

TFT LCD用、スイッチ制御およびオペアンプ付きの ステップアップレギュレータ

概要

MAX8758は、高性能ステップアップレギュレータ、高速オペアンプ、およびプログラマブル遅延付きロジック制御の高電圧スイッチ制御ブロックを内蔵しています。このデバイスは、薄膜トランジスタ(TFT)液晶ディスプレイ(LCD)のアプリケーションに最適化されています。

ステップアップDC-DCレギュレータは、パネルソースドライバICに安定化電源電圧を供給します。コンバータは、14Vのnチャネルパワー-MOSFETを内蔵する高周波(640kHz/1.2MHz)の電流モードレギュレータです。高スイッチング周波数のため、超小型インダクタとセラミックコンデンサを使用することができます。電流モード制御アーキテクチャによって、パルス負荷に対して高速過渡応答を提供します。このレギュレータは、ステップアップレギュレータ出力から内蔵ゲートドライバの電源レールをブートストラップして、85%以上の効率を実現します。ステップアップレギュレータは、低電圧ロックアウト(UVLO)、ソフトスタート、および電流制限を備えています。大電流オペアンプは、LCDバックプレーンを駆動するように設計されています(VCOM)。このアンプは、大出力電流($\pm 150\text{mA}$)、高速スルーレート(7.5V/ μs)、広帯域幅(12MHz)、およびレイルトゥレイル入力および出力を備えています。

MAX8758は、超薄型LCDパネル用に厚さ0.8mm(最大)の4mm x 4mmの24ピン薄型QFNパッケージで提供されます。このデバイスは、 -40°C ~ $+85^{\circ}\text{C}$ の温度範囲で動作します。

アプリケーション

ノートブックディスプレイ
LCDモニタ

型番

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX8758ETG	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	24 Thin QFN-EP* 4mm x 4mm

* EP = エクスポーズドパッド

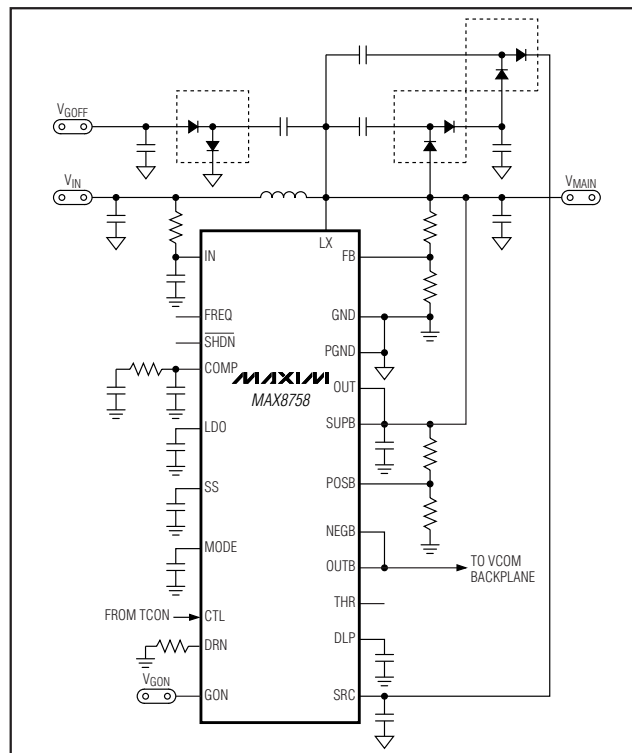
ピン配置はデータシートの最後に記載されています。

DualModeはMaxim Integrated Products, Inc.の商標です。

特長

- ◆ 入力電圧範囲：1.8V~5.5V
- ◆ 入力低電圧ロックアウト
- ◆ 自己消費電流：0.5mA
- ◆ 640kHz/1.2MHzの電流モードのステップアップレギュレータ
 - 高速過渡応答
 - 高精度出力電圧：1.5%
 - 14V、2.5A、115m Ω のMOSFET内蔵
 - 高効率
 - プログラマブルなソフトスタート
 - 無損失検出による電流制限
 - タイマ遅延フォルトラッチ
- ◆ 高速オペアンプ
 - 出力電流： $\pm 150\text{mA}$
 - スルーレート：7.5V/ μs
 - 12MHz、-3dBの帯域幅
 - レイルトゥレイル入力/出力
- ◆ プログラマブル遅延付き、Dual-Mode™、ロジック制御の高電圧スイッチ
- ◆ 熱過負荷保護
- ◆ 4mm x 4mmの24ピン薄型QFNパッケージ

簡略動作回路



TFT LCD用、スイッチ制御およびオペアンプ付きの ステップアップレギュレータ

MAX8758

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

IN, $\overline{\text{SHDN}}$, CTL, LDO to GND	-0.3V to +6V	OUTB RMS Current Rating	$\pm 60\text{mA}$
SUPB, LX, OUT to GND	-0.3V to +14V	LX RMS Current Rating	1.6A
OUTB, NEGB, POSB to GND	-0.3V to (SUPB + 0.3V)	Continuous Power Dissipation ($T_A = +70^\circ\text{C}$)	
THR, DLP, MODE, FREQ, COMP, FB, SS to GND	-0.3V to $V_{\text{LDO}} + 0.3\text{V}$	24-Pin, 4mm x 4mm Thin QFN	
PGND to GND	-0.3V to +0.3V	(derate 16.9mW/ $^\circ\text{C}$ above +70 $^\circ\text{C}$)	1349.1mW
SRC to GND	-0.3V to +30V	Operating Temperature Range	-40 $^\circ\text{C}$ to +85 $^\circ\text{C}$
GON, DRN to GND	-0.3V to $V_{\text{SRC}} + 0.3\text{V}$	Junction Temperature	+150 $^\circ\text{C}$
GON RMS Current Rating	$\pm 50\text{mA}$	Storage Temperature Range	-65 $^\circ\text{C}$ to +160 $^\circ\text{C}$
		Lead Temperature (soldering, 10s)	+300 $^\circ\text{C}$

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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V_{\text{IN}} = V_{\overline{\text{SHDN}}} = +3\text{V}$, $\text{OUT} = +10\text{V}$, $\text{FREQ} = \text{GND}$, $T_A = 0^\circ\text{C}$ to +85 $^\circ\text{C}$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ\text{C}$.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
IN Input Voltage Range		1.8		5.5	V
IN Quiescent Current	$V_{\text{IN}} = 3\text{V}$, $V_{\text{FB}} = 1.5\text{V}$		27	40	μA
IN Undervoltage Lockout	IN rising, 200mV hysteresis, LX remains off below this level		1.3	1.75	V
LDO Output Voltage	$6\text{V} \leq V_{\text{OUT}} \leq 13\text{V}$, $I_{\text{LDO}} = 12.5\text{mA}$, $V_{\text{FB}} = 1.5\text{V}$ (Note1)	4.8	5.0	5.2	V
LDO Undervoltage Lockout Voltage	LDO rising, 200mV hysteresis	2.4	2.7	3.0	V
OUT Supply Voltage Range	(Note 1)	4.5		13.0	V
OUT Overvoltage Fault Threshold		13.2	13.6	14.0	V
OUT Undervoltage Fault Threshold				1.4	V
OUT Supply Current	$V_{\text{FB}} = 1.5\text{V}$, no load		0.5	2.0	mA
	$V_{\text{FB}} = 1.1\text{V}$, no load		4	10.0	
Shutdown Supply Current (Total of IN, OUT, and SUPB)	$V_{\text{IN}} = V_{\text{OUT}} = V_{\text{SUPB}} = 3\text{V}$		4	10	μA
Thermal Shutdown	Temperature rising, 15 $^\circ\text{C}$ hysteresis		+160		$^\circ\text{C}$
STEP-UP REGULATOR					
Operating Frequency	FREQ = GND	512	600	768	kHz
	FREQ = IN	1020	1200	1380	
Oscillator Maximum Duty Cycle	FREQ = GND	91	95	99	%
	FREQ = IN	88	92	96	
FB Regulation Voltage		1.228	1.24	1.252	V
FB Fault Trip Level	Falling edge	0.96	1.0	1.04	V
Duration to Trigger Fault Condition	FREQ = GND	43	51	64	ms
	FREQ = IN	47	55	65	
FB Load Regulation	$0 < I_{\text{LOAD}} < 200\text{mA}$, transient only		-1		%
FB Line Regulation	$V_{\text{IN}} = 1.8\text{V}$ to 5.5V	-0.15	-0.08	+0.15	%/V
FB Input Bias Current	$V_{\text{FB}} = 1.3\text{V}$		125	200	nA
FB Transconductance	$\Delta I = 5\mu\text{A}$ at COMP	75	160	280	μS
FB Voltage Gain	FB to COMP		700		V/V
LX On-Resistance	$I_{\text{LX}} = 200\text{mA}$		115	200	m Ω

TFT LCD用、スイッチ制御およびオペアンプ付きの ステップアップレギュレータ

MAX8758

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = V_{SHDN} = +3V$, $OUT = +10V$, $FREQ = GND$, $T_A = 0^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
LX Leakage Current	$V_{LX} = 13V$		0.01	20	μA
LX Current Limit	65% duty cycle	2.0	2.5	3.0	A
Current-Sense Transresistance		0.19	0.3	0.40	V/A
SS Source Current		3.0	4.0	5.5	μA
POSITIVE GATE DRIVER TIMING AND CONTROL SWITCHES					
CTL Input Low Voltage	$V_{IN} = 1.8V$ to $5.5V$			0.6	V
CTL Input High Voltage	$V_{IN} = 1.8V$ to $2.4V$	1.4			V
	$V_{IN} = 2.4V$ to $5.5V$	2.0			
CTL Input Leakage Current	$V_{CTL} = 0$ or V_{IN}	-1		+1	μA
CTL-to-SRC Propagation Delay	GON rising, $V_{MODE} = 1.24V$, $V_{CTL} = 0$ to $3V$ step, no load on GON		100		ns
	GON falling, $V_{MODE} = 1.24V$, $V_{CTL} = 3V$ to 0 step, no load on GON		100		
SRC Input Voltage	$V_{DLP} = 0$, $V_{IN} = 3V$		2500		Ω
SRC Input Current	MODE = DLP = CTL = LDO		150	250	μA
DRN Input Current	MODE = DLP = LDO, $V_{DRN} = 8V$, $V_{CTL} = 0$		150	250	μA
SRC-to-GON Switch On-Resistance	DLP = CTL = LDO		15	30	Ω
DRN-to-GON Switch On-Resistance	DLP = LDO, $V_{CTL} = 0$		65	130	Ω
GON-to-PGND Switch On-Resistance	$V_{DLP} = 0$, $V_{IN} = 3V$		2500		Ω
MODE Switch On-Resistance	$V_{DLP} = 0$, $V_{IN} = 3V$		1000		Ω
MODE 1 Voltage Threshold	MODE rising		$0.9 \times V_{LDO}$		V
MODE Capacitor Charge Current (MODE 2)	$V_{MODE} = 1.5V$	40	50	62	μA
MODE 2 Switch Transition Voltage Threshold	GON connected to DRN	2.3	2.5	2.7	V
MODE Current-Source Stop Threshold	MODE rising	3.3	3.5	3.7	V
DLP Capacitor Charge Current	During startup, $V_{DLP} = 1.0V$	4	5	6	μA
DLP Turn-On Threshold		2.375	2.500	2.625	V
THR-to-GON Voltage Gain	$V_{GON} = 12V$, $V_{THR} = 1.2V$	9.7	10.0	10.3	V/V
OPERATIONAL AMPLIFIER					
SUPB Supply Range		4.5		13.0	V
SUPB Supply Current	Buffer configuration, $V_{POSB} = 4V$, no load			1.0	mA
Input Offset Voltage	V_{NEGB} , $V_{POSB} = V_{SUPB}/2$, $T_A = +25^{\circ}C$			12	mV
Input Bias Current	V_{NEGB} , $V_{POSB} = V_{SUPB}/2$	-50		+50	nA
Input Common-Mode Voltage Range		0		V_{SUPB}	V

TFT LCD用、スイッチ制御およびオペアンプ付きの ステップアップレギュレータ

MAX8758

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = V_{SHDN} = +3V$, $OUT = +10V$, $FREQ = GND$, $T_A = 0^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Output Voltage Swing High	$I_{OUTB} = 100\mu A$	$V_{SUPB} - 15$			mV
	$I_{OUTB} = 5mA$	$V_{SUPB} - 150$			
Output Voltage Swing Low	$I_{OUTB} = -100\mu A$			15	mV
	$I_{OUTB} = -5mA$			150	
Slew Rate			7.5		V/ μs
-3dB Bandwidth			12		MHz
Gain-Bandwidth Product			8		MHz
Short-Circuit Current	OUTB shorted to $V_{SUPB}/2$, sourcing	75	150		mA
	OUTB shorted to $V_{SUPB}/2$, sinking	75	150		
CONTROL INPUTS					
FREQ Input Low Voltage	$V_{IN} = 1.8V$ to $5.5V$			0.6	V
FREQ Input High Voltage	$V_{IN} = 1.8V$ to $2.4V$	1.4			V
	$V_{IN} = 2.4V$ to $5.5V$	2.0			
FREQ Pulldown Current	$V_{FREQ} = 1.0V$	3.5	5.0	6.0	μA
SHDN Input Low Voltage	$V_{IN} = 1.8V$ to $5.5V$			0.6	V
SHDN Input High Voltage	$V_{IN} = 1.8V$ to $2.4V$	1.4			V
	$V_{IN} = 2.4V$ to $3.6V$	2.0			
	$V_{IN} = 3.6V$ to $5.5V$	2.9			
SHDN Input Current			0.001	1.0	μA

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V_{IN} = V_{SHDN} = +3V$, $OUT = +10V$, $FREQ = GND$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
IN Input Voltage Range		1.8		5.5	V
IN Quiescent Current	$V_{IN} = 3V$, $V_{FB} = 1.5V$			30	μA
IN Undervoltage Lockout	IN rising, 200mV hysteresis, LX remains off below this level			1.75	V
LDO Output Voltage	$6V \leq V_{OUT} \leq 13V$, $I_{LDO} = 12.5mA$, $V_{FB} = 1.5V$ (Note 1)	4.8		5.2	V
LDO Undervoltage Lockout Voltage	LDO rising, 200mV hysteresis	2.4		3.0	V
OUT Supply Voltage Range	(Note 1)	4.5		13.0	V
OUT Supply Current	$V_{FB} = 1.5V$, no load			2.0	mA
	$V_{FB} = 1.1V$, no load			10.0	
STEP-UP REGULATOR					
Operating Frequency	FREQ = GND	512		768	kHz
	FREQ = IN	990		1380	

TFT LCD用、スイッチ制御およびオペアンプ付きの ステップアップレギュレータ

MAX8758

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = V_{SHDN} = +3V$, $OUT = +10V$, $FREQ = GND$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Oscillator Maximum Duty Cycle	FREQ = GND	91		99	%
	FREQ = IN	88		96	
FB Regulation Voltage		1.220		1.252	V
FB Transconductance	$\Delta I = 5\mu A$ at COMP	75		280	μS
LX On-Resistance	$I_{LX} = 200mA$			200	$m\Omega$
LX Current Limit	65% duty cycle	2.0		3.0	A
POSITIVE GATE DRIVER TIMING AND CONTROL SWITCHES					
SRC Input Voltage Range				28	V
SRC Input Current	MODE = DLP = CTL = LDO			250	μA
DRN Input Current	MODE = DLP = LDO, $V_{DRN} = 8V$, $V_{CTL} = 0$			250	μA
SRC-to-GON Switch On-Resistance	DLP = CTL = LDO			30	Ω
DRN-to-GON Switch On-Resistance	DLP = LDO, $V_{CTL} = 0$			130	Ω
THR-to-GON Voltage Gain	$V_{GON} = 12V$, $V_{THR} = 1.2V$	9.7		10.3	V/V
OPERATIONAL AMPLIFIER					
SUPB Supply Range		4.5		13.0	V
SUPB Supply Current	Buffer configuration, $V_{POSB} = 4V$, no load			1.0	mA
Input Offset Voltage	V_{NEGB} , $V_{POSB} = V_{SUPB} / 2$			18	mV
Input Common-Mode Voltage Range		0		V_{SUPB}	V
Output Voltage Swing High	$I_{OUTB} = 100\mu A$	V_{SUPB} - 15			mV
	$I_{OUTB} = 5mA$	V_{SUPB} - 150			
Output Voltage Swing Low	$I_{OUTB} = -100\mu A$			15	mV
	$I_{OUTB} = -5mA$			150	
Short-Circuit Current	OUTB shorted to $V_{SUPB}/2$, sourcing	75			mA
	OUTB shorted to $V_{SUPB}/2$, sinking	75			

Note 1: OUT and SUP can operate down to 4.5V. LDO will be out of regulation, but IC will function correctly.

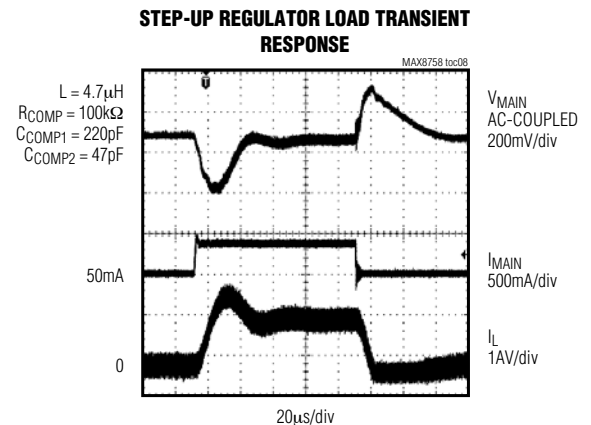
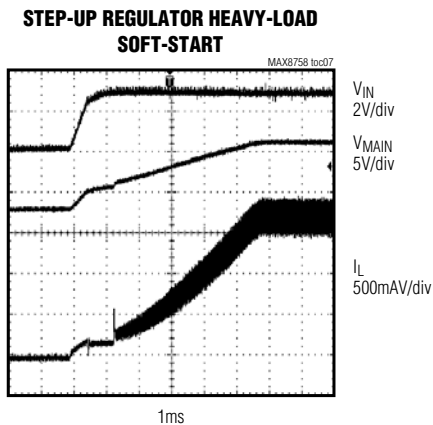
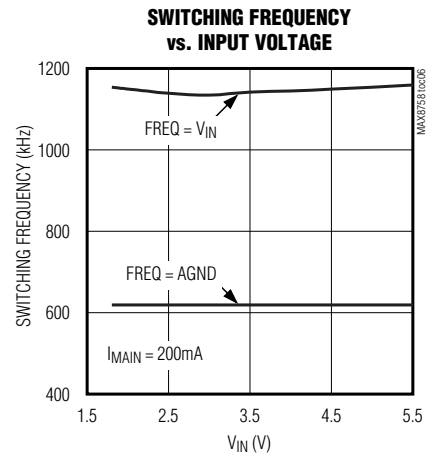
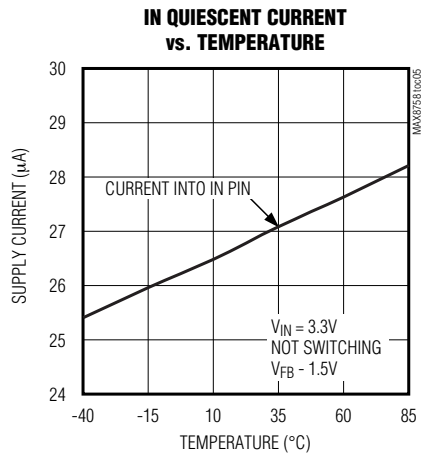
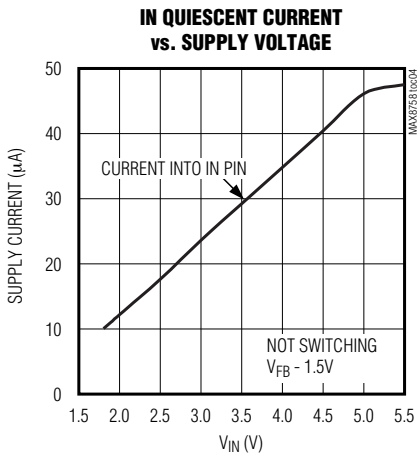
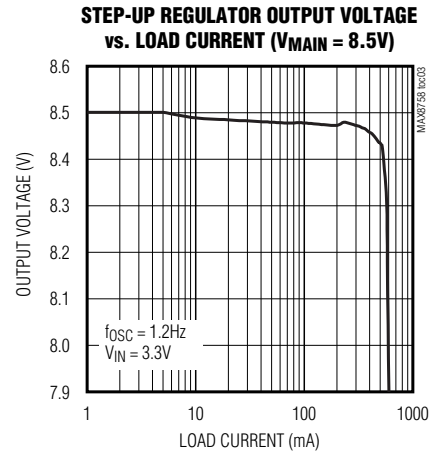
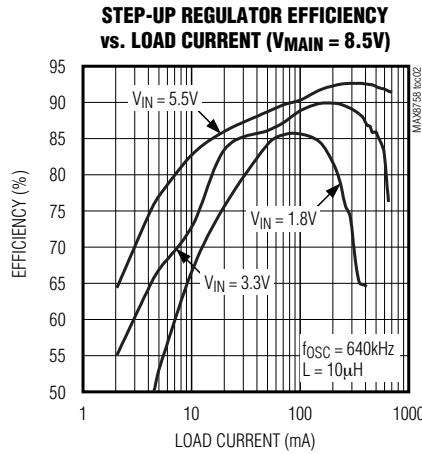
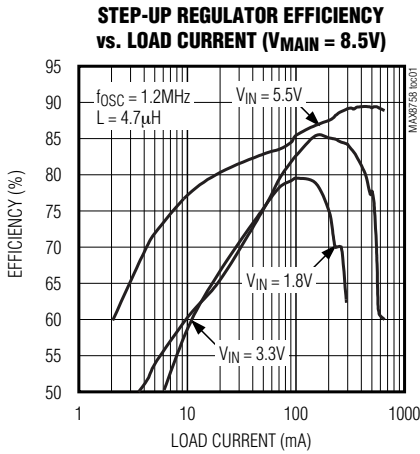
Note 2: $-40^{\circ}C$ specs are guaranteed by design, not production tested.

TFT LCD用、スイッチ制御およびオペアンプ付きのステップアップレギュレータ

MAX8758

標準動作特性

(Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 3.3V$, $V_{MAIN} = 8.5V$, $FREQ = \overline{SHDN} = IN$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



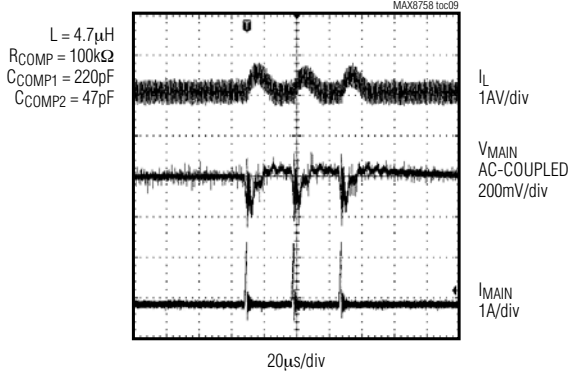
TFT LCD用、スイッチ制御およびオペアンプ付きの ステップアップレギュレータ

MAX8758

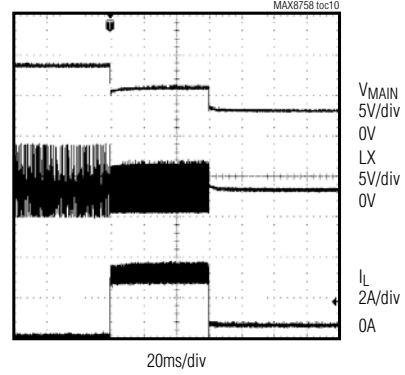
標準動作特性(続き)

(Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 3.3V$, $V_{MAIN} = 8.5V$, $FREQ = \overline{SHDN} = IN$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

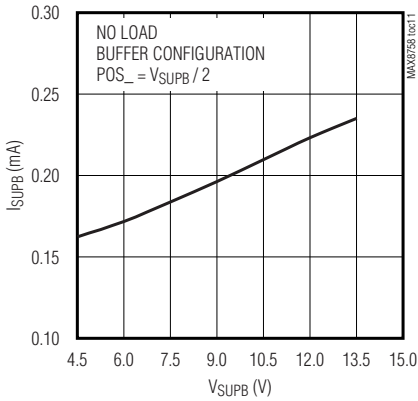
STEP-UP REGULATOR PULSED LOAD TRANSIENT RESPONSE



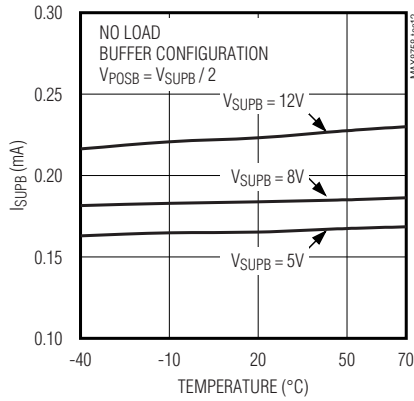
TIMER-DELAY LATCH RESPONSE TO OVERLOAD



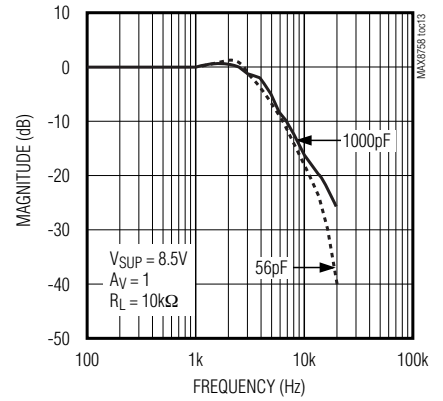
SUPB SUPPLY CURRENT vs. SUPB VOLTAGE



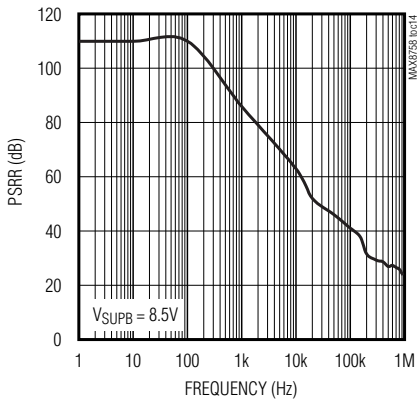
SUPB SUPPLY CURRENT vs. TEMPERATURE



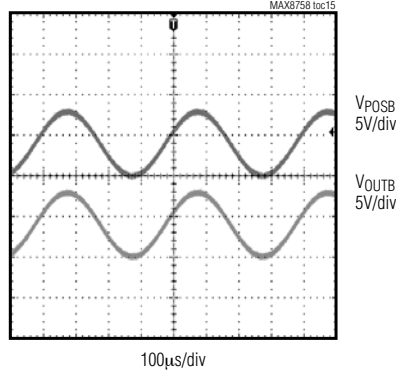
OPERATIONAL AMPLIFIER FREQUENCY RESPONSE FOR VARIOUS C_L



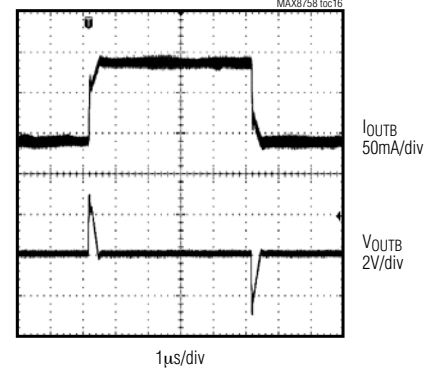
POWER-SUPPLY REJECTION RATIO vs. FREQUENCY



OP-AMP RAIL-TO-RAIL INPUT/OUTPUT



OP-AMP LOAD TRANSIENT RESPONSE



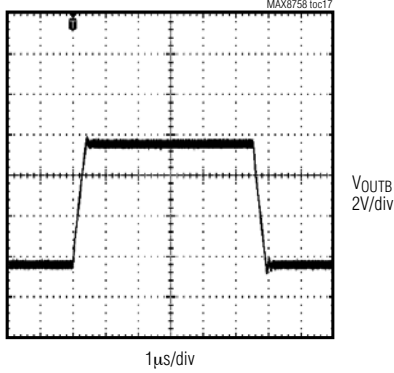
TFT LCD用、スイッチ制御およびオペアンプ付きの ステップアップレギュレータ

MAX8758

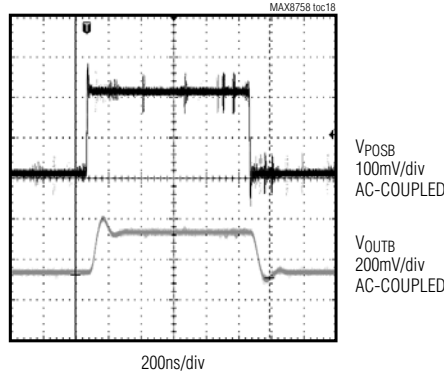
標準動作特性(続き)

(Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 3.3V$, $V_{MAIN} = 8.5V$, $FREQ = \overline{SHDN} = IN$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

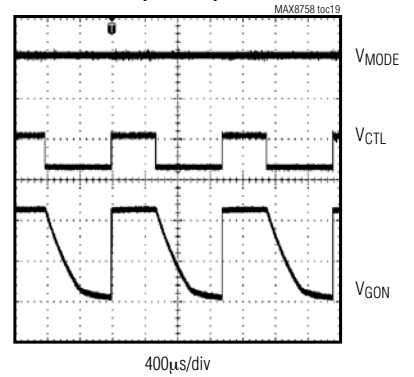
OP-AMP LARGE-SIGNAL STEP RESPONSE



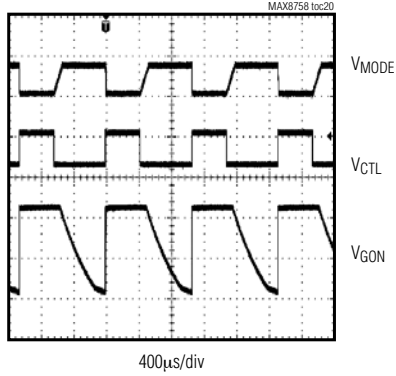
OP-AMP SMALL-SIGNAL STEP RESPONSE



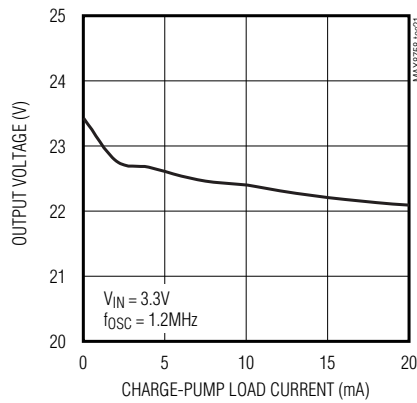
HIGH-VOLTAGE SWITCH CONTROL FUNCTION
(MODE 1)



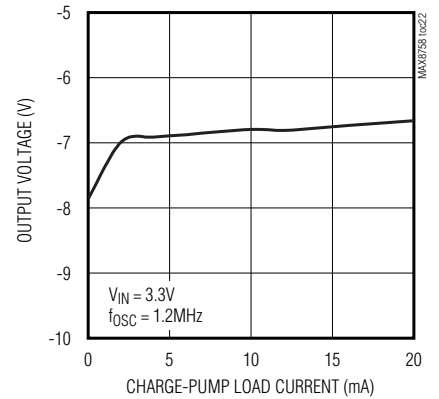
HIGH-VOLTAGE SWITCH CONTROL FUNCTION
(MODE 2)



POSITIVE CHARGE-PUMP OUTPUT VOLTAGE
vs. CHARGE-PUMP LOAD CURRENT



NEGATIVE CHARGE-PUMP OUTPUT VOLTAGE
vs. LOAD CURRENT



TFT LCD用、スイッチ制御およびオペアンプ付きの ステップアップレギュレータ

MAX8758

端子説明

端子	名称	機能
1	GND	アナロググランド
2	GON	内部高電圧スイッチの共通接続。GONは高電圧スイッチ制御ブロックの出力です。GONは、シャットダウン時、1kΩの抵抗器を通して内部でPGNDに接続されます。詳細は「高電圧スイッチング制御」の項を参照してください。
3	CTL	高電圧、スイッチ制御ブロックのタイミング端子。詳細は「高電圧スイッチング制御」の項を参照してください。
4	DLP	高電圧、スイッチ制御ブロックの遅延端子。遅延時間を設定するためにはDLPとGND間にコンデンサを接続してください。5μAの電流源でC _{DLP} を充電します。DLPは、シャットダウン時、抵抗器によって、内部でGNDに接続されます。詳細は「高電圧スイッチング制御」の項を参照してください。
5	THR	GONの降下レギュレーション調整端子。V _{GON} の降下レギュレーションレベルを調整するためには、THRを、LDOまたはOUTとGND間に接続した抵抗分圧器のセンタに接続してください。実際のレギュレーションレベルは10 × V _{THR} です。詳細は「高電圧スイッチング制御」の項を参照してください。
6	SUPB	オペアンプの電源入力。SUPBをGNDに0.1μFのコンデンサでバイパスしてください。
7	OUTB	オペアンプの出力
8	NEGB	オペアンプの反転入力
9	POSB	オペアンプの非反転入力
10	N.C.	接続なし。内部で接続されていません。
11	LDO	内蔵の5Vリニアレギュレータ出力。このレギュレータはオペアンプ以外のすべての内部回路に給電します。LDOをGNDに0.22μF以上のセラミックコンデンサでバイパスしてください。
12	OUT	内蔵リニアレギュレータの電源端子。OUTは内蔵5Vリニアレギュレータの電源入力です。OUTを直接、ステップアップレギュレータの出力に接続してください。
13	I.C.	内部で接続されています。この端子には何も接続しないでください。
14	SS	ソフトスタート制御端子。ステップアップレギュレータのソフトスタート期間を設定するためにコンデンサをSSとGND間に接続してください。詳細は「ブートストラップとソフトスタート」の項を参照してください。
15	COMP	誤差アンプの補償端子。詳細は「ステップアップレギュレータのループ補償」の項を参照してください。
16	FREQ	周波数選択端子。600kHz動作のためにはFREQをGNDに接続してください。1.2MHz動作にするためにはFREQをINに接続してください。
17	IN	電源端子。1μFのコンデンサでINをGNDにバイパスしてください。コンデンサはIN端子に近づけて配置してください。
18	LX	スイッチングノード。LXは内蔵パワーMOSFETのドレインです。インダクタとショットキダイオードをLXに接続し、EMIを小さくするために配線領域を小さくしてください。
19	$\overline{\text{SHDN}}$	シャットダウン制御端子。 $\overline{\text{SHDN}}$ をローに強制すると、ステップアップレギュレータ、オペアンプ、およびスイッチ制御ブロックがオフとなります。
20	FB	フィードバック端子。FBレギュレーションポイントは1.24V(typ)です。FBを、ステップアップレギュレータ出力とGND間の抵抗分圧器のセンタタップに接続して、ステップアップレギュレータの出力電圧を設定してください。分圧器はFB端子の近くに配置してください。
21	PGND	電源グランド
22	MODE	高電圧、スイッチ制御のブロックモード選択タイミング調整端子。詳細は「高電圧スイッチング制御」の項を参照してください。MODEは、LDOに接続される場合はハイインピーダンスです。V _{DLP} < 0.5 × V _{LDO} となるUVLOの間、またはシャットダウンにおいては、MODEは内部で1kΩの抵抗器によってプルダウンされます。
23	DRN	高電圧のスイッチ制御入力。DRNは、GONに接続された内蔵の高電圧pチャンネルMOSFETのドレインです。
24	SRC	高電圧スイッチ制御入力。SRCは内蔵高電圧pチャンネルMOSFETのソースです。

TFT LCD用、スイッチ制御およびオペアンプ付きの ステップアップレギュレータ

MAX8758

標準動作回路

MAX8758の標準動作回路(図1)はノートブックコンピュータにおけるTFT LCDパネルに対して電源ソリューションを提供します。この回路は+8.5Vのソースドライバ電源、および、およそ+22Vと-7Vのゲートドライバ

電源を生成します。ICの入力電圧範囲は+1.8V~+5.5Vですが、図1の回路は2.7V~3.6Vで動作するように設計されています。表1はいくつかの選定された部品の一覧であり、表2は部品メーカーへの接触情報のリストです。

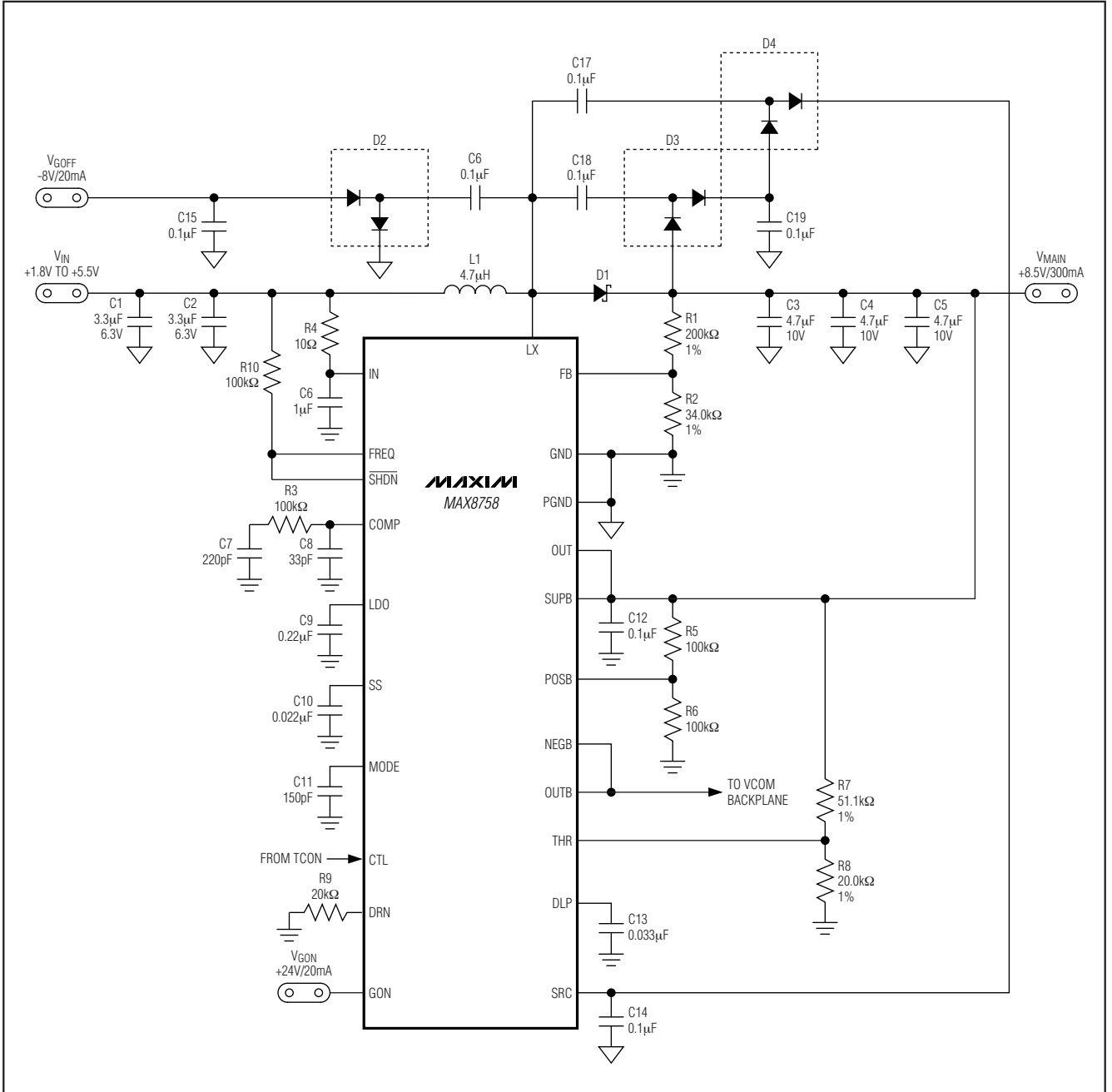


図1. 標準動作回路

TFT LCD用、スイッチ制御およびオペアンプ付きの ステップアップレギュレータ

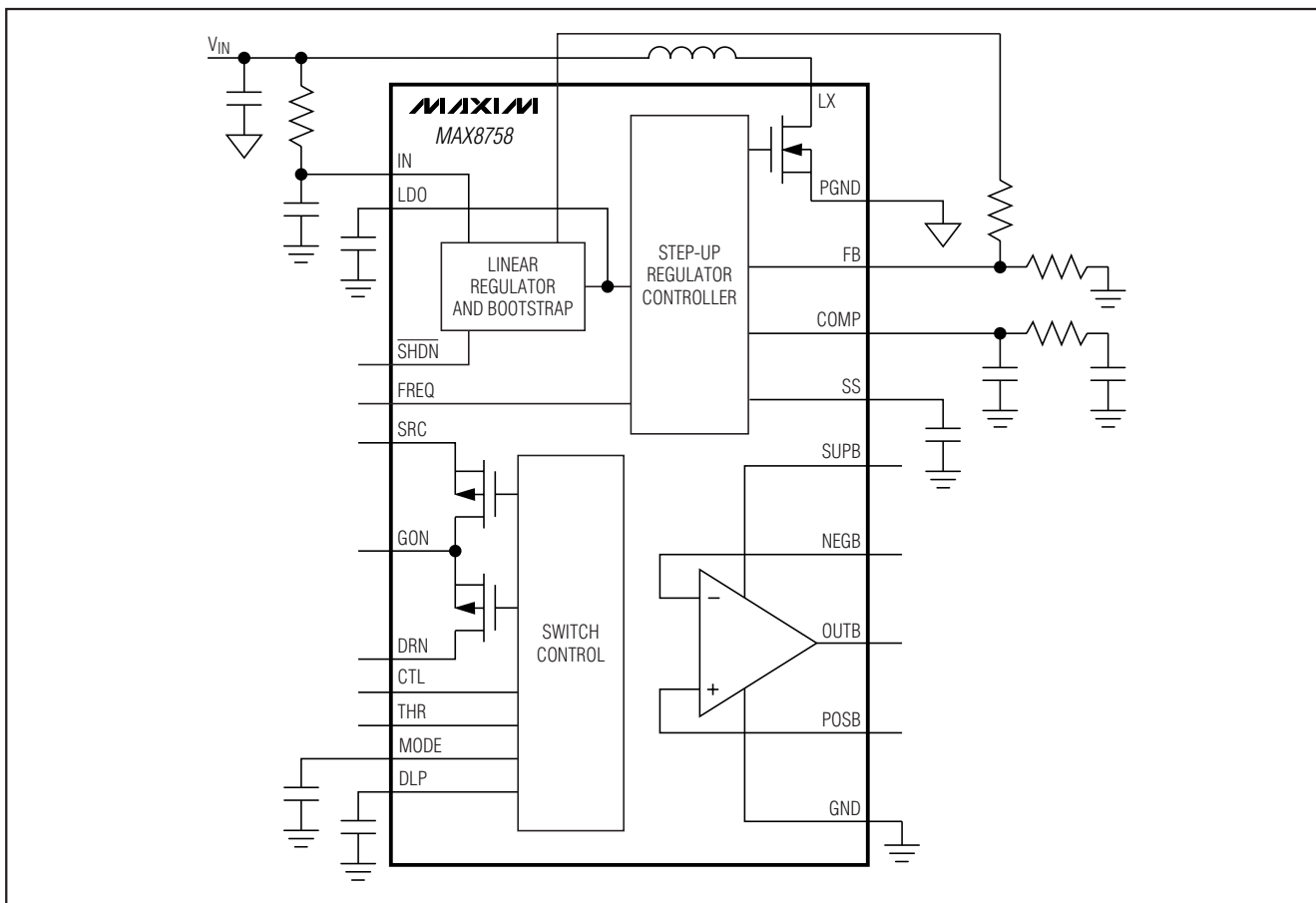


図2. ファンクションダイアグラム

表1. 部品リスト

DESIGNATION	DESCRIPTION
C1, C2	3.3 μ F \pm 10%, 6.3V X5R ceramic capacitors (0603) TDK C1608X5R0J335M
C3, C4, C5	4.7 μ F \pm 20%, 10V X5R ceramic capacitors (1206) TDK C3216X5R1A475M
D1	3A, 30V Schottky diode (M-flat) Toshiba CMS02 (top mark S2)
D2, D3, D4	200mA, 100V dual diodes (SOT23) Fairchild MMBD4148SE (top mark D4)
L1	4.2 μ H, 1.9A inductor Sumida CDRH6D12-4R2

詳細

MAX8758は主としてノートブックコンピュータで使用されるTFT LCDパネル用に設計されています。それは高性能のステップアップレギュレータ、高速度オペアンプ、ロジックレベルで制御されるプログラマブル遅延を備えた高電圧スイッチ制御ブロック、およびブートストラッピング動作のための内部リニアレギュレータを含んでいます。図2はMAX8758のファンクションダイアグラムを示しています。

ステップアップレギュレータ

ステップアップレギュレータはLCDのソースドライバ電源を生成するように設計されています。それは、電流モード、固定周波数のPWM方式を採用しており、ループの帯域幅を最大化し、TFT LCDパネルのソースドライバの標準的なパルス負荷に対する高速過渡応答を備えています。内蔵の発振器は2種の端子選択可能な周波数オプション(640kHz/1.2MHz)を提供し、ユーザが個々のアプリケーション要件に基づいて設計の最適化に使用することができます。

TFT LCD用、スイッチ制御およびオペアンプ付きのステップアップレギュレータ

MAX8758

表2. 部品メーカ

SUPPLIER	PHONE	FAX	WEBSITE
Fairchild Semiconductor	408-822-2000	408-822-2102	www.fairchildsemi.com
Sumida	847-545-6700	847-545-6720	www.sumida.com
TDK	847-803-6100	847-390-4405	www.component.tdk.com
Toshiba	949-455-2000	949-859-3963	www.toshiba.com/taec

内蔵のnチャンネルパワーMOSFETは外付けの部品を減らします。内蔵のゲートドライバのサプライレールは、低い入力電圧における効率を改善するために内蔵のリニアレギュレータに対してブートストラップされます。外付けのコンデンサによるソフトスタート機能が、効果的に突入電流を制御します。出力電圧は外付けの抵抗分圧器を用いて $V_{IN} \sim 13V$ に設定することができます。

PWM制御ブロック

図3はステップアップレギュレータのブロックダイアグラムです。レギュレータは、各スイッチングサイクルで内蔵パワーMOSFETのデューティサイクル(D)を変調することによって出力電圧および出力に供給する電源を制御します。MOSFETのデューティサイクルは、次の式で表されます：

$$D \approx \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT}}$$

ここで、 V_{OUT} はステップアップレギュレータの出力電圧です。

内蔵発振器クロックの立上りエッジで、コントローラはフリップフロップをセットし、nチャンネルMOSFETをオンにして入力電圧をインダクタの両端間に印加します。インダクタを流れる電流はリニアに漸増し、磁界にエネルギーを蓄積します。トランスコンダクタンス誤差アンプがFB電圧を1.24V(typ)リファレンス電圧と比較します。誤差アンプはCOMPコンデンサを充電または放電することによってCOMP電圧を変化させます。COMP電圧は、電流検出信号とスロープ補償信号との和である傾斜波(ramp)と比較されます。傾斜波信号がCOMP電圧を超えると、コントローラはフリップフロップをリセットしMOSFETをオフにします。インダクタ電流は連続しているので、逆電圧がインダクタの両端間に生じて、ショットキダイオードをオンにします(図1のD1)。すると、インダクタの両端間の電圧は入力電圧と出力電圧との差となります。この放電状態によってインダクタに流れる電流が強制的に漸減して、し、磁界に蓄積されたエネルギーが出力コンデンサと負荷に移動します。MOSFETはクロックサイクルの残りの時間、オフのまま保持します。

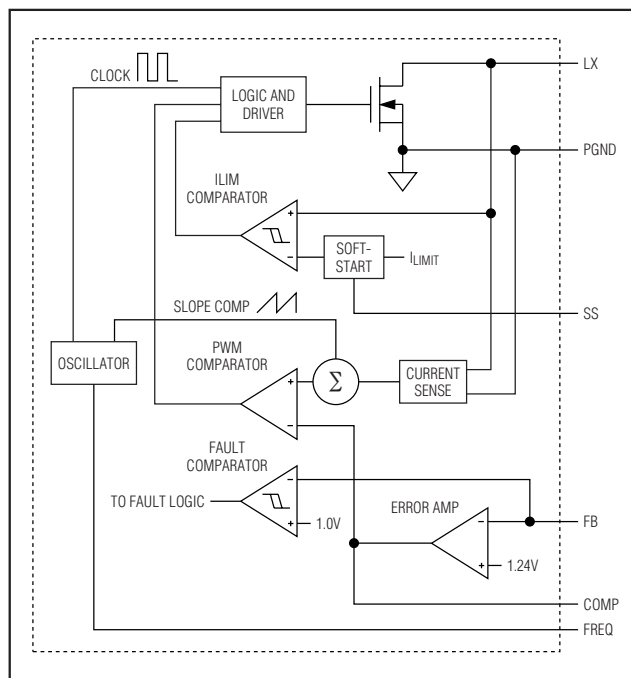


図3. ステップアップレギュレータのブロック図

ブートストラップとソフトスタート

MAX8758はブートストラップ動作を行います。通常の動作では、内蔵のリニアレギュレータが電源を内部回路に供給します。リニアレギュレータの入力(OUT)はステップアップレギュレータの出力に直接接続しなければなりません。ステップアップレギュレータは、OUTにおける入力電圧が1.75Vを超えると、イネーブルとされ、SHDNはハイとなり、フォルトラッチはセットされません。

イネーブルとされた後、レギュレータは、オープンループのスイッチングを開始して制御されたデューティサイクルでリニアレギュレータ用の供給電圧を生成します。内部のリファレンスブロックは、LDO電圧が2.7V(typ)を超えるとオンとなります。リファレンス電圧がレギュレーションに達すると、PWMコントローラおよび電流制限回路がイネーブルされ、ステップアップレギュレータがソフトスタートに入ります。

TFT LCD用、スイッチ制御およびオペアンプ付きのステップアップレギュレータ

ソフトスタートタイミングはSSとGND間に接続される外付けコンデンサで調整することができます。ステップアップレギュレータがイネーブルされた後、SS端子は、即座に0.5Vに充電されます。その後、コンデンサは4 μ A(typ)の定電流で充電されます。この期間、SS電圧は直接ピークのインダクタ電流を制御し、ゼロから最大電流限界までリニアに漸増します。最大負荷電流は、SSの電圧が1.5Vを超えると、使用可能となります。SHDNがローのときは、ソフトスタートコンデンサはグラウンドに放電されます。ソフトスタートが行われることによって突入電流および電圧のオーバーシュートを最小化し、起動時の明確な振舞いが保証されます(「標準動作特性」における「Step-Up Regulator Heavy-Load Soft-Start」の波形を参照してください)。

フォルト保護

定常状態の動作において、MAX8758はFB電圧をモニタします。FB電圧が1V(typ)を下回ると、MAX8758は内蔵のフォルトタイマをアクティブにします。フォルトタイマの持続期間中、フォルトが継続していると、MAX8758はフォルトラッチをセットし、出力をすべてシャットダウンします。フォルト状態が除去された後は、フォルトラッチをクリアしデバイスを再びアクティブにするためには、入力電圧をいったんオフとしてその後オンとしてください。ソフトスタート時間の間、フォルト検出回路はディセーブルされます。

MAX8758はOUT電圧によって、低電圧および過電圧状態を監視します。OUT電圧が1.4V(typ)を下回るか、または13.5V(typ)を超えると、MAX8758はステップアップレギュレータのゲートドライバをディセーブルとして、内蔵のMOSFETのスイッチングを防止します。OUT端子の低電圧および過電圧状態はフォルトラッチをセットしません。

熱過負荷保護

熱過負荷保護は過剰な電力消費によるMAX8758の過熱を防止します。ジャンクション温度が $T_J = +160^\circ\text{C}$ を超えると、熱センサは即座にフォルト保護をアクティブにして、フォルトラッチをセットして出力をすべてシャットダウンし、デバイスの冷却を可能とします。デバイスがおよそ 15°C だけ冷却されると、入力電圧またはSHDNをサイクル変化させると、フォルトラッチがクリアされてデバイスが再起動されます。

熱過負荷保護はフォルト状態が起こった場合にコントローラを保護します。連続動作とするためには、最大のジャンクション温度定格である $T_J = +150^\circ\text{C}$ を超えないようにしてください。

表3. 周波数の選択

FREQ	SWITCHING FREQUENCY (kHz)
GND	600
IN	1200

周波数の選択(FREQ)

FREQ端子はスイッチング周波数を選択します。表3はFREQ端子の接続によるスイッチング周波数を示しています。高周波(1.2MHz)動作は、スイッチング損失を大きくして部品サイズを最小にするトレードオフのアプリケーションに適しています。低周波(600kHz)動作は部品サイズとプリント基板スペースを犠牲にして最良の総合効率を提供します。

オペアンプ

MAX8758のオペアンプは、通常、LCDのバックプレーン(VCOM)またはガンマ補正用の分圧抵抗列を駆動するために使われます。オペアンプは $\pm 150\text{mA}$ の出力短絡電流、7.5V/ μs のスルーレート、および12MHzの帯域幅を備えています。レイルトゥレイルの入出力能力がシステムの柔軟性を最大化します。

短絡回路電流制限

オペアンプは、出力が直接SUPBまたはGNDに短絡されたら、短絡電流をおよそ $\pm 150\text{mA}$ に制限します。短絡状態が持続する場合は、ICのジャンクション温度はその熱シャットダウンスレッショルド($+160^\circ\text{C}$ typ)まで上昇します。ジャンクション温度が熱シャットダウンスレッショルドに達すると、内部の熱センサが即座に熱フォルトラッチをセットし、すべてのIC出力をシャットオフします。デバイスは、入力電圧をいったんオフとして、再投入するか、またはSHDNを変化させるまで非アクティブのままです。

純粋な容量性負荷の駆動

オペアンプは通常、LCDのバックプレーン(VCOM)またはガンマ補正用の分圧用抵抗列を駆動するために使われます。LCDのバックプレーンは分布した直列コンデンサと抵抗で構成され、それはオペアンプによって容易に駆動可能な負荷です。しかし、オペアンプが純粋な容量性負荷を持つアプリケーションに使われる場合は、安定な動作を確保するためには、対策を要します。

オペアンプの容量性負荷が増加するにつれて、アンプの帯域幅が減少し、利得ピーキングが大きくなります。5 Ω ~50 Ω の小さい抵抗をOUTBと容量性負荷との間に挿入するとピーキングが減少しますが利得を減少させます。ピーキングを小さくする別の方法は容量性負荷と並列に直列RC回路(スナバ回路)を接続することです。RC回路は連続して出力の負荷とならず、また利得を

TFT LCD用、スイッチ制御およびオペアンプ付きのステップアップレギュレータ

MAX8758

減少させません。標準的な抵抗器の値は100Ω~200Ωであり、コンデンサの値は10pFです。

高電圧スイッチング制御

MAX8758の高電圧スイッチ制御ブロック(図5)は、2つの高電圧のpチャネルMOSFETから構成されています。Q1はSRCとGONの間、Q2はGONとDRNの間にあります。スイッチ制御ブロックは V_{DLP} が $V_{LDO}/2$ を超えるとイネーブルされ、Q1とQ2はCTLとMODEによって制御されます。2つの異なった動作モードがあります(「標準動作特性」の項を参照)。

1つ目のモードはMODEとLDOを接続することによってアクティブとなります。CTLが論理ハイのとき、Q1がオン、Q2はオフとなり、GONがSRCに接続されます。CTLがロジックローであると、Q1がオフ、Q2がオンとなり、GONがDRNに接続されます。GONはそのとき、DRNとPGNDまたは AV_{DD} との間に接続された抵抗器を通して放電させることができます。 V_{GON} がTHRの電圧の10倍に達すると、Q2はオフとなり、GONの放電を停止します。

V_{MODE} が $0.9 \times V_{LDO}$ を下回ると、スイッチ制御ブロックは2番目のモードで動作します。 V_{CTL} の立上りエッジはQ1をオン、Q2をオフとして、GONをSRCに接続します。内蔵のMODEとGND間にあるnチャネルMOSFETのQ3もまた、オンとなり、MODEとGND間に接続された外付けコンデンサを放電します。 V_{CTL} の立下りエッジがQ3をオフとして、内部の50μAの電流源がMODEに接続されたコンデンサの充電を開始します。 V_{MODE} が $0.5 \times V_{REF}$ を超えると、スイッチ制御ブロックはQ1をオフ、Q2をオンとし、GONをDRNに接続します。すると、GONはDRNとGNDまたは AV_{DD} 間に接続された抵抗器を通して放電することができます。 V_{GON} がTHRの電圧の10倍に達すると、Q2はオフとなりGONの放電を停止します。

スイッチ制御ブロックをイネーブルとするタイミングはDLPとGND間に接続された外付けコンデンサによって調整することができます。内部の電流源は、入力電圧が1.75V(typ)を超え、 \overline{SHDN} がハイであり、フォルトラッチがセットされていなければ、DLPコンデンサの充電を開始します。DLPの電圧は定電流源によってリニアに上昇します。 V_{DLP} が2.5V(typ)を超えると、スイッチ制御ブロックがイネーブルとなります。MAX8758がシャットダウンであるか、またはフォルト状態にある場合は、スイッチ制御ブロックがディセーブルされ、DLPがローに保持されます。

リニアレギュレータ(LDO)

MAX8758は内部に5Vのリニアレギュレータを含んでいます。OUTはリニアレギュレータの入力であり、

ステップアップレギュレータの出力に直接、接続されなければなりません。入力電圧範囲は4.5V~13Vです。リニアレギュレータの出力(LDO)は5V(typ)に設定されています。このレギュレータはゲートドライバを含んで内部のすべての回路に給電します。これは、低い入力電圧において、効率を著しく向上させます。LDO端子は0.22μF以上のセラミックコンデンサでGNDにバイパスしてください。

設計法

ステップアップレギュレータ

ステップアップレギュレータのインダクタの選択

インダクタの値、ピーク電流定格、および直列抵抗がインダクタを選択する際の要素です。これらの要素はコンバータの効率、最大出力負荷能力、過渡応答時間、および出力電圧リップルに影響します。物理的な大きさおよびコストも考慮すべき重要な要素です。

最大出力電流、入力電圧、出力電圧、およびスイッチング周波数がインダクタの値を決定します。インダクタの値を非常に大きくすると、電流リップルが小さくなり、そのため、ピーク電流が小さくなり、その結果インダクタ内のコア損失および全体のパワー経路における I^2R 損失が減少します。しかし、インダクタを大きくすると、より大きいエネルギー蓄積およびより多い巻数が必要となり、物理的なサイズが大きくなり、インダクタ中の I^2R が増加します。インダクタの値を小さくすると、物理的なサイズは小さくなりますが、電流リップルとピーク電流が増加します。回路効率、インダクタの大きさ、およびコスト間の最良の妥協を見出して最良のインダクタを選んでください。

ここで使用する式には、定数LIRが含まれていますが、これは最大負荷電流における、インダクタのピークトゥピークリップル電流と、平均DCインダクタ電流との比です。ステップアップレギュレータに対してインダクタの大きさと効率の間のトレードオフは、一般にLIRが0.3~0.5の場合に得られます。しかし、インダクタコア材料のAC特性、およびインダクタ抵抗の、その他のパワー経路抵抗に対する比によって、最良のLIRが左右されます。インダクタ抵抗が比較的大きい場合、必要とする巻数を減らして、線径を大きくすると、より大きいリップルを許容できます。インダクタの抵抗が比較的小さい場合、ピーク電流を減少させるために、インダクタンスを増加すると、パワー経路全体の損失を減少させることができます。極端に薄く大きい抵抗を持つインダクタが使われると、これはLCDパネルのアプリケーションにおいて通常に起こることですが、最良のLIRは0.5~1.0に増加します。

TFT LCD用、スイッチ制御およびオペアンプ付きの ステップアップレギュレータ

MAX8758

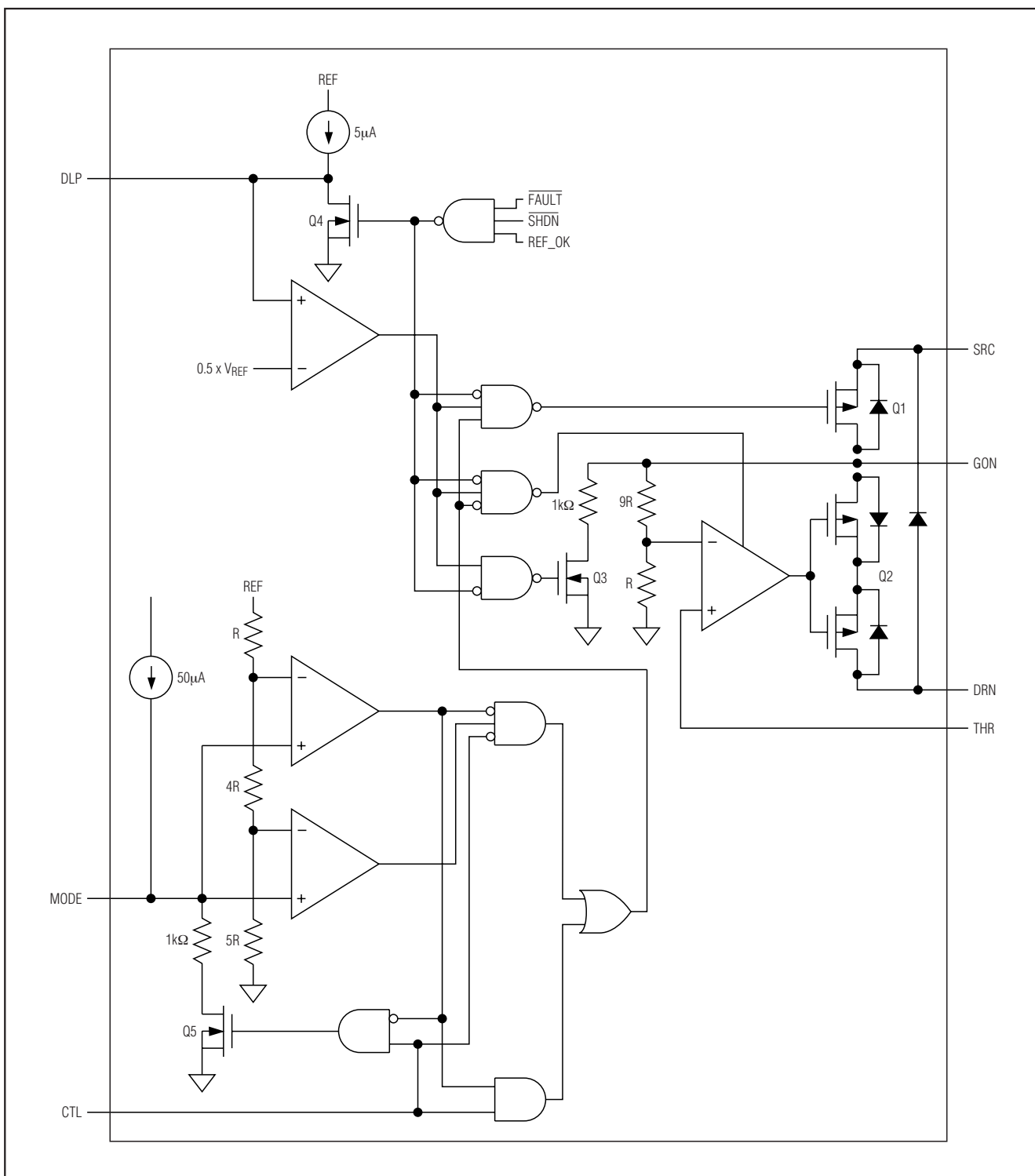


図4. スイッチ制御

TFT LCD用、スイッチ制御およびオペアンプ付きのステップアップレギュレータ

MAX8758

図1の「標準動作回路」において、LCDのゲートオンおよびオフ電圧は、ステップアップレギュレータのLXノードによって駆動されるレギュレートされない2つのチャージポンプによって生成されます。このLXへの負荷が追加されるため、これをインダクタンスの計算に考慮する必要があります。実効の最大出力電流 $I_{MAIN(EFF)}$ はステップアップレギュレータの出力電流と正および負のチャージポンプからの寄与を加算したものとなります：

$$I_{MAIN(EFF)} = I_{MAIN(MAX)} + n_{NEG} \times I_{NEG} + (n_{POS} + 1) \times I_{POS}$$

ここで、 $I_{MAIN(MAX)}$ は最大出力電流、 n_{NEG} は負のチャージポンプの段数、 n_{POS} は正のチャージポンプの出力電流、 I_{NEG} は負のチャージポンプの出力電流、および I_{POS} は正のチャージポンプ出力電流です。この場合、 I_{POS} のポンプソースは V_{MAIN} と仮定しています。

必要とするインダクタンスの値は次の式を使って計算することができます：

$$L = \left(\frac{V_{IN}}{V_{MAIN}} \right)^2 \times \left(\frac{V_{MAIN} - V_{IN}}{I_{MAIN(EFF)} \times f_{OSC}} \right) \times \left(\frac{\eta_{TYP}}{LIR} \right)$$

ここで、 V_{IN} は標準入力電圧であり、 η_{TYP} は「標準動作特性」における適切な特性図から予想することができる効率です。

適切なインダクタファミリの中から使用可能なインダクタを選択してください。エネルギー保存の法則および、「標準動作特性」の適切な特性図から得られるその動作点における予想される効率(η_{MIN})を用いて、入力電圧 $V_{IN(MIN)}$ が最小値の時の最大DC入力電流を計算してください：

$$I_{IN(DC,MAX)} = \frac{I_{MAIN(EFF)} \times V_{MAIN}}{V_{IN(MIN)} \times \eta_{MIN}}$$

その動作点におけるリップル電流およびインダクタに必要なピーク電流を計算してください：

$$I_{RIPPLE} = \frac{V_{IN(MIN)} \times (V_{MAIN} - V_{IN(MIN)})}{L \times V_{MAIN} \times f_{OSC}}$$

$$I_{PEAK} = I_{IN(DC,MAX)} + \frac{I_{RIPPLE}}{2}$$

インダクタの飽和電流定格、およびMAX8758のLX電流限界(I_{LIM})の保証最小値が I_{PEAK} を超えていなければならず、またインダクタのDC電流定格が $I_{IN(DC,MAX)}$ を超えていなければなりません。優れた効率とするためには、 0.1Ω を下回る直列抵抗を持つインダクタを選択してください。

標準動作回路を考慮すると、ステップアップレギュレータに対して最大負荷電流($I_{MAIN(MAX)}$)は300mA、2段の正のチャージポンプに対して20mA、1段の負のチャージポンプに対して20mAです。すべてを合わせると、実効最大出力電流、 $I_{MAIN(EFF)}$ は8.5Vの出力と3.3Vの標準入力電圧で360mAです。スイッチング周波数は1.2MHzに設定されます。LIRとして0.4を選定し、この動作点で効率を85%と推定して：

$$L = \left(\frac{3.3V}{8.5V} \right)^2 \times \left(\frac{8.5V - 3.3V}{0.36A \times 1.2MHz} \right) \times \left(\frac{0.85}{0.4} \right) \approx 4.2\mu H$$

回路の最小入力電圧(3V)を用い、その動作点において80%の効率を推定して：

$$I_{IN(DC,MAX)} = \frac{0.36A \times 8.5V}{3V \times 0.8} \approx 1.28A$$

リップル電流およびピーク電流は：

$$I_{RIPPLE} = \frac{3V \times (8.5V - 3V)}{4.2\mu H \times 8.5V \times 1.2MHz} \approx 0.4A$$

$$I_{PEAK} = 1.28A + \frac{0.4A}{2} \approx 1.48A$$

ピークのインダクタ電流は、「Electrical Characteristics (電気的特性)」の表におけるLX電流限界の保証された最小値を超えません。

ステップアップレギュレータの出力コンデンサの選択

総合の出力電圧リップルは2つの成分から構成されています。出力コンデンサの充電と放電に起因する容量性のリップル、およびコンデンサの等価直列抵抗(ESR)に起因する抵抗性リップルです：

$$V_{RIPPLE} = V_{RIPPLE(C)} + V_{RIPPLE(ESR)}$$

$$V_{RIPPLE(C)} \approx \frac{I_{MAIN}}{C_{MAIN}} \times \left(\frac{V_{MAIN} - V_{IN}}{V_{MAIN} \times f_{SW}} \right)$$

そして

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

ここで、 I_{PEAK} はピークのインダクタ電流(「ステップアップレギュレータのインダクタの選択」の項を参照)。セラミックコンデンサの場合、出力電圧リップルは、通常、 $V_{RIPPLE(C)}$ が支配的です。出力コンデンサの電圧定格と温度特性もまた考慮が必要です。

TFT LCD用、スイッチ制御およびオペアンプ付きの ステップアップレギュレータ

ステップアップレギュレータの入力コンデンサの選択

入力コンデンサは入力電源から引き出す電流ピークを減少させ、ICへのノイズの注入を減少させます。2つの10 μ Fのセラミックコンデンサが、「標準動作回路」(図1)で使われています。これは通常の実験室の装置では、高いソースインピーダンスが見られるからです。通常、ステップアップレギュレータが、他のレギュレータ電源の出力によって直接動作することが多いため、実際のアプリケーションでは、ずっと低いソースインピーダンスを持ちます。通常は、入力コンデンサは「標準動作回路」で使用される値を下回って容量値を減らすことができます。

ステップアップレギュレータの整流ダイオード

MAX8758の高周波スイッチング周波数には高速の整流器が必要となります。ショットキダイオードがほとんどのアプリケーションに対して推奨されます。それはショットキダイオードが高速の回復時間と低い順方向電圧を持つからです。一般に、2Aのショットキダイオードが内蔵のMOSFETとの良い組合せとなります。

ステップアップレギュレータの出力電圧の選択

ステップアップレギュレータの出力電圧は出力(V_{OUT})からGNDに抵抗分圧器を接続してそのセンタータップをFBに接続することによって調整することができます(図1を参照)。R2を10k Ω ~50k Ω の範囲で選択してください。R1を次の式によって計算してください：

$$R1 = R2 \times \left(\frac{V_{MAIN}}{V_{FB}} - 1 \right)$$

ここで、 V_{FB} はステップアップレギュレータの設定ポイントであり1.25Vです。R1とR2はICに近づけて配置してください。

ステップアップレギュレータのループ補償

R_{COMP} (図1のR3)を高速過渡応答のための高周波積分器の利得を設定するために選定してください。 C_{COMP} (図1のC7)はループの安定性を維持するために積分器のゼロを設定します。

低ESRの出力コンデンサに対しては、安定な動作と優れた過渡応答を得るために次の式を用いてください：

$$R_{COMP} \approx \frac{315 \times V_{IN} \times V_{MAIN} \times C_{MAIN}}{L \times I_{MAIN(MAX)}}$$

$$C_{COMP} \approx \frac{V_{MAIN} \times C_{MAIN}}{10 \times I_{MAIN(MAX)} \times R_{COMP}}$$

さらに過渡応答を最適化するためには、 R_{COMP} を20%ステップで、 C_{COMP} は50%ステップで変化させて過渡応答波形を観測してください。

C_{COMP2} (図1のC8)をCOMPとGND間に接続して高周波ポールをもう1つ追加してください。 C_{COMP2} として10pF~47pFのコンデンサを使用してください。

ステップアップレギュレータの ソフトスタートコンデンサ

ソフトスタートコンデンサは十分大きくして、出力電圧がレギュレーションに達する前にそれが最終値に達することがないようにしてください。ソフトスタート用のコンデンサ(C_{SS})を次の式を用いて計算してください：

$$C_{SS} = 21 \times 10^{-6} \times C_{MAIN} \times \left(\frac{V_{MAIN}^2 - V_{IN} \times V_{MAIN}}{V_{IN} \times I_{INRUSH} - I_{MAIN} \times V_{MAIN}} \right)$$

ここで、 C_{MAIN} は総合出力コンデンサです。 V_{MAIN} は最大出力電圧、そして I_{INRUSH} は許容されるピークの突入電流、 I_{MAIN} は最大負荷電流、そして V_{IN} は最小入力電圧です。

負荷は多量の負荷電流を取り出す前にソフトスタートサイクルが終了するまで待たなければなりません。負荷が最大の負荷電流を取り出し始めることができる前の期間は次の式で計算されます：

$$t_{MAX} = 6.77 \times 10^5 \times C_{SS}$$

チャージポンプ

チャージポンプの段数の選択

最高の効率を得るためには、出力電圧要件を満たす最小のチャージポンプ段数を常に選択してください。

正のチャージポンプ段数は次の式で与えられます：

$$n_{POS} = \frac{V_{GON} - V_{MAIN}}{V_{MAIN} - 2 \times V_D}$$

ここで、 n_{POS} は正のチャージポンプ段数、 V_{GON} は正のチャージポンプの出力、 V_{MAIN} はメインのステップアップレギュレータ出力、そして V_D はチャージポンプ用ダイオードの順方向電圧です。

負のチャージポンプ段の数は次の式で与えられます：

$$n_{NEG} = \frac{-V_{GOFF}}{V_{MAIN} - 2 \times V_D}$$

ここで、 n_{NEG} は負のチャージポンプ段数、 V_{GOFF} は負のチャージポンプ出力、 V_{MAIN} はメインのステップアップレギュレータ出力、そして V_D はチャージポンプ用ダイオードの順方向電圧です。

TFT LCD用、スイッチ制御およびオペアンプ付きのステップアップレギュレータ

MAX8758

チャージポンプ用フライングコンデンサ

フライングコンデンサ(C6、C17、C18)の値を大きくすると、実効ソースインピーダンスが低くなり、出力電流能力が増加します。容量値を無限に大きくしても出力電流能力の効果に限界があります。それはダイオードのインピーダンスがソースインピーダンスの下限を決定するからです。0.1μF以上のセラミックコンデンサを使用すると10mA~20mA程度の出力電流を必要とするほとんどのアプリケーションにおいて良好に機能します。

フライングコンデンサの電圧定格は次の値を超えなければなりません：

$$V_C > n \times V_{MAIN}$$

ここで、nはフライングコンデンサに現れる段数であり、V_{MAIN}はメインのステップアップレギュレータの出力電圧です。

チャージポンプ用出力コンデンサ

出力コンデンサを大きくするか、またはESRを減少させると、出力電圧リップルおよび過渡負荷中のピークトピーク電圧が小さくなります。セラミックコンデンサを使うと、出力電圧リップルはコンデンサの値に支配されます。必要とするコンデンサの値は次の式を用いて計算してください：

$$C_{MAIN_CP} \geq \frac{I_{LOAD_CP}}{2 \times f_{OSC} \times V_{RIPPLE_CP}}$$

ここで、C_{MAIN_CP}はチャージポンプの出力コンデンサ、I_{LOAD_CP}はチャージポンプの負荷電流、そしてV_{RIPPLE_CP}は出力リップルのピークトピークの値です。

チャージポンプの出力コンデンサは通常、リニアレギュレータの入力コンデンサともなります。多くの場合、この値はリニアレギュレータの安定性を維持するために大きくしなければなりません。

チャージポンプ用の整流ダイオード

チャージポンプ入力電流の平均値の2倍以上の電流定格を備える、低コストのシリコンスイッチングダイオードを用いてください。もし、段数を増やすことを避けることができれば、一部またはすべてを同じ定格電流を持つショットキダイオードに代替することは有効です。

プリント基板のレイアウトとグランド法

正しい動作のためにはプリント基板のレイアウトが重要です。優れたプリント基板レイアウトとするためには、以下のガイドラインに従ってください：

1) ステップアップレギュレータのインダクタ、ダイオード、および出力コンデンサを入力コンデンサ、LX、およびPGND端子に近づけて配置し、大電流のループ領域を最小化してください。大電流入力ループは正の入力コンデンサ端子から始まり、インダクタ、ICのLX端子へ、PGNDを出て、入力コンデンサの負端子に戻ります。大電流出力ループは入力コンデンサの正端子からインダクタへ、出力ダイオード(D1)、出力コンデンサの正の端子に至り、出力コンデンサと入力コンデンサのグランド端子を経由して構成されます。これらのループの部品を短く、幅の広い接続としてください。大電流経路にビアを使うことは避けてください。ビアの使用が避けられない場合は、抵抗とインダクタンスを小さくするために多数のビアを並列接続してください。

2) 入力コンデンサおよび出力コンデンサのグランドおよびPGND端子からなるステップアップレギュレータのパワーグランドアイランド(island)(PGND)を作ってください。パワーグランド配線の幅を広くすると効率が上り、出力リップルとノイズスパイクが減少します。GND端子、フィードバック分圧器のグランド接続、COMPとDLPコンデンサのグランド接続、およびデバイスの背面のエクスポーズドパッドからなるアナロググランドプレーン(GND)を作ってください。PGNDおよびGNDアイランドは、この2つのグランド端子を背面エクスポーズドパッドに直接、接続して、接続してください。これらの分離されたグランドプレーンの間には他の接続を作らないでください。

3) フィードバック用分圧器の抵抗器をフィードバック端子に可能な限り近づけて配置してください。分圧器のセンタ配線は短くしてください。これらの抵抗器をFB配線から遠ざけて配置すると、スイッチングノイズをピックアップするアンテナとなります。フィードバック配線をLXの近くに配線することを避けるよう配慮してください。

4) IN端子のバイパスコンデンサはデバイスに可能な限り近づけて配置してください。IN用のバイパスコンデンサは幅の広い配線でGNDに直接接続してください。

5) 最良の過渡応答を得るためには出力コンデンサと負荷の間の配線は長さを最短化し幅を最大化してください。

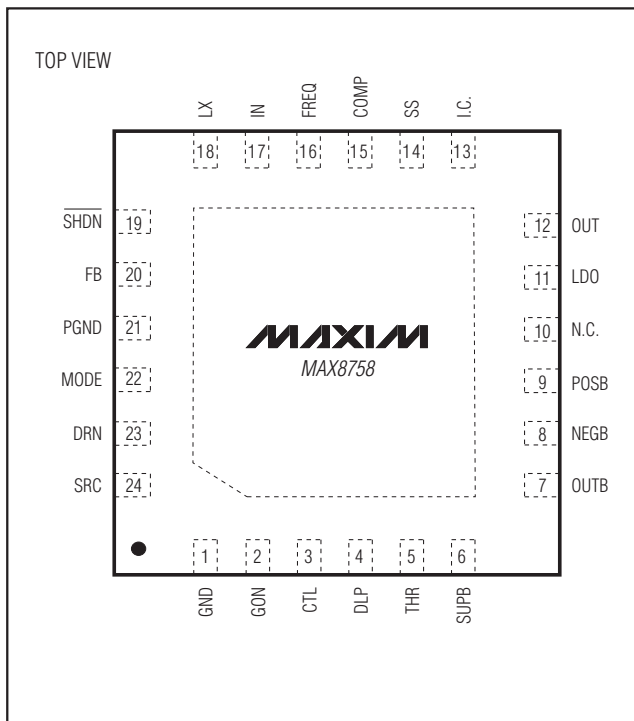
6) LXノードは幅を広く、短くしつつ、サイズを最小化してください。LXノードをフィードバックノード(FB)およびアナロググランドから遠ざけてください。必要に応じてDC配線をシールドとして使用してください。

適切なプリント基板レイアウトの実例としてMAX8758の評価キットを参考にしてください。

TFT LCD用、スイッチ制御およびオペアンプ付きの ステップアップレギュレータ

MAX8758

ピン配置



チップ情報

TRANSISTOR COUNT: 3208

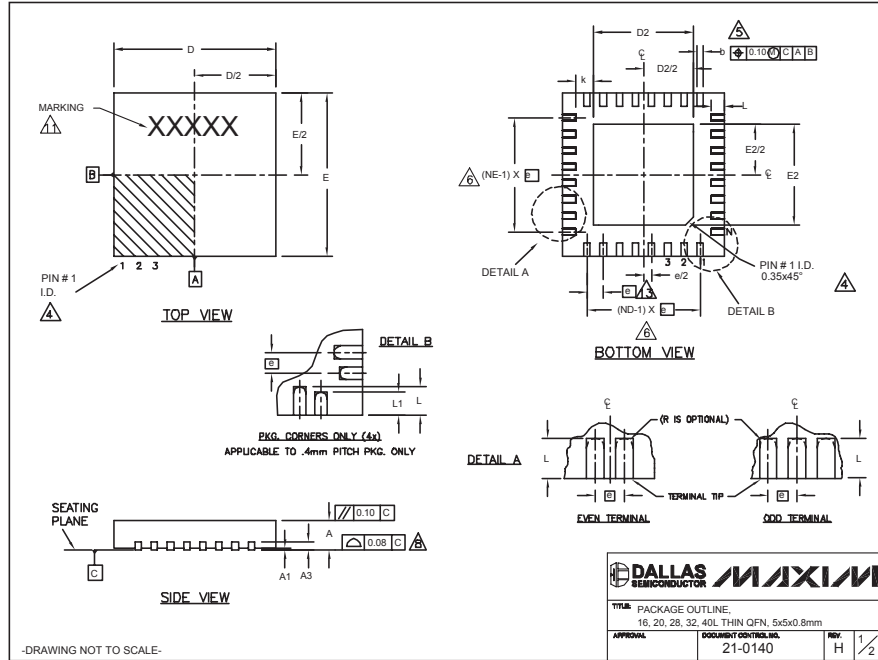
PROCESS: BiCMOS

TFT LCD用、スイッチ制御およびオペアンプ付きの ステップアップレギュレータ

MAX8758

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、japan.maxim-ic.com/packagesをご参照下さい。)



COMMON DIMENSIONS															
PKG. SYMBOL	16L 5x5			20L 5x5			28L 5x5			32L 5x5			40L 5x5		
	MIN.	NOM.	MAX.	MIN.	NOM.	MAX.	MIN.	NOM.	MAX.	MIN.	NOM.	MAX.	MIN.	NOM.	MAX.
A	0.70	0.75	0.80	0.70	0.75	0.80	0.70	0.75	0.80	0.70	0.75	0.80	0.70	0.75	0.80
A1	0	0.02	0.05	0	0.02	0.05	0	0.02	0.05	0	0.02	0.05	0	0.02	0.05
A3	0.20 REF.			0.20 REF.			0.20 REF.			0.20 REF.			0.20 REF.		
b	0.25	0.30	0.35	0.25	0.30	0.35	0.20	0.25	0.30	0.20	0.25	0.30	0.15	0.20	0.25
D	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10
E	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10
e	0.80 BSC.			0.65 BSC.			0.50 BSC.			0.50 BSC.			0.40 BSC.		
k	0.25	-	-	0.25	-	-	0.25	-	-	0.25	-	-	0.25	0.35	0.45
L	0.30	0.40	0.50	0.45	0.55	0.65	0.45	0.55	0.65	0.30	0.40	0.50	0.40	0.50	0.60
L1	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	0.30	0.40	0.50
N	16			20			28			32			40		
ND	4			5			7			8			10		
NE	4			5			7			8			10		
JEDEC	WHHB			WHHC			WHHD-1			WHHD-2			----		

EXPOSED PAD VARIATIONS												
PKG. CODES	D2			E2			L	DOWN BONDS ALLOWED				
	MIN.	NOM.	MAX.	MIN.	NOM.	MAX.	±0.15					
T1655-1	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20	**	NO				
T1655-2	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20	**	YES				
T1655N-1	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20	**	NO				
T2055-2	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20	**	NO				
T2055-3	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20	**	YES				
T2055-4	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20	**	NO				
T2055-5	3.15	3.25	3.35	3.15	3.25	3.35	0.40	YES				
T2855-1	3.15	3.25	3.35	3.15	3.25	3.35	**	NO				
T2855-2	2.60	2.70	2.80	2.60	2.70	2.80	**	NO				
T2855-3	3.15	3.25	3.35	3.15	3.25	3.35	**	YES				
T2855-4	2.60	2.70	2.80	2.60	2.70	2.80	**	YES				
T2855-5	2.60	2.70	2.80	2.60	2.70	2.80	**	NO				
T2855-6	3.15	3.25	3.35	3.15	3.25	3.35	**	NO				
T2855-7	2.60	2.70	2.80	2.60	2.70	2.80	**	YES				
T2855-8	3.15	3.25	3.35	3.15	3.25	3.35	0.40	YES				
T2855N-1	3.15	3.25	3.35	3.15	3.25	3.35	**	NO				
T3255-2	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20	**	NO				
T3255-3	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20	**	YES				
T3255-4	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20	**	NO				
T3255N-1	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20	**	NO				
T4055-1	3.20	3.30	3.40	3.20	3.30	3.40	**	YES				

APPROVAL: APPROVAL DOCUMENT CONTROL NO. 21-0140 REV. H 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

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

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

© 2005 Maxim Integrated Products, Inc. All rights reserved. MAXIM is a registered trademark of Maxim Integrated Products, Inc.