレイアウトが重要です。プリント基板の設計が悪いと、ひどい伝導ノイズや放射ノイズが発生します。

不連続電流が流れる導体や大電流パスは、すべて、可能な限り短くします。基準グランドと信号グランドを持つ独立した低ノイズグランドプレーンと電源グランドプレーンは一点接続とし、電源グランド電流の影響を抑えます。ほとんどの場合、グランドプレーンはIC部分で接続するのが一番です。

電圧フィードバック回路は、ICのできるだけ近くに設置します。可能であれば、FB_端子から0.2インチ(5mm)以内としてください。dV/dtが大きなノード(スイッチングノード)はできるだけ小さくするとともに、FB_などの高インピーダンスノードからできるだけ離します。MAX1584/MAX1585評価キットのデータシートには、参考となるプリント基板の設計例を用意しています。

チップ情報

TRANSISTOR COUNT: 8234
PROCESS: BiCMOS

