

バッファ内蔵、 クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

概要

MAX1778/MAX1880 ~ MAX1885多出力DC-DCコンバータは、薄型TSSOPパッケージのアクティブマトリクス薄膜トランジスタ(TFT)液晶ディスプレイ(LCD)に必要な安定化された電圧を供給します。1つのハイパワーステップアップコンバータと2つのローパワーチャージポンプが、2.7V ~ 5.5Vの入力電圧を3つの独立した出力電圧に変換します。内蔵のリニアレギュレータとVCOMバッファが、電源の仕様を補っています。メインステップアップコンバータは、ディスプレイの行/列ドライバに供給する最大13Vまでの高精度の出力電圧を外部設定により発生します。このコンバータでは、高いスイッチング周波数と電流モードPWMアーキテクチャを採用しており、過渡応答が速く小さい薄型の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。ローパワーのBiCMOS制御回路網と内部の14Vスイッチ(0.35 NチャネルMOSFET)により、最大91%の効率を得られます。

デュアルローパワーチャージポンプ(MAX1778/MAX1880/MAX1881/MAX1882のみ)は、1つの正出力(V_{POS})と1つの負出力(V_{NEG})をそれぞれ定電圧化します。これらローパワー出力には、最大+40V ~ -40Vの出力電圧を調整するために外付けのダイオードとコンデンサ段(必要なだけの段数)を使用しています。独自の制御機構により、両チャージポンプのコンデンサのサイズだけでなく出力リップルも最小限に抑えています。

抵抗プログラマブル、40mA低ドロップアウトリニアレギュレータ(MAX1778/MAX1881/MAX1883/MAX1884のみ)は、電源のいずれに対してもプリレギュレーションまたはポストレギュレーションを行いません。大電流を必要とするアプリケーションでは、外部にトランジスタを追加できます。さらに、VCOMバッファは、TFT LCDパネルの容量性バックプレーンの駆動に理想的な大電流出力を備えています。VCOMバッファの出力電圧は、内部の50%抵抗分圧器でプリセットされており、また、外部で他の電圧に調整することもできます。

MAX1778/MAX1880 ~ MAX1885では、ラッチ付きフォルト検出回路を設け、出力の低電圧と過負荷状態に対してデバイスを停止し保護しています。どのデバイスにも、超薄型TSSOPパッケージ(高さ1.1mm max)のものがあります。

アプリケーション

- TFT LCDノートブックディスプレイ
- TFT LCDデスクトップモニタパネル

特長

- ◆ 500kHz/1MHz電流モードPWMステップアップレギュレータ
 - 最大13V主ハイパワー出力
 - 精度±1%
 - 高効率(91%)
- ◆ デュアル定電圧チャージポンプ出力 (MAX1778/MAX1880/MAX1881/MAX1882のみ)
 - 最大+40V正チャージポンプ出力
 - 最大-40V負チャージポンプ出力
- ◆ 低ドロップアウト40mAリニアレギュレータ (MAX1778/MAX1881/MAX1883/MAX1884のみ)
 - 最大+15V LDO入力
- ◆ オプションの大電流(外付けトランジスタによる)
- ◆ 2.7V ~ 5.5V入力電源
- ◆ 内部電源シーケンスとソフトスタート
- ◆ パワーレディ出力
- ◆ 調整可能なフォルト検出ラッチ
- ◆ 過熱保護(+160 °C)
- ◆ 0.1µAシャットダウン電流
- ◆ 0.7mA I_{IN} 静止電流
- ◆ 超小型外付け部品
- ◆ 薄型TSSOPパッケージ(高さ1.1mm max)

型番

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX1778EUG	-40°C to +85°C	24 TSSOP
MAX1880EUG	-40°C to +85°C	24 TSSOP
MAX1881EUG	-40°C to +85°C	24 TSSOP
MAX1882EUG	-40°C to +85°C	24 TSSOP
MAX1883EUP	-40°C to +85°C	20 TSSOP
MAX1884EUP	-40°C to +85°C	20 TSSOP
MAX1885EUP	-40°C to +85°C	20 TSSOP

標準動作回路は、データシートの最後に記載されています。ピン配置と選択ガイドは、データシートの最後に記載されています。

バッファ内蔵、 クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

IN, $\overline{\text{SHDN}}$, TGND, FLTSET to GND.....-0.3V to +6V
 DRVN to GND-0.3V to ($V_{\text{SUPN}} + 0.3\text{V}$)
 DRVP to GND.....-0.3V to ($V_{\text{SUPP}} + 0.3\text{V}$)
 PGND to GND..... $\pm 0.3\text{V}$
 $\overline{\text{RDY}}$, SUPB to GND.....-0.3V to +14V
 LX, SUPP, SUPN to PGND-0.3V to +14V
 SUPL to GND.....-0.3V to +18V
 LDOOUT to GND-0.3V to ($V_{\text{SUPL}} + 0.3\text{V}$)
 INTG, REF, FB, FBN, FBP to GND-0.3V to ($V_{\text{IN}} + 0.3\text{V}$)
 FBL to GND-0.3V to the lower of ($V_{\text{SUPL}} + 0.3\text{V}$) or +6V

BUFOUT, BUF+, BUF- to GND.....-0.3V to ($V_{\text{SUPB}} + 0.3\text{V}$)
 Continuous Power Dissipation ($T_A = +70^\circ\text{C}$)
 20-Pin TSSOP (derate 10.9mW/ $^\circ\text{C}$ above +70 $^\circ\text{C}$)879mW
 24-Pin TSSOP (derate 12.2mW/ $^\circ\text{C}$ above +70 $^\circ\text{C}$)975mW
 Operating Temperature Range
 MAX1778EUG, MAX1883EUP-40 $^\circ\text{C}$ to +85 $^\circ\text{C}$
 Junction Temperature+150 $^\circ\text{C}$
 Storage Temperature Range-65 $^\circ\text{C}$ to +150 $^\circ\text{C}$
 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

($V_{\text{IN}} = +3.0\text{V}$, $\overline{\text{SHDN}} = \text{IN}$, $V_{\text{SUPP}} = V_{\text{SUPN}} = V_{\text{SUPB}} = V_{\text{SUPL}} = 10\text{V}$, LDOOUT = FBL, BUF- = BUFOUT, BUF+ = FLTSET = TGND = PGND = GND, $C_{\text{REF}} = 0.22\mu\text{F}$, $C_{\text{BUF}} = 1\mu\text{F}$, $T_A = 0^\circ\text{C}$ to +85 $^\circ\text{C}$. Typical values are at $T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Supply Range	V_{IN}			2.7		5.5	V
Input Undervoltage Threshold	V_{UVLO}	V_{IN} rising, 40mV hysteresis (typ)		2.2	2.4	2.6	V
IN Quiescent Supply Current	I_{IN}	$V_{\text{FB}} = V_{\text{FBP}} = 1.5\text{V}$, $V_{\text{FBN}} = -0.2\text{V}$	MAX1778/MAX1880/ MAX1883 ($f_{\text{OSC}} = 1\text{MHz}$)		0.7	1	mA
			MAX1881/MAX1882/ MAX1884/MAX1885 ($f_{\text{OSC}} = 500\text{kHz}$)		0.6	1	
SUPP Quiescent Current	I_{SUPP}	$V_{\text{FBP}} = 1.5\text{V}$	MAX1778/MAX1880 ($f_{\text{OSC}} = 1\text{MHz}$)		0.4	0.7	mA
			MAX1881/MAX1882 ($f_{\text{OSC}} = 500\text{kHz}$)		0.3	0.5	
SUPN Quiescent Current	I_{SUPN}	$V_{\text{FBN}} = -0.2\text{V}$	MAX1778/MAX1880 ($f_{\text{OSC}} = 1\text{MHz}$)		0.4	0.7	mA
			MAX1881/MAX1882 ($f_{\text{OSC}} = 500\text{kHz}$)		0.3	0.5	
IN Shutdown Current		$V_{\overline{\text{SHDN}}} = 0$, $V_{\text{IN}} = 5\text{V}$			0.1	10	μA
SUPP Shutdown Current		$V_{\overline{\text{SHDN}}} = 0$, $V_{\text{SUPP}} = 13\text{V}$, MAX1778/MAX1880/MAX1881/MAX1882			0.1	10	μA
SUPN Shutdown Current		$V_{\overline{\text{SHDN}}} = 0$, $V_{\text{SUPN}} = 13\text{V}$, MAX1778/MAX1880/MAX1881/MAX1882			0.1	10	μA
SUPL Shutdown Current		$V_{\overline{\text{SHDN}}} = 0$, $V_{\text{SUPL}} = 13\text{V}$ MAX1778/MAX1881/MAX1883/MAX1884			0.1	10	μA
SUPB Shutdown Current		$V_{\overline{\text{SHDN}}} = 0$, $V_{\text{SUPB}} = 13\text{V}$			6	13	μA

バッファ内蔵、 クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = +3.0V$, $\overline{SHDN} = IN$, $V_{SUPP} = V_{SUPN} = V_{SUPB} = V_{SUPL} = 10V$, $LDOOUT = FBL$, $BUF- = BUFOUT$, $BUF+ = FLTSET = TGND = PGND = GND$, $C_{REF} = 0.22\mu F$, $C_{BUF} = 1\mu F$, $T_A = 0^\circ C$ to $+85^\circ C$. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
MAIN STEP-UP CONVERTER							
Main Output Voltage Range	V_{MAIN}			V_{IN}		13	V
FB Regulation Voltage	V_{FB}	Integrator enabled, $C_{INTG} = 1000pF$		1.234	1.247	1.260	V
		Integrator disabled (INTG = REF)		1.220		1.280	
FB Input Bias Current	I_{FB}	$V_{FB} = 1.25V$, INTG = GND		-50		+50	nA
Operating Frequency	f_{OSC}	MAX1778/MAX1880/MAX1883		0.85	1	1.15	MHz
		MAX1881/MAX1882/MAX1884/MAX1885		425	500	575	kHz
Oscillator Maximum Duty Cycle				80	85	91	%
Load Regulation		$I_{LX} = 0$ to 200mA, $V_{MAIN} = 10V$	Integrator enabled, $C_{INTG} = 1000pF$	0.01			%
			Integrator disabled (INTG = REF)	0.2			
Line Regulation				0.1			%/V
Integrator Transconductance				317			μs
LX Switch On-Resistance	$R_{LX(ON)}$	$I_{LX} = 100mA$		0.35		0.7	Ω
LX Leakage Current	I_{LX}	$V_{LX} = 13V$		0.01		20	μA
LX Current Limit	I_{LIM}	Phase I = soft-start ($1024/f_{OSC}$)		0.275	0.38	0.5	A
		Phase II = soft-start ($1024/f_{OSC}$)		0.75			
		Phase III = soft-start ($1024/f_{OSC}$)		1.12			
		Phase IV = fully-on (after $3072/f_{OSC}$)		1.15	1.5	1.85	
Maximum RMS LX Current				1			A
Soft-Start Period	t_{SS}	Power-up to the end of Phase III		3072 / f_{OSC}			s
FB Fault Trip Level		Falling edge, FLTSET = GND		1.07	1.1	1.14	V
		Falling edge, FLTSET = 1V		0.955	0.99	1.025	
POSITIVE CHARGE PUMP (MAX1778/MAX1880/MAX1881/MAX1882 ONLY)							
SUPP Input Supply Range	V_{SUPP}			2.7		13	V
Operating Frequency	f_{CHP}			0.5 x f_{OSC}			Hz
FBP Regulation Voltage	V_{FBP}			1.2	1.25	1.3	V
FBP Input Bias Current	I_{FBP}	$V_{FBP} = 1.5V$		-50		+50	nA
DRVP PCH On-Resistance	$R_{PCH(ON)}$				5	10	Ω
DRVP NCH On-Resistance	$R_{NCH(ON)}$	$V_{FBP} = 1.2V$			2	4	Ω
		$V_{FBP} = 1.3V$		20			k Ω
Maximum RMS DRVP Current				0.1			A
FBP Power-Ready Trip Level		Rising edge		1.09	1.125	1.16	V
FBP Fault Trip Level		Falling edge, FLTSET = GND		1.08	1.11	1.16	V
		Falling edge, FLTSET = 1V		0.955	0.99	1.025	

バッファ内蔵、 クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = +3.0V$, $\overline{SHDN} = IN$, $V_{SUPP} = V_{SUPN} = V_{SUPB} = V_{SUPL} = 10V$, $LDOOUT = FBL$, $BUF- = BUFOUT$, $BUF+ = FLTSET = TGND = PGND = GND$, $C_{REF} = 0.22\mu F$, $C_{BUF} = 1\mu F$, $T_A = 0^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$, unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
NEGATIVE CHARGE PUMP (MAX1778/MAX1880/MAX1881/MAX1882 ONLY)						
SUPN Input Supply Range	V_{SUPN}		2.7		13	V
Operating Frequency	f_{CHP}		0.5 x f_{OSC}			Hz
FBN Regulation Voltage	V_{FBN}		-50	0	+50	mV
FBN Input Bias Current	I_{FBN}	$V_{FBN} = 0$	-50		+50	nA
DRVN PCH On-Resistance	$R_{PCH(ON)}$			5	10	Ω
DRVN NCH On-Resistance	$R_{NCH(ON)}$	$V_{FBN} = +50mV$		2	4	Ω
		$V_{FBN} = -50mV$	20			k Ω
Maximum RMS DRVN Current				0.1		A
FBN Power-Ready Trip Level		Falling edge	80	125	165	mV
FBN Fault Trip Level		Rising edge	80	140	190	mV
LOW-DROPOUT LINEAR REGULATOR (MAX1778/MAX1881/MAX1883/MAX1884 ONLY)						
SUPL Input Supply Range	V_{SUPL}		4.5		15	V
SUPL Undervoltage Lockout		Rising edge, 50mV hysteresis (typ)	3.8	4	4.3	V
SUPL Quiescent Current	I_{SUPL}	$I_{LDO} = 100\mu A$		120	220	μA
Dropout Voltage (Note 1)	V_{DROP}	LDO is set to regulate at 9V	$I_{LDO} = 40mA$	130	300	mV
			$I_{LDO} = 5mA$	70		
FBL Regulation Voltage	V_{FBL}	$V_{SUPL} = 10V$, LDO regulating at 9V, $I_{LDO} = 15mA$	1.235	1.25	1.265	V
LDO Load Regulation		$V_{SUPL} = 10V$, LDO regulating at 9V, $I_{LDO} = 100\mu A$ to 40mA			1.2	%
LDO Line Regulation		$V_{SUPL} = 4.5V$ to 15V, $FBL = LDOOUT$, $I_{LDO} = 15mA$			0.02	%/V
FBL Input Bias Current	I_{FBL}	$V_{FBL} = 1.25V$	-0.8		+0.8	μA
LDO Current Limit	I_{LDOLIM}	$V_{SUPL} = 10V$, $V_{LDOOUT} = 9V$, $V_{FBL} = 1.2V$	40	130	220	mA
VCOM BUFFER						
SUPB Input Supply Range	V_{SUPB}		4.5		13	V
SUPB Quiescent Current	I_{SUPB}	$V_{SUPB} = 13V$		420	850	μA
BUFOUT Leakage Current			-10		+10	μA
Power-Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_{SUPB} = 4.5V$ to 13V, $V_{CM} = 2.25V$	85	98		dB
Input Common-Mode Voltage Range	V_{CM}	$ V_{OS} < 10mV$	1.2		8.8	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = 1.2V$ to 8.8V	75			dB
Input Bias Current	I_{BIAS}	$V_{CM} = 5V$	-100	-10	+100	nA
Input Offset Current	I_{OS}	$V_{CM} = 5V$	-100		+100	nA
Gain Bandwidth Product	GBW	$C_{BUF} = 1\mu F$		13		kHz

バッファ内蔵、 クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = +3.0V$, $\overline{SHDN} = IN$, $V_{SUPP} = V_{SUPN} = V_{SUPB} = V_{SUPL} = 10V$, $LDO_{OUT} = FBL$, $BUF- = BU_{FOUT}$, $BUF+ = FLTSET = TGND = PGND = GND$, $C_{REF} = 0.22\mu F$, $C_{BUF} = 1\mu F$, $T_A = 0^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$, unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Output Voltage	$V_{BU_{FOUT}}$	$BUF+ = GND$	$I_{BU_{FOUT}} = 0$	4.99		5.01	V
			$I_{BU_{FOUT}} = \pm 5mA$	4.97		5.03	
			$I_{BU_{FOUT}} = \pm 45mA$	4.93		5.07	
Input Offset Voltage	V_{OS}	$V_{SUPB} = 4.5V$ to $13V$, $V_{CM} = 1.2V$ to ($V_{SUPB} - 1.2V$)	$I_{BU_{FOUT}} = \pm 5mA$	-30		30	mV
			$I_{BU_{FOUT}} = \pm 45mA$	-70		70	
Output Voltage Swing High	V_{OH}	$I_{BU_{FOUT}} = -45mA$, $\Delta V_{OS} = 1V$	9	9.6		V	
Output Voltage Swing Low	V_{OL}	$I_{BU_{FOUT}} = +45mA$, $\Delta V_{OS} = 1V$		0.4	1	V	
Peak Buffer Output Current				± 150		mA	
BUF+ Dual Mode™ Threshold Voltage		Falling edge, 20mV hysteresis (typ)	80	125	170	mV	
REFERENCE							
Reference Voltage	V_{REF}	$-2\mu A < I_{REF} < 50\mu A$	1.231	1.25	1.269	V	
Reference Undervoltage Threshold			0.9	1.05	1.2	V	
LOGIC SIGNALS							
\overline{SHDN} Input Low Voltage					0.9	V	
\overline{SHDN} Input High Voltage			2.1			V	
\overline{SHDN} Input Current	$I_{\overline{SHDN}}$			0.01	1	μA	
FLTSET Input Voltage Range			$0.67 \times V_{REF}$		$0.85 \times V_{REF}$	V	
FLTSET Threshold Voltage		Rising edge, 25mV hysteresis (typ)	80	125	170	mV	
FLTSET Input Current		$V_{FLTSET} = 1V$		0.1	50	nA	
\overline{RDY} Output Low Voltage		$I_{SINK} = 2mA$		0.25	0.5	V	
\overline{RDY} Output High Leakage		$V_{\overline{RDY}} = 13V$		0.01	1	μA	
Thermal Shutdown		Rising temperature		160		$^{\circ}C$	

Dual Mode is a registered trademark of Maxim Integrated Products, Inc.

バッファ内蔵、 クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V_{IN} = +3.0V$, $\overline{SHDN} = IN$, $V_{SUPP} = V_{SUPN} = V_{SUPB} = V_{SUPL} = 10V$, $LDOOUT = FBL$, $BUF- = BUFOUT$, $BUF+ = FLTSET = TGND = PGND = GND$, $C_{REF} = 0.22\mu F$, $C_{BUF} = 1\mu F$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	MAX	UNITS
Input Supply Range	V_{IN}			2.7	5.5	V
Input Undervoltage Threshold	V_{UVLO}	V_{IN} Rising, 40mV hysteresis (typ)		2.2	2.6	V
IN Quiescent Supply Current	I_{IN}	$V_{FB} = V_{FBP} = 1.5V$, $V_{FBN} = -0.2V$	MAX1778/MAX1880/ MAX1883 ($f_{OSC} = 1MHz$)	1		mA
			MAX1881/MAX1882/MAX1884/ MAX1885 ($f_{OSC} = 500kHz$)	1		
SUPP Quiescent Current	I_{SUPP}	$V_{FBP} = 1.5V$	MAX1778/MAX1880 ($f_{OSC} = 1MHz$)	0.7		mA
			MAX1881/MAX1882 ($f_{OSC} = 500kHz$)	0.5		
SUPN Quiescent Current	I_{SUPN}	$V_{FBN} = -0.2V$	MAX1778/MAX1880 ($f_{OSC} = 1MHz$)	0.7		mA
			MAX1881/MAX1882 ($f_{OSC} = 500kHz$)	0.5		
IN Shutdown Current		$\overline{VSHDN} = 0$, $V_{IN} = 5V$		10		μA
SUPP Shutdown Current		$\overline{VSHDN} = 0$, $V_{SUPP} = 13V$, MAX1778/MAX1880/MAX1881/MAX1882		10		μA
SUPN Shutdown Current		$\overline{VSHDN} = 0$, $V_{SUPN} = 13V$, MAX1778/MAX1880/MAX1881/MAX1882		10		μA
SUPL Shutdown Current		$\overline{VSHDN} = 0$, $V_{SUPL} = 13V$, MAX1778/MAX1881/MAX1883/MAX1884		10		μA
SUPB Shutdown Current		$\overline{VSHDN} = 0$, $V_{SUPB} = 13V$		13		μA
MAIN STEP-UP CONVERTER						
Main Output Voltage Range	V_{MAIN}			V_{IN}	13	V
FB Regulation Voltage	V_{FB}	Integrator enabled, $C_{INTG} = 1000pF$		1.223	1.269	V
		Integrator disabled ($INTG = REF$)		1.21	1.29	
FB Input Bias Current	I_{FB}	$V_{FB} = 1.25V$, $INTG = GND$		-50	+50	nA
Operating Frequency	f_{OSC}	MAX1778/MAX1880/MAX1883		0.75	1.25	MHz
		MAX1881/MAX1882/MAX1884/MAX1885		375	625	kHz
Oscillator Maximum Duty Cycle				79	91	%
LX Switch On-Resistance	$R_{LX(ON)}$	$I_{LX} = 100mA$		0.7		Ω
LX Leakage Current	I_{LX}	$V_{LX} = 13V$		20		μA
LX Current Limit	I_{LIM}	Phase I = soft-start ($1024/f_{OSC}$)		0.275	0.525	A
		Phase IV = fully on (after $3072/f_{OSC}$)		1.1	2.05	
FB Fault Trip Level		Falling edge, $FLTSET = GND$		1.07	1.14	V

バッファ内蔵、 クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = +3.0V$, $\overline{SHDN} = IN$, $V_{SUPP} = V_{SUPN} = V_{SUPB} = V_{SUPL} = 10V$, $LDOOUT = FBL$, $BUF- = BUFOUT$, $BUF+ = FLTSET = TGND = PGND = GND$, $C_{REF} = 0.22\mu F$, $C_{BUF} = 1\mu F$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	MAX	UNITS
POSITIVE CHARGE PUMP (MAX1778/MAX1880/MAX1881/MAX1882 ONLY)					
SUPP Input Supply Range	V_{SUPP}		2.7	13	V
FBP Regulation Voltage	V_{FBP}		1.2	1.3	V
FBP Input Bias Current	I_{FBP}	$V_{FBP} = 1.5V$	-50	+50	nA
DRVP PCH On-Resistance	$R_{PCH(ON)}$			10	Ω
DRVP NCH On-Resistance	$R_{NCH(ON)}$	$V_{FBP} = 1.2V$		4	Ω
		$V_{FBP} = 1.3V$	20		$k\Omega$
FBP Power-Ready Trip Level		Rising edge	1.09	1.16	V
NEGATIVE CHARGE PUMP (MAX1778/MAX1880/MAX1881/MAX1882 ONLY)					
SUPN Input Supply Range	V_{SUPN}		2.7	13	V
FBN Regulation Voltage	V_{FBN}		-50	+50	mV
FBN Input Bias Current	I_{FBN}	$V_{FBN} = 0$	-50	+50	nA
DRVN PCH On-Resistance	$R_{PCH(ON)}$			10	Ω
DRVN NCH On-Resistance	$R_{NCH(ON)}$	$V_{FBN} = +50mV$		4	Ω
		$V_{FBN} = -50mV$	20		$k\Omega$
FBN Power-Ready Trip Level		Falling edge	80	165	mV
LOW DROPOUT LINEAR REGULATOR (MAX1778/MAX1881/MAX1883/MAX1884 ONLY)					
SUPL Input Supply Range	V_{SUPL}		4.5	15	V
SUPL Undervoltage Lockout		Rising edge, 50mV hysteresis (typ)	3.8	4.3	V
SUPL Quiescent Current	I_{SUPL}	$I_{LDO} = 100\mu A$		240	μA
Dropout Voltage (Note 1)	V_{DROP}	LDO regulating to 9V, $I_{LDO} = 40mA$		330	mV
FBL Regulation Voltage	V_{FBL}	$V_{SUPL} = 10V$, LDO regulating to 9V, $I_{LDO} = 15mA$	1.222	1.265	V
LDO Load Regulation		$V_{SUPL} = 10V$, LDO regulating to 9V, $I_{LDO} = 100\mu A$ to 40mA		1.2	%
LDO Line Regulation		$V_{SUPL} = 4.5V$ to 15V, $FBL = LDOOUT$, $I_{LDO} = 15mA$		0.02	%/V
FBL Input Bias Current	I_{FBL}	$V_{FBL} = 1.25V$	-1.2	+1.2	μA
LDO Current Limit	I_{LDOLIM}	$V_{SUPL} = 10V$, $V_{LDOOUT} = 9V$, $V_{FBL} = 1.2V$	40	260	mA
VCOM BUFFER					
SUPB Input Supply Range	V_{SUPB}		4.5	13	V
SUPB Quiescent Current	I_{SUPB}	$V_{SUPB} = 13V$		850	μA
BUFOUT Leakage Current			-10	+10	μA
Input Common-Mode Voltage	V_{CM}	$ V_{OS} < 10mV$	1.2	8.8	V

バッファ内蔵、 クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = +3.0V$, $\overline{SHDN} = IN$, $V_{SUPP} = V_{SUPN} = V_{SUPB} = V_{SUPL} = 10V$, $LDOOUT = FBL$, $BUF- = BUFOUT$, $BUF+ = FLTSET = TGND = PGND = GND$, $C_{REF} = 0.22\mu F$, $C_{BUF} = 1\mu F$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	MAX	UNITS	
Input Bias Current	I_{BIAS}	$V_{CM} = 5V$	-500	+500	nA	
Input Offset Current	I_{OS}	$V_{CM} = 5V$	-500	+500	nA	
Output Voltage	V_{BUFOUT}	$BUF+ = GND$	$I_{BUFOUT} = 0$	4.988	5.012	V
			$I_{BUFOUT} = \pm 5mA$	4.97	5.03	
			$I_{BUFOUT} = \pm 45mA$	4.93	5.07	
Input Offset Voltage	V_{OS}	$V_{SUPB} = 4.5V$ to $13V$ $V_{CM} = 1.2V$ to ($V_{SUPB} - 1.2V$)	$I_{BUFOUT} = \pm 5mA$	-30	30	mV
			$I_{BUFOUT} = \pm 45mA$	-70	70	
Output Voltage Swing High	V_{OH}	$I_{BUFOUT} = -45mA$, $\Delta V_{OS} = 1V$	9		V	
Output Voltage Swing Low	V_{OL}	$I_{BUFOUT} = +45mA$, $\Delta V_{OS} = 1V$		1	V	
BUF+ Dual Mode Threshold Voltage		Falling edge, 20mV hysteresis (typ)	80	170	mV	
REFERENCE						
Reference Voltage	V_{REF}	$-2\mu A < I_{REF} < 50\mu A$	1.223	1.269	V	
Reference Undervoltage Threshold			0.9	1.2	V	
LOGIC SIGNALS						
\overline{SHDN} Input Low Voltage				0.9	V	
\overline{SHDN} Input High Voltage			2.1		V	
\overline{SHDN} Input Current	I_{SHDN}			1	μA	
FLTSET Input Voltage Range			$0.74 \times V_{REF}$	$0.85 \times V_{REF}$	V	
FLTSET Threshold Voltage		Rising edge, 25mV hysteresis (typ)	80	170	mV	
FLTSET Input Current		$V_{FLTSET} = 1V$		50	nA	
\overline{RDY} Output Low Voltage		$I_{SINK} = 2mA$		0.5	V	
\overline{RDY} Output High Leakage		$V_{\overline{RDY}} = 13V$		1	μA	

Note 1: Dropout Voltage is defined as the $V_{SUPL} - V_{LDOOUT}$, when V_{SUPL} is 100mV below the set value of V_{LDOOUT} .

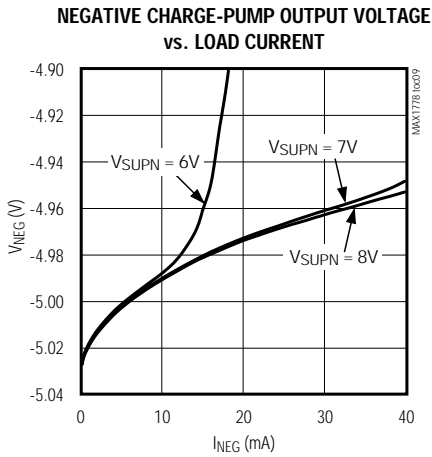
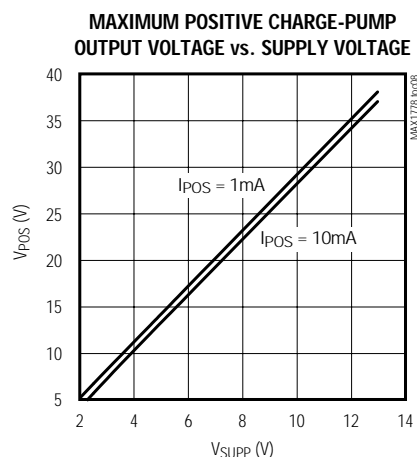
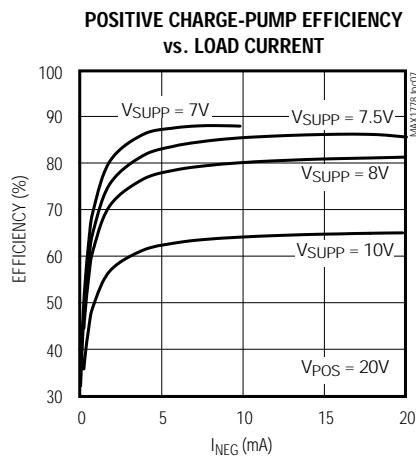
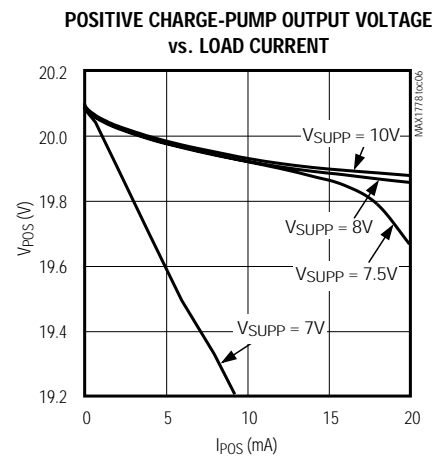
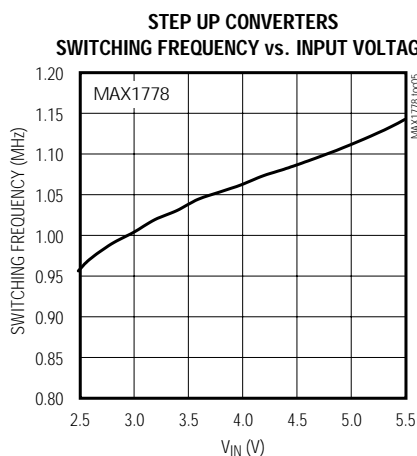
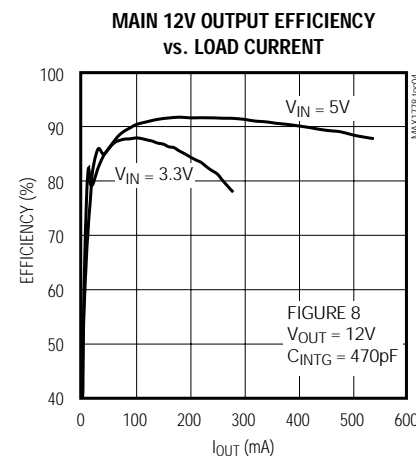
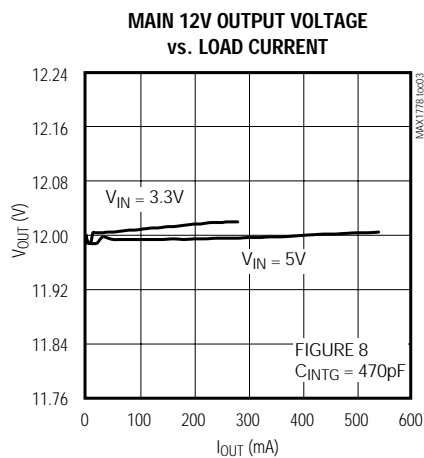
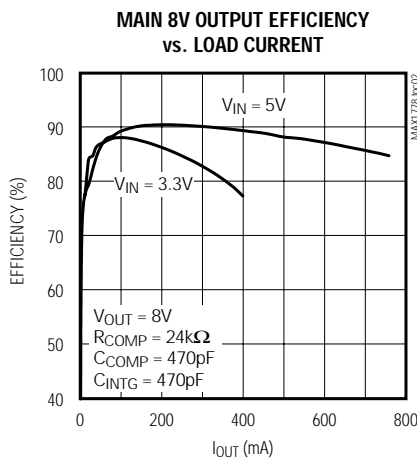
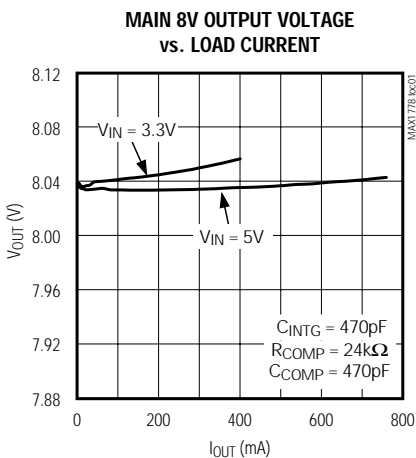
Note 2: Specifications to $-40^{\circ}C$ are guaranteed by design, not production tested.

バッファ内蔵、クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

標準動作特性

(Circuit of Figure 1, $V_{IN} = +3.3V$, $\overline{SHDN} = IN$, $V_{MAIN} = V_{SUPP} = V_{SUPN} = V_{SUPB} = V_{SUPL} = 8V$, $BUF- = BUFOUT$, $BUF+ = FLTSET = PGND = GND$, $T_A = +25^{\circ}C$.)

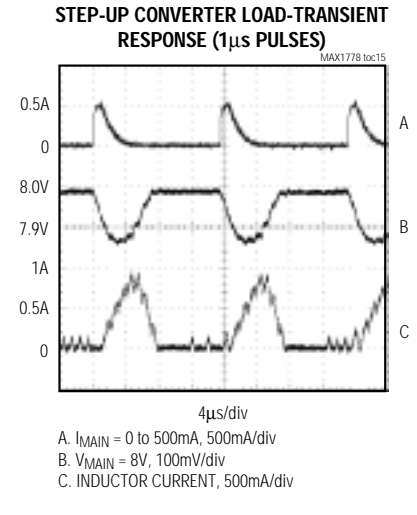
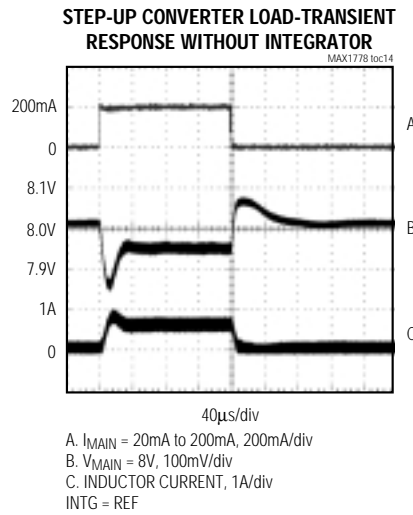
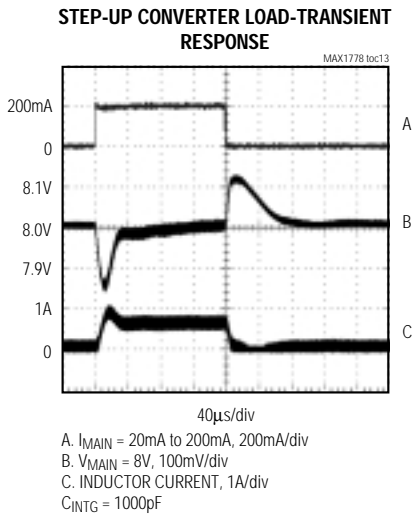
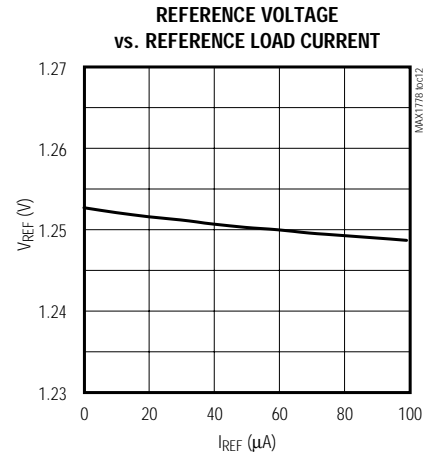
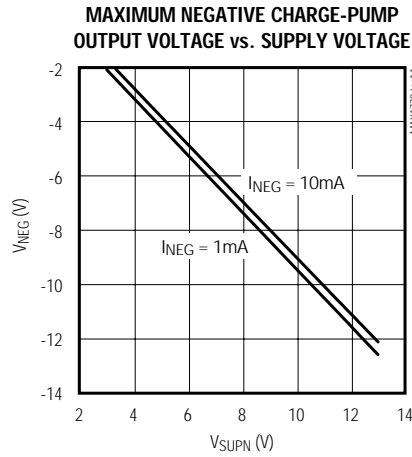
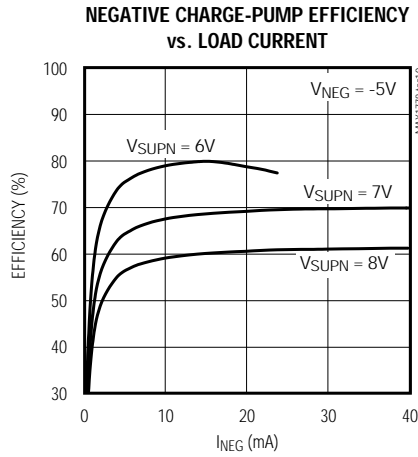


バッファ内蔵、 クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

標準動作特性(続き)

(Circuit of Figure 1, $V_{IN} = +3.3V$, $\overline{SHDN} = IN$, $V_{MAIN} = V_{SUPP} = V_{SUPN} = V_{SUPB} = V_{SUPL} = 8V$, $BUF- = BUFOUT$, $BUF+ = FLTSET = TGND = PGND = GND$, $T_A = +25^\circ C$.)



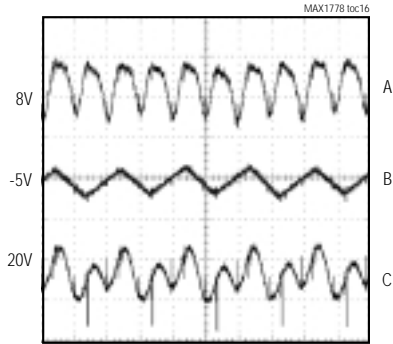
バッファ内蔵、クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

標準動作特性(続き)

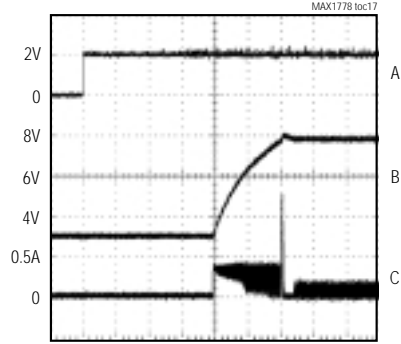
(Circuit of Figure 1, $V_{IN} = +3.3V$, $\overline{SHDN} = IN$, $V_{MAIN} = V_{SUPN} = V_{SUPB} = V_{SUPL} = 8V$, $BUF- = BUFOUT$, $BUF+ = FLTSET = TGND = PGND = GND$, $T_A = +25^\circ C$.)

RIPPLE VOLTAGE WAVEFORMS



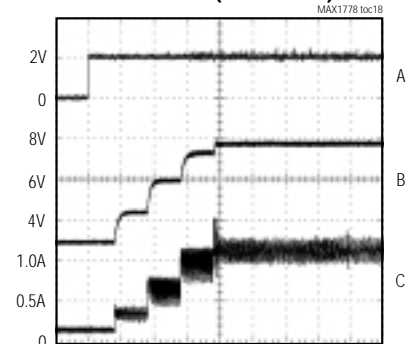
- 1µs/div
 A. $V_{MAIN} = 8V$, $I_{MAIN} = 200mA$, 10mV/div
 B. $V_{NEG} = -5V$, $I_{NEG} = 10mA$, 20mV/div
 C. $V_{POS} = 20V$, $I_{POS} = 5mA$, 20mV/div

**STEP-UP CONVERTER
SOFT-START (LIGHT LOAD)**



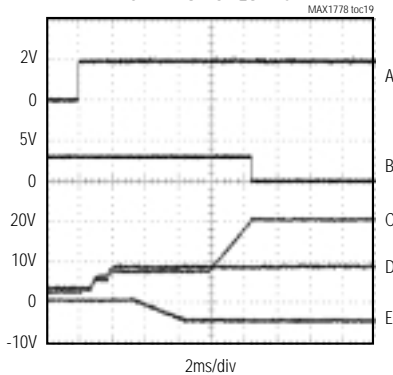
- 1ms/div
 A. $\overline{V_{SHDN}} = 0$ TO 2V, 2V/div
 B. $V_{MAIN} = 8V$, 2V/div
 C. INDUCTOR CURRENT, 500mA/div
 $R_{LOAD} = 400\Omega$

**STEP-UP CONVERTER
SOFT-START (HEAVY LOAD)**



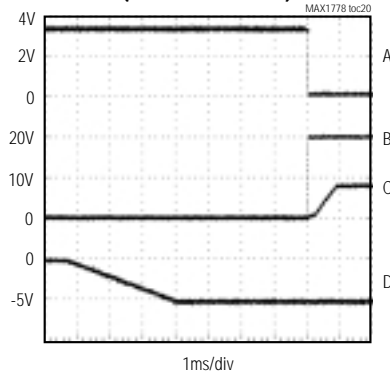
- 1ms/div
 A. $\overline{V_{SHDN}} = 0$ TO 2V, 2V/div
 B. $V_{MAIN} = 8V$, 2V/div
 C. INDUCTOR CURRENT, 500mA/div
 $R_{LOAD} = 20\Omega$

POWER-UP SEQUENCE



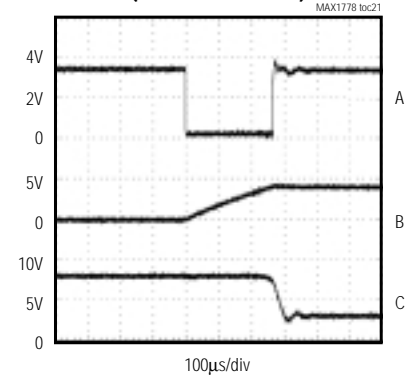
- 2ms/div
 A. $\overline{V_{SHDN}} = 0$ TO 2V, 2V/div
 B. RDY, 5V/div
 C. POSITIVE CHARGE PUMP: $V_{POS} = 20V$, $R_{LOAD} = 4k\Omega$, 10V/div
 D. STEP-UP CONVERTER: $V_{MAIN} = 8V$, $R_{LOAD} = 40\Omega$, 10V/div
 E. NEGATIVE CHARGE PUMP: $V_{NEG} = -5V$, $R_{LOAD} = 500\Omega$, 10V/div

**POWER-UP SEQUENCE
(CIRCUIT OF FIG. 10)**



- 1ms/div
 A. \overline{RDY} , 2V/div
 B. POSITIVE CHARGE PUMP, $V_{POS(SYS)} = 20V$, 10V/div
 C. STEP-UP CONVERTER: $V_{MAIN(SYS)} = 8V$, 10V/div
 D. NEGATIVE CHARGE PUMP, $V_{NEG} = -5V$, -5V/div

**POWER-UP INTO SHORT-CIRCUIT
(CIRCUIT OF FIG. 10)**



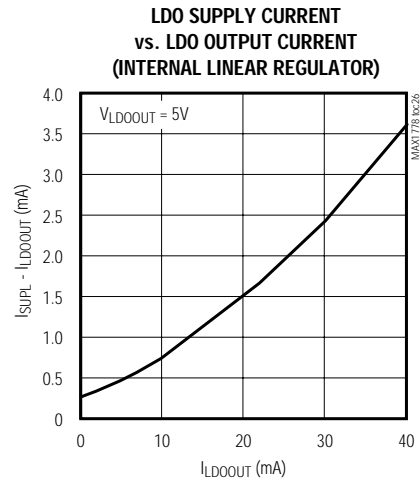
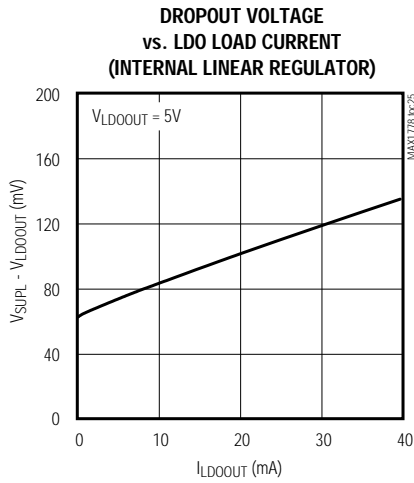
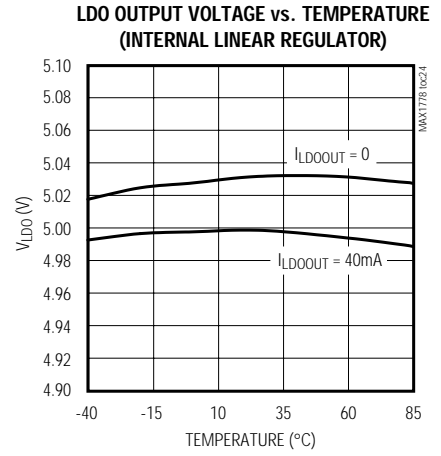
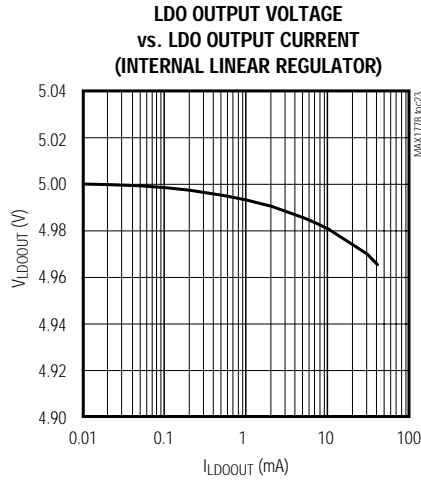
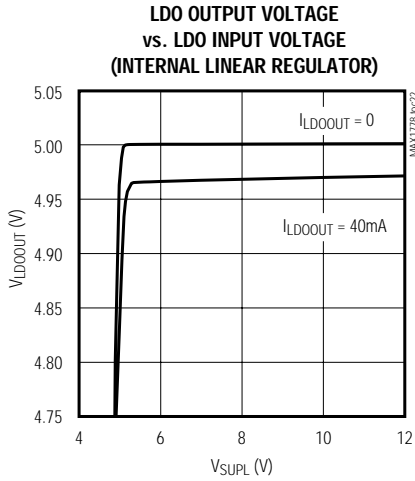
- 100µs/div
 A. \overline{RDY} , 2V/div
 B. GATE OF N-CH MOSFET, 5V/div
 C. STEP-UP CONVERTER, $V_{MAIN(START)} = 8V$, 5V/div
 $V_{MAIN(SYS)} = GND$

バッファ内蔵、 クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

標準動作特性(続き)

(Circuit of Figure 1, $V_{IN} = +3.3V$, $\overline{SHDN} = IN$, $V_{MAIN} = V_{SUPP} = V_{SUPN} = V_{SUPB} = V_{SUPL} = 8V$, $BUF- = BUFOUT$, $BUF+ = FLTSET = TGND = PGND = GND$, $T_A = +25^{\circ}C$.)

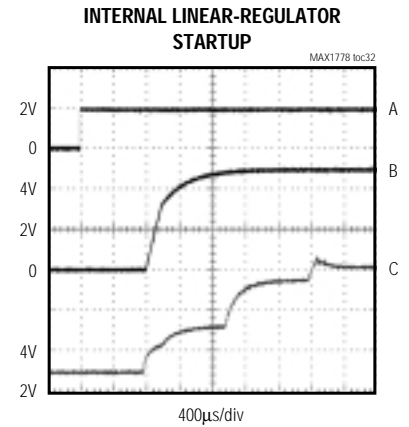
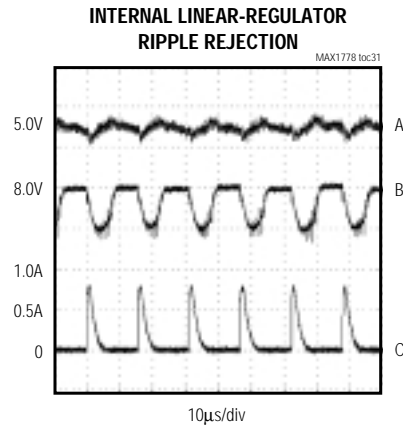
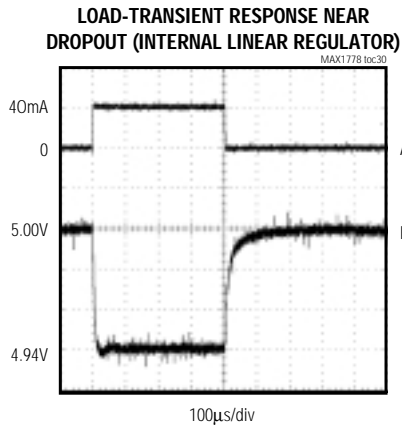
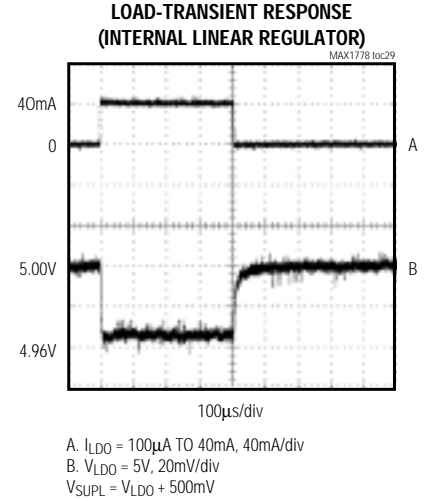
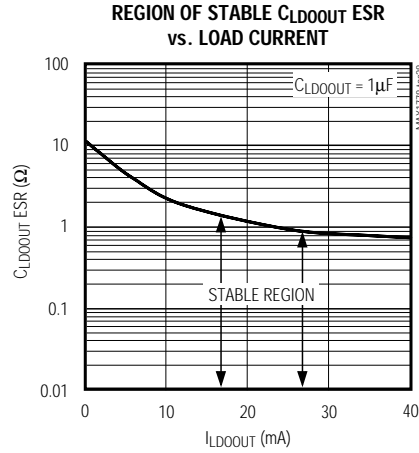
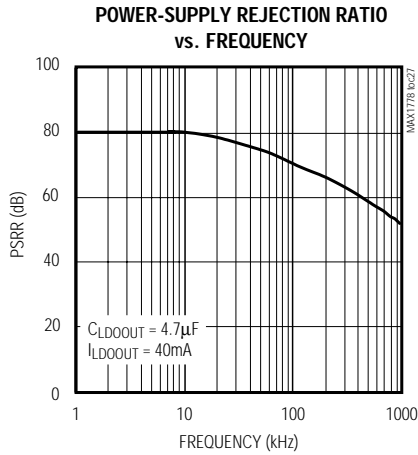


バッファ内蔵、クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

標準動作特性(続き)

(Circuit of Figure 1, $V_{IN} = +3.3V$, $\overline{SHDN} = IN$, $V_{MAIN} = V_{SUPN} = V_{SUPB} = V_{SUPL} = 8V$, $BUF- = BUFOUT$, $BUF+ = FLTSET = TGND = PGND = GND$, $T_A = +25^\circ C$.)

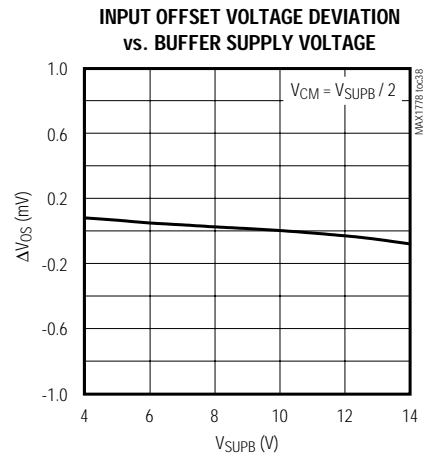
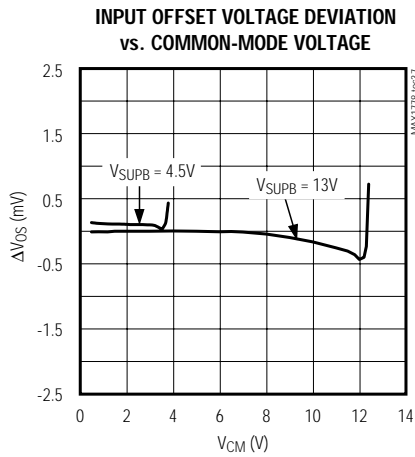
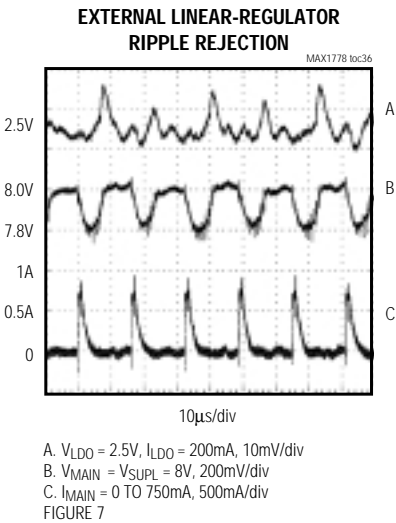
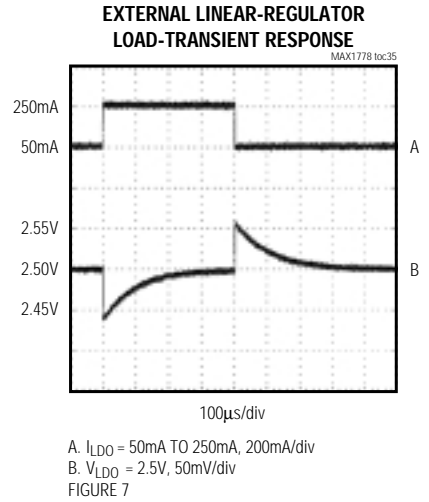
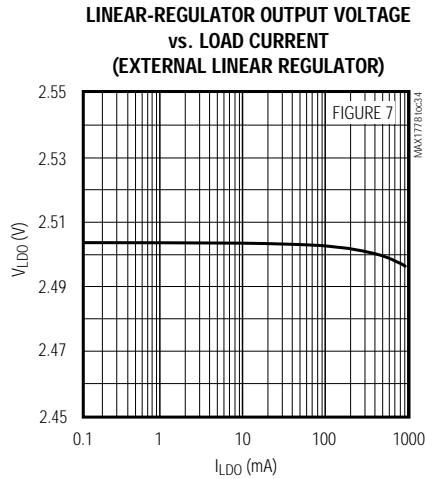
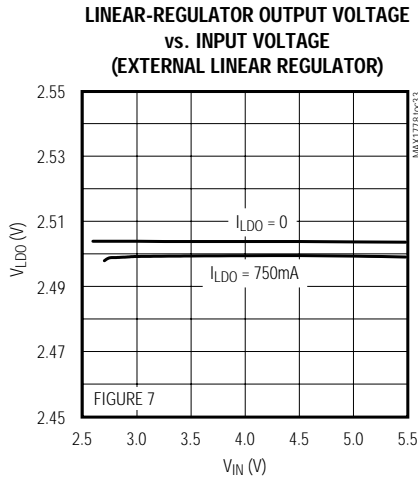


バッファ内蔵、 クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

標準動作特性(続き)

(Circuit of Figure 1, $V_{IN} = +3.3V$, $\overline{SHDN} = IN$, $V_{MAIN} = V_{SUPP} = V_{SUPN} = V_{SUPB} = V_{SUPL} = 8V$, $BUF- = BUFOUT$, $BUF+ = FLTSET = TGND = PGND = GND$, $T_A = +25^{\circ}C$.)

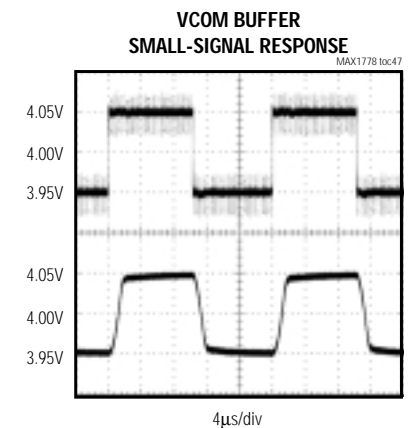
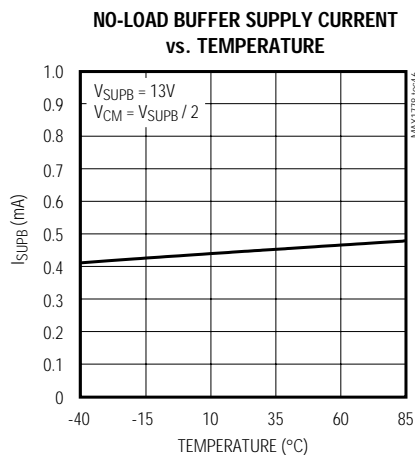
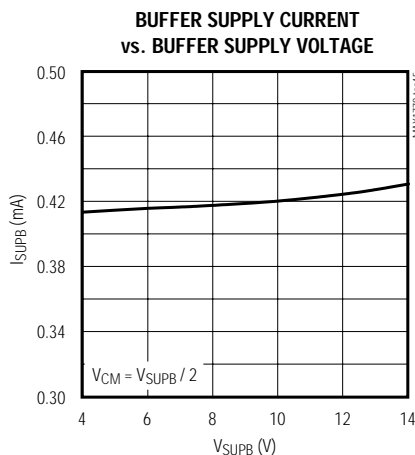
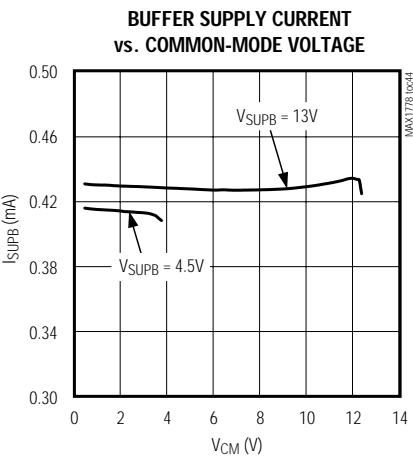
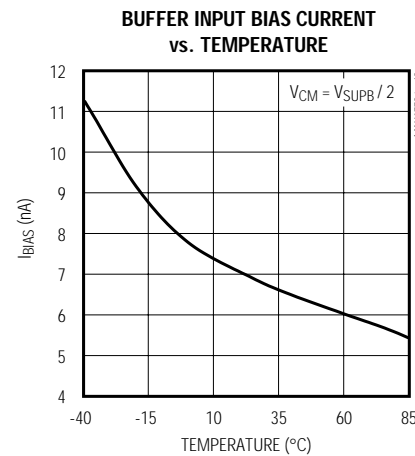
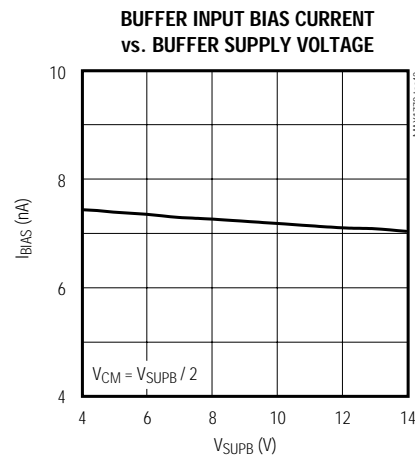
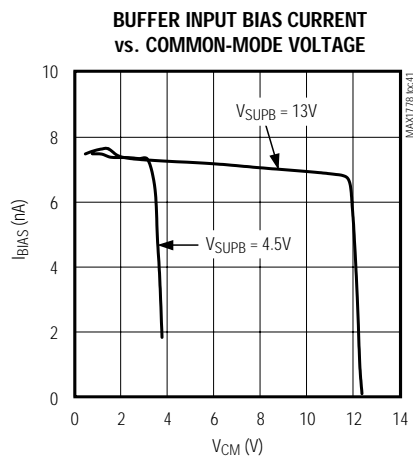
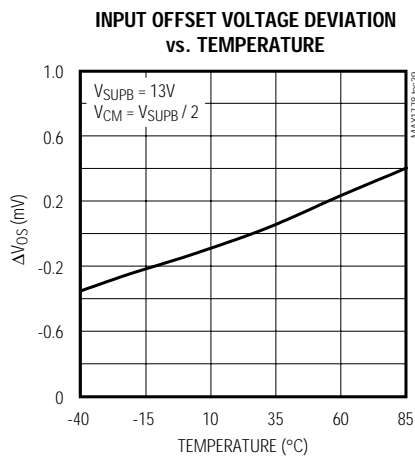
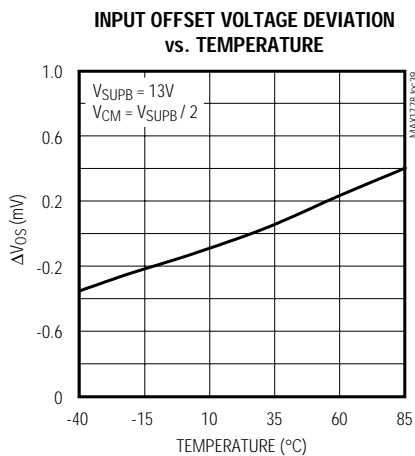


バッファ内蔵、クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

標準動作特性(続き)

(Circuit of Figure 1, $V_{IN} = +3.3V$, $\overline{SHDN} = IN$, $V_{MAIN} = V_{SUPP} = V_{SUPN} = V_{SUPB} = V_{SUPL} = 8V$, $BUF- = BUFOUT$, $BUF+ = FLTSET = TGND = PGND = GND$, $T_A = +25^\circ C$.)



A. $V_{BUF+} = 3.95V$ TO $4.05V$, $50mV/div$
B. $BUFOUT = BUF-$, $50mV/div$
 $C_{BUF} = 1\mu F$, $V_{SUPB} = 8V$

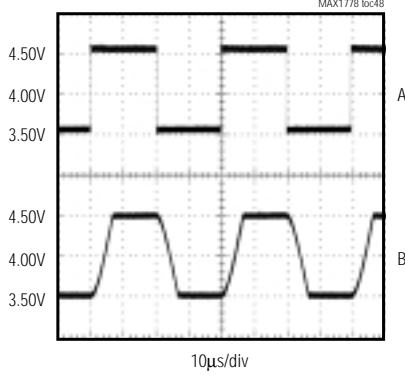
バッファ内蔵、 クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

標準動作特性(続き)

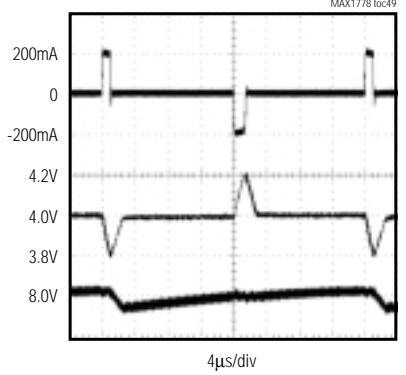
(Circuit of Figure 1, $V_{IN} = +3.3V$, $\overline{SHDN} = IN$, $V_{MAIN} = V_{SUPP} = V_{SUPN} = V_{SUPB} = V_{SUPL} = 8V$, $BUF- = BUFOUT$, $BUF+ = FLTSET = TGND = PGND = GND$, $T_A = +25^\circ C$.)

**VCOM BUFFER
LARGE-SIGNAL RESPONSE**



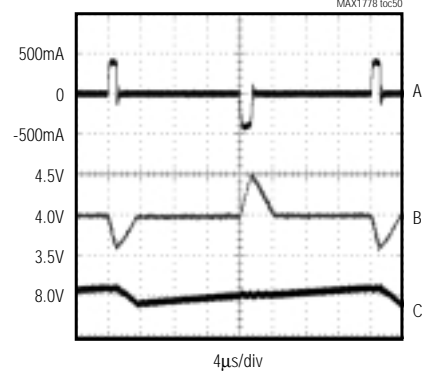
A. $V_{BUF+} = 3.50V$ TO $4.50V$, $0.5V/div$
 B. $BUFOUT = BUF-$, $0.5V/div$
 $C_{BUF} = 1\mu F$, $V_{SUPB} = 8V$

**VCOM BUFFER
LOAD-TRANSIENT RESPONSE**



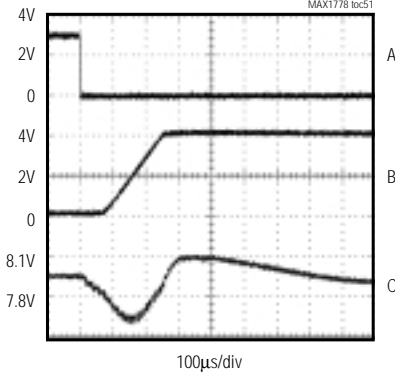
A. $I_{BUFOUT} = 200mA$ PULSES, $200mA/div$
 B. $BUFOUT = BUF-$, $200mV/div$
 C. $V_{MAIN} = 8V$, $50mV/div$
 $V_{SUPB} = V_{MAIN}$, $BUF+ = GND$, $C_{BUF} = 1\mu F$

**VCOM BUFFER
LOAD-TRANSIENT RESPONSE**



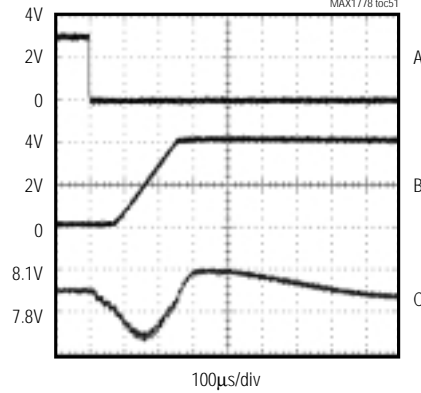
A. $I_{BUFOUT} = 400mA$ PULSES, $500mA/div$
 B. $BUFOUT = BUF-$, $0.5V/div$
 C. $V_{MAIN} = 8V$, $100mV/div$
 $V_{SUPB} = V_{MAIN}$, $BUF+ = GND$, $C_{BUF} = 1\mu F$

VCOM BUFFER STARTUP



A. \overline{RDY} , $2V/div$
 B. $BUFOUT = BUF-$, $C_{BUF} = 1\mu F$, $2V/div$
 C. $V_{SUPB} = V_{MAIN} = 8V$, $I_{MAIN} = 20mA$, $200mV/div$
 $BUF+ = GND$

VCOM BUFFER STARTUP



A. \overline{RDY} , $2V/div$
 B. $BUFOUT = BUF-$, $C_{BUF} = 1\mu F$, $2V/div$
 C. $V_{SUPB} = V_{MAIN} = 8V$, $I_{MAIN} = 20mA$, $200mV/div$
 $BUF+ = GND$

バッファ内蔵、 クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

端子説明

端子				名称	機能
MAX1778 MAX1881	MAX1880 MAX1882	MAX1883 MAX1884	MAX1885		
1	1	1	1	FB	メインステップアップレギュレータのフィードバック入力。公称1.25Vに安定化します。出力(V_{MAIN})からFB、さらにアナロググランド(GND)に抵抗分圧器を接続します。
2	2	2	2	INTG	メインステップアップ積分器の出力。積分器を使用するとき、1000pFをアナロググランド(GND)に接続します。積分器をディセーブルにするには、INTGをREFに接続します。
3	3	3	3	IN	メイン電源電圧。電源は、レギュレータのすべての制御回路網に2.7V~5.5Vの範囲の電圧を供給します。ピンにできるだけ近いところで0.1 μ FのコンデンサによりINとGNDの間をバイパスします。
4	4	4	4	BUF+	VCOMバッファ(動作相互コンダクタンスアンプ)の正フィードバック入力。GNDに接続し、アンプ電源電圧の半分の値($V_{BUF+}=V_{SUPB}/2$)に正入力を設定する内部抵抗分圧器を選択します。
5	5	5	5	BUF-	VCOMバッファ(動作相互コンダクタンスアンプ)の負フィードバック入力
6	6	6	6	SUPB	VCOMバッファ(動作相互コンダクタンスアンプ)の電源電圧
7	7	7	7	BUFOUT	VCOMバッファ(動作相互コンダクタンスアンプ)の出力
8	8	8	8	GND	アナロググランド。ICの下にある電源グランド(PGND)に接続します。
9	9	9	9	REF	内部基準バイパスピン。0.22 μ FのセラミックコンデンサをREFとアナロググランド(GND)の間に接続します。外部負荷能力は、最大50 μ Aです。
10	10	-	-	FBP	正チャージポンプレギュレータのフィードバック入力。公称1.25Vに安定化します。抵抗分圧器を正チャージポンプ出力(V_{POS})からFBP、さらにアナロググランド(GND)に接続します。
11	11	-	-	FBN	負チャージポンプレギュレータのフィードバック入力。公称0Vに安定化します。抵抗分圧器を負チャージポンプ出力(V_{NEG})からFBN、さらに基準(REF)に接続します。
12	12	10	10	\overline{SHDN}	アクティブローシャットダウン制御入力。 \overline{SHDN} をローに駆動して、コントローラを強制的にシャットダウンします。使用しない場合は、 \overline{SHDN} をINIに接続して通常動作をさせます。 \overline{SHDN} の立ち上がりでフォルトラッチがクリアされます。
13	-	11	-	SUPL	低ドロップアウトリニアレギュレータの入力電圧。可変範囲は4.5V~15Vです。1 μ FのコンデンサでGNDにバイパスします(コンデンサの選択とレギュレータの安定性の項を参照)。両入力端子を外部で接続します。

バッファ内蔵、 クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

端子説明(続き)

端子				名称	機能
MAX1778 MAX1881	MAX1880 MAX1882	MAX1883 MAX1884	MAX1885		
14	-	12	-	LDOOUT	リニアレギュレータの出力。最大出力電流は40mAです。次式で決まるセラミックコンデンサでGNDにバイパスします。 $C_{LDOOUT} \geq 0.5ms \times \left(\frac{I_{LDOOUT(MAX)}}{V_{LDOOUT}} \right)$
15	-	13	-	FBL	電圧設定入力。抵抗分圧器をリニアレギュレータ出力(V_{LDOOUT})からFBL、さらにアナロググランド(GND)に接続します。
16	16	14	14	FLTSET	フォルトトリップレベル設定入力。REFとGNDの間の抵抗分圧器に接続して、メインステップアップコンバータと正チャージポンプのフォルトスレッショルドを $0.67 \times V_{REF} \sim 0.85 \times V_{REF}$ に設定します。プリセットフォルトスレッショルド($0.9 \times V_{REF}$)では、GNDに接続します。
17	17	-	-	SUPN	負チャージポンプドライバの電源電圧。0.1 μ Fのコンデンサで電源グランド(PGND)にバイパスします。
18	18	-	-	DRVN	負チャージポンプドライバの出力。出力のハイレベルは V_{SUPN} で、ローレベルはPGNDです。
19	19	-	-	SUPP	正チャージポンプドライバの電源電圧。0.1 μ Fのコンデンサで電源グランド(PGND)にバイパスします。
20	20	-	-	DRVP	正チャージポンプドライバの出力。出力のハイレベルは V_{SUPN} で、ローレベルはPGNDです。
21	21	17	17	PGND	電源グランド。ICの下にあるアナロググランド(GND)に接続します。
22	22	18	18	LX	メインステップアップレギュレータのパワーMOSFET Nチャンネルのドレイン。出力ダイオードと出力コンデンサをできるだけPGNDに近づけて配置します。
23	23	19	19	TGND	グランドに接続する必要があります。
24	24	20	20	\overline{RDY}	アクティブローのオープンドレイン出力。すべての出力がレディであることを示します。オン抵抗は125 (標準)です。
-	13, 14, 15	15, 16	11, 12, 13, 15, 16	N.C.	無接続。内部接続なし。

バッファ内蔵、クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

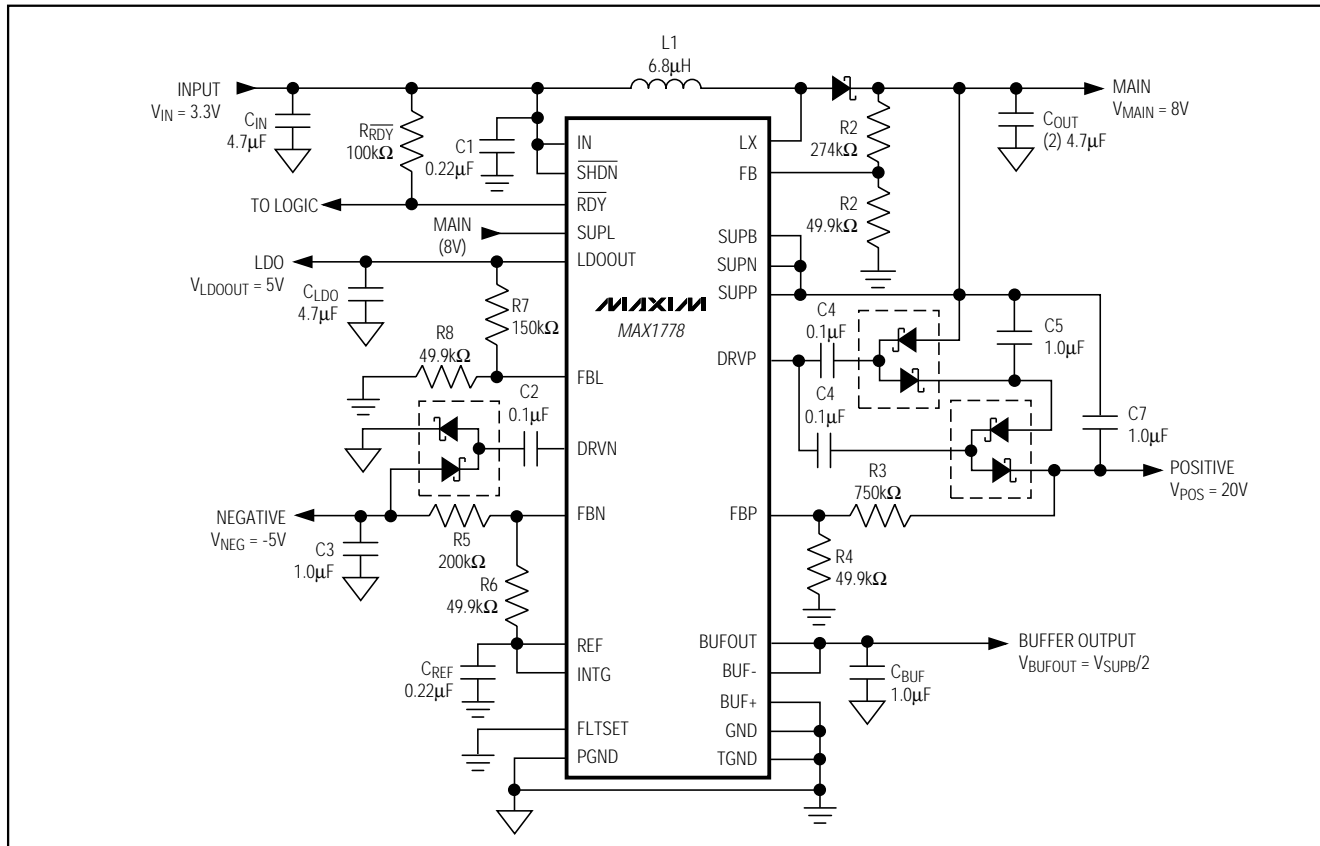


図1. 標準アプリケーション回路

詳細

MAX1778/MAX1880 ~ MAX1885は、薄膜トランジスタ(TFT)液晶ディスプレイ(LCD)用の高効率の多出力電源です。これらのデバイスは、1つのハイパワーステップアップコンバータ、2つのローパワーチャージポンプ、動作相互コンダクタンスアンプ(VCOMバッファ)、低ドロップアウトリニアレギュレータを内蔵しています。メインステップアップコンバータでは、内部のNチャンネルMOSFETを用いて最大効率を提供し、外付け部品数を最小限に抑えています。メインステップアップコンバータの出力電圧(V_{MAIN})は、外付け抵抗器により V_{IN} ~ 13Vに設定できます。

デュアルチャージポンプ(MAX1778/MAX1880/MAX1881/MAX1882のみ)は正出力(V_{POS})と負出力(V_{NEG})をそれぞれ定電圧化します。これらローパワー出力には、-40V ~ +40Vの出力電圧を調整するために外付けダイオードとコンデンサ段(必要なだけの段数)を使用しています。独自の制御機構を設けて、両チャージポンプのコンデンサのサイズだけでなく出力リップルも最小限に抑えています。

抵抗プログラマブル、40mAリニアレギュレータ(MAX1778/MAX1881/MAX1883/MAX1884のみ)は、電源のどれに対してもプリレギュレーションまたはポストレギュレーションを行いません。大電流を必要とするアプリケーションでは、外部にトランジスタを追加できます。

さらに、VCOMバッファには、TFT LCDパネルのバックプレーンなど、容量性負荷の駆動に理想的な大電流出力があります。正のフィードバック入力によりデュアルモード動作が可能となり、この入力をバッファの電源電圧とグラウンドの間の内部50%抵抗分圧器に接続することも、外部で他の電圧に調整することもできます。

さらに、MAX1778/MAX1880 ~ MAX1885が内蔵するものとして、最大50µAの電流を供給する高精度1.25Vリファレンス、ロジックシャットダウン、ソフトスタート、パワーアップシーケンス、調整可能なフォルト検出、サーマルシャットダウン、アクティブローのオープンドレインレディ出力があります。

バッファ内蔵、 クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

メインステップアップコントローラ

通常のパルス幅変調(PWM)動作中は、MAX1778/MAX1880~MAX1885のメインステップアップコントローラが500kHzまたは1MHzの一定周波数でスイッチングを行ない(選択ガイドの項を参照)、この場合、薄型のインダクタと出力コンデンサが使用できます。入出力の電圧比に応じて、コントローラは出力電圧を安定化し、各スイッチングサイクルの下記デューティサイクル(D)を変調して電力供給量を制御します。

$$D \approx \frac{V_{\text{MAIN}} - V_{\text{IN}}}{V_{\text{MAIN}}}$$

出力電圧が低すぎるとき、コントローラは、内部クロックの立ち上りでフリップフロップをセットしてNチャンネルMOSFETをターンオンさせます(図2)。インダクタ電流は一定の割合で増加して、エネルギーを磁場に蓄えます。フィードバック電圧エラーアンプ、スロープ補償、電流フィードバックの各信号の和が多入力コンパレータをトリップさせると、MOSFETがターンオフし、フリップフロップがリセットされ、ダイオード(D1)がターンオンします。これで、インダクタを流れる電流が一定の割合で減少し、磁場に蓄えられたエネルギーが出力コンデンサと負荷に供給されます。MOSFETは、クロック

サイクルの残りの期間中オフのままとなります。フィードバック電圧誤差信号が変化すると、スイッチの電流トリップレベルが変わり、その結果MOSFETのデューティサイクルが変調を受けます。

負荷が非常に軽い場合は、軽負荷独特のパルススキッピングへの転換が起こります(図3)。これが起きると、コントローラはスイッチング周波数とゲート電荷損失を減らすために、発振器パルスの多くをスキップします。パルススキッピングが起きているときは、出力電圧が下がり過ぎて初めてステップアップコントローラが新たなスイッチングサイクルを開始します。NチャンネルMOSFETがターンオンし、多入力コンパレータがトリップするまでインダクタ電流が一定の割合で増加します。その後、MOSFETがターンオフしてダイオードがターンオンし、インダクタ電流が一定の割合で減少します。インダクタ電流がゼロに達するとダイオードがターンオフするので、インダクタは通電を停止します。こうして、下記のパルススキッピングとPWM動作のスレッシュホールドは、インダクタの連続と断続電流動作の間の境界値になります。

$$I_{\text{LOAD(CROSSOVER)}} \approx \frac{1}{2} \left(\frac{V_{\text{IN}}}{V_{\text{MAIN}}} \right)^2 \left(\frac{V_{\text{MAIN}} - V_{\text{IN}}}{f_{\text{OSC}} L} \right)$$

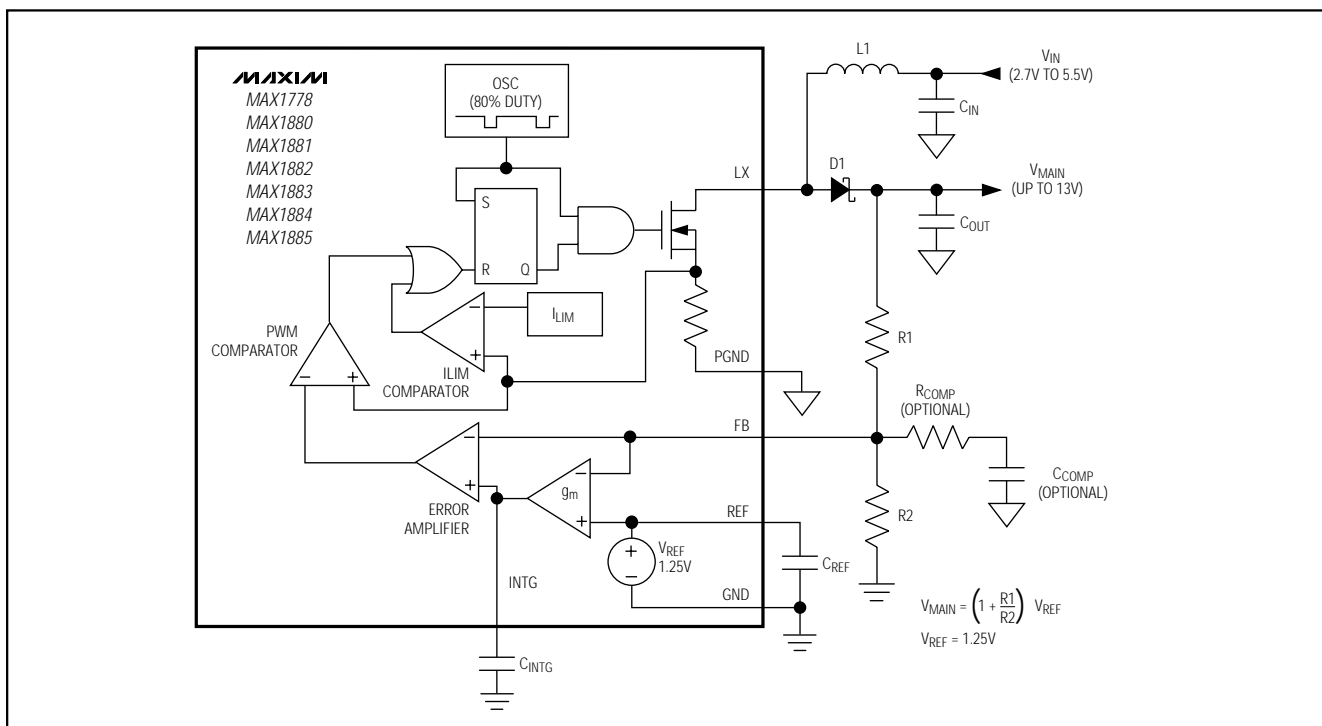


図2. メインステップアップコンバータのブロック図

バッファ内蔵、クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880/MAX1881/MAX1882/MAX1885

スイッチング波形は、軽負荷によりパルススキッピング動作をしているときはノイズが多く非同期です。これは、軽負荷の効率が改善されている正常な動作状態です。

デュアルチャージポンプレギュレータ
(MAX1778/MAX1880/MAX1881/
MAX1882のみ)

MAX1778/MAX1880/MAX1881/MAX1882コントローラは、2つの独立したローパワーチャージポンプを内蔵しています(図4)。1つのチャージポンプが入力電圧

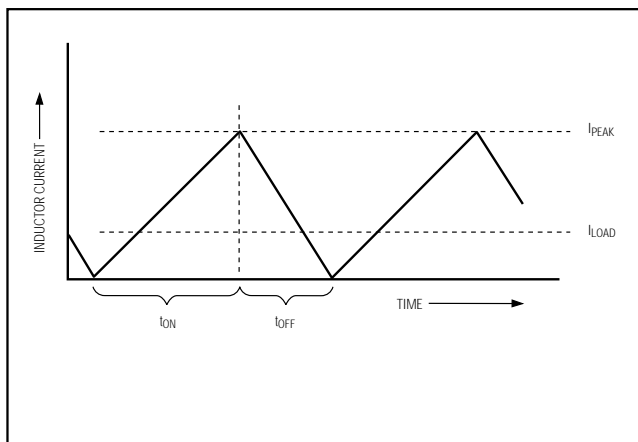


図3. 断続 - 連続導通のクロスオーバーポイント

を反転し、安定化された負の出力電圧を供給します。第2のチャージポンプは入力電圧を2倍にして安定化された正の出力電圧を供給します。コントローラは、PチャンネルとNチャンネルのMOSFETを内蔵していて、電力の供給量を制御します。この内蔵MOSFETは、一定周波数($f_{CHP}=f_{OSC}/2$)でスイッチングを行いません。

正のチャージポンプ

最初の半サイクル中に、NチャンネルMOSFETがターンオンし、フライングコンデンサ $C_X(POS)$ を充電します(図4)。この初期充電は、Nチャンネルの可変オン抵抗により制御されます。後半のサイクル中にNチャンネルMOSFETはターンオフし、PチャンネルMOSFETがターンオンして、 $C_X(POS)$ のレベルが V_{SUPP} ボルトだけシフトします。こうして、 $C_X(POS)$ が出力蓄積コンデンサ $C_{OUT}(POS)$ と並列に接続されます。 $C_{OUT}(POS)$ の両端の電圧とダイオードの電圧降下の和($V_{POS}+V_{DIODE}$)がレベルシフトしたフライングコンデンサ電圧($V_{CX(POS)}+V_{SUPP}$)よりも小さければ、ダイオード(D3)がターンオフするまで電荷が $C_X(POS)$ から $C_{OUT}(POS)$ に流れます。

負のチャージポンプ

最初の半サイクル中に、PチャンネルMOSFETがターンオンし、フライングコンデンサ $C_X(NEG)$ が V_{SUPPN} からダイオード電圧降下を差し引いた電圧まで充電されます

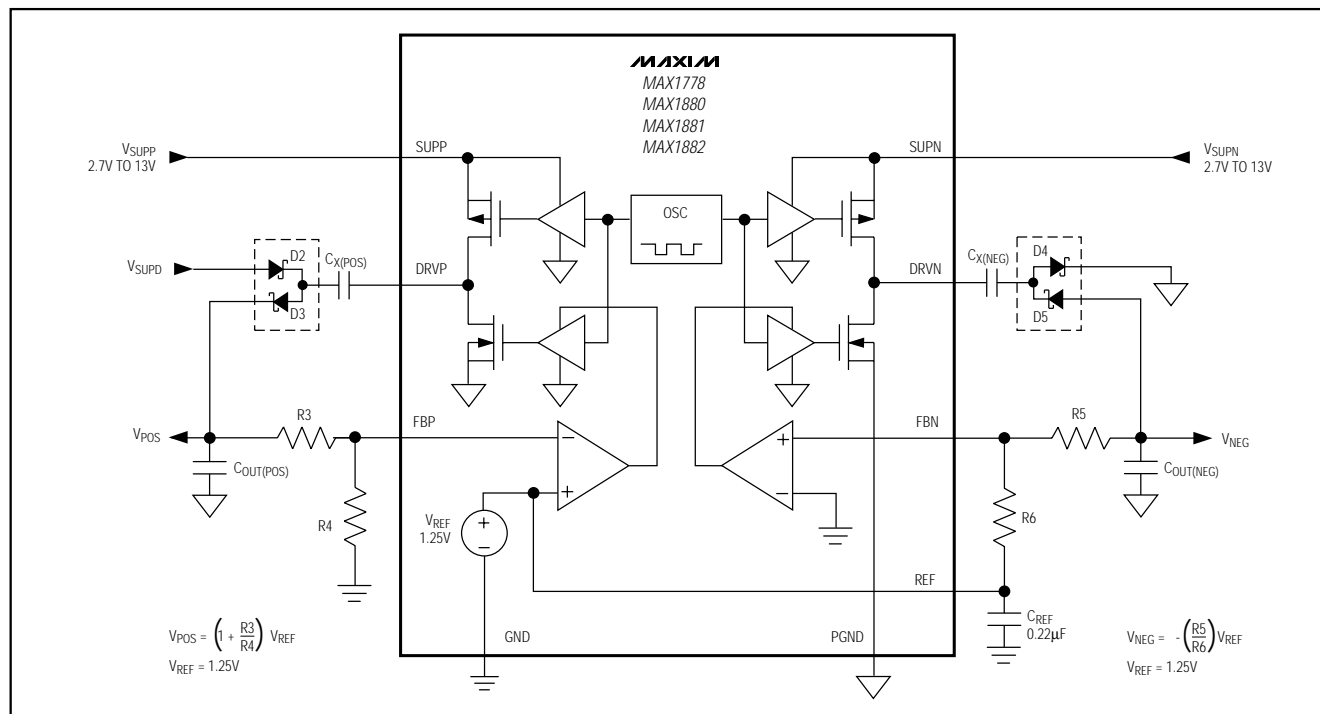


図4. ローパワーチャージポンプのブロック図

バッファ内蔵、 クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

(図4)。後半のサイクル中にPチャンネルMOSFETはターンオフし、NチャンネルMOSFETがターンオンして、 $C_{X(NEG)}$ のレベルがシフトします。こうして、 $C_{X(NEG)}$ が出力蓄積コンデンサ $C_{OUT(NEG)}$ と並列に接続されます。 $C_{OUT(NEG)}$ 両端の電圧からダイオード電圧降下を差し引いた値が $C_{X(NEG)}$ 両端の電圧よりも大きければ、ダイオード(D5)がターンオフするまで電荷が $C_{OUT(NEG)}$ から $C_{X(NEG)}$ に流れます。出力に供給される電荷の量はNチャンネルの変換オン抵抗により制御されます。

低ドロップアウトリニアレギュレータ
(MAX1778/MAX1881/MAX1883/
MAX1884のみ)

MAX1778/MAX1881/MAX1883/MAX1884は、内部PNPパストランジスタ(Q_p)を使用して最大40mAを負荷に供給する低ドロップアウトリニアレギュレータ(図5)を内蔵しています。図5に示すように、1.25Vのリファレンスがエラーアンプに接続されていて、このアンプはフィードバック電圧をこの基準と比較してその差を増幅します。フィードバック電圧が基準電圧よりも大きければ、コントローラは Q_p のベース電流を下げて、出力に流れる電流を減らします。フィードバック電圧が低くなると、デバイスはパストランジスタのベース電流を上げ、出力に流れる電流が増えて出力電圧が上昇します。ただし、リニアレギュレータには、内部パストランジスタを短絡から保護するために出力電流制限値が設けられています。

低ドロップアウトリニアレギュレータは、パストランジスタのベース電流を監視し制御して、出力電流を130mA(標準)に制限します。この電流制限は、熱過負荷保護とともに出力を保護するもので、部品を損傷することなく出力をグラウンドに無限期間短絡できます。

VCOMバッファ

MAX1778/MAX1880~MAX1885はVCOMバッファを内蔵しており、これは動作相互コンダクタンスアンプ(OTA)を使用して、TFT LCDパネルのバックプレーンなど、容量性負荷の駆動に理想的な電流出力を供給します。この電流出力バッファのユニティゲイン帯域幅は、次式で表されます。

$$GBW = gm/C_{OUT}$$

ここで、 gm はアンプの相互コンダクタンスです。帯域幅は出力コンデンサに反比例するので、容量性負荷が大きくなると安定性が向上します。しかし、帯域幅が狭くなると、バッファの過渡応答時間が減少します。過渡応答時間を改善するために、出力電流の増加に伴ってアンプの相互コンダクタンスを増加させています(標準動作特性の項を参照)。

VCOMバッファの正フィードバック入力により、デュアルモード動作が可能です。バッファの出力電圧は、バッファの電源(SUPB)に接続された50%抵抗分圧器により内部で設定できますが、外部で他の電圧に調整することもできます。

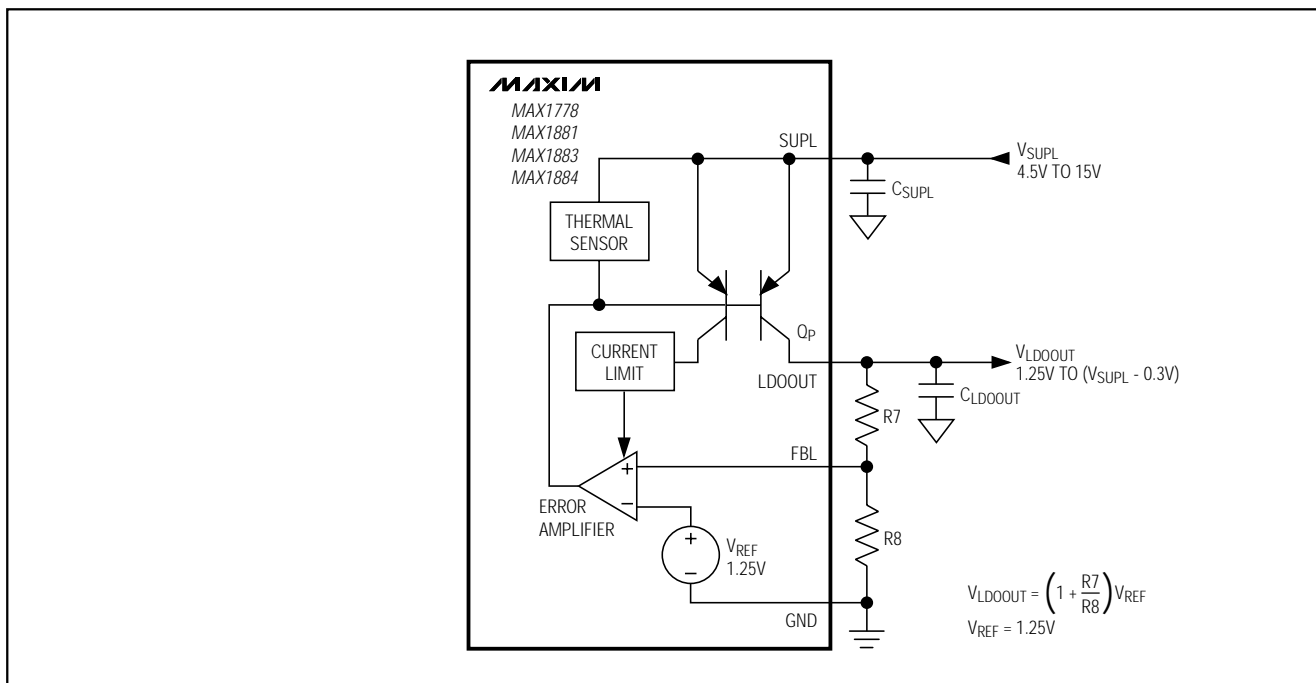


図5. 低ドロップアウトリニアレギュレータのブロック図

バッファ内蔵、クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

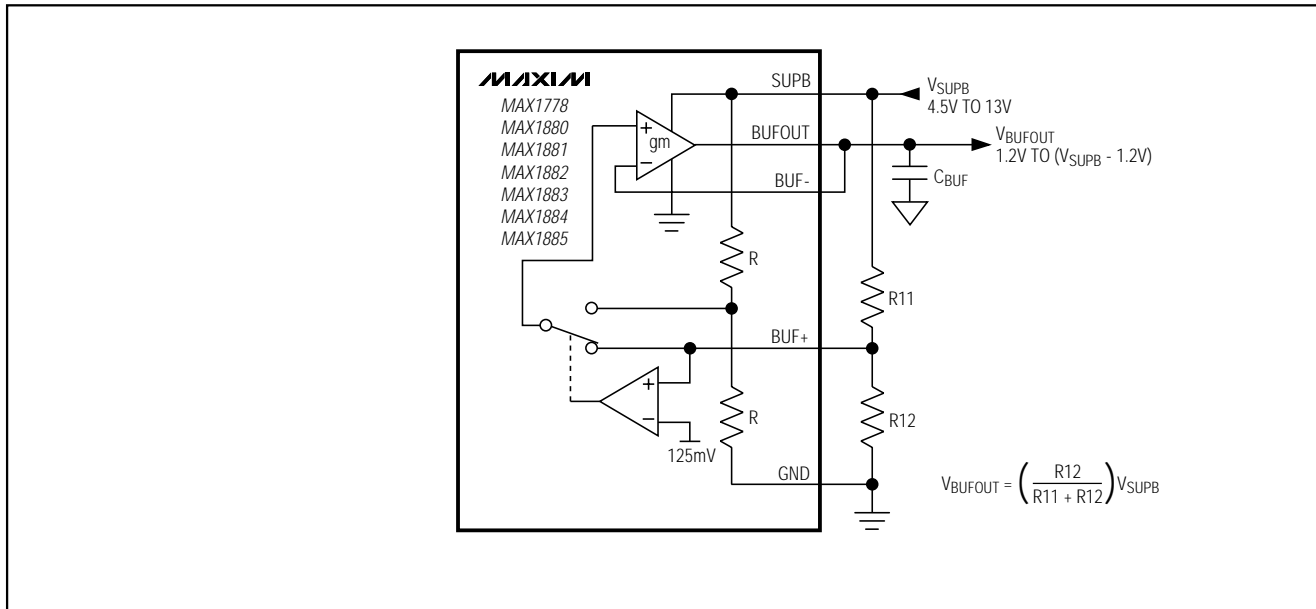


図6. VCOMバッファのブロック図

シャットダウン(SHDN)

$\overline{\text{SHDN}}$ の論理レベルがローになると、コンバータのすべてとリファレンスがシャットダウンされます。シャットダウンすると、バッテリーの寿命を最大限に伸ばすため、電源電流が0.1 μA に減少し、リファレンスはグランドに引き下げられます。出力容量、フィードバック抵抗器、負荷電流により、各出力電圧の減衰速度が決まります。 $\overline{\text{SHDN}}$ 電源の論理レベルがハイになると、MAX1778/MAX1880 ~ MAX1885がアクティブになります(パワーアップシーケンスの項を参照)。 $\overline{\text{SHDN}}$ をフローティングのままにしないで下さい。使用しない場合は、 $\overline{\text{SHDN}}$ をINに接続します。 $\overline{\text{SHDN}}$ の論理レベルが遷移すると、フォルトラッチがクリアされます。

パワーアップシーケンス

パワーアップの際やシャットダウンから抜け出す際に、MAX1778/MAX1880 ~ MAX1885がパワーアップシーケンスを開始します。まず、基準がパワーアップします。ついで、ソフトスタートがイネーブルの状態、主DC-DCステップアップコンバータがパワーアップします。リアレギュレータはメインステップアップコンバータと同時にパワーアップしますが、パワーシーケンスとレディ出力信号はリアレギュレータのレギュレーションの影響を受けません。メインステップアップコンバータがパワーアップしている間、PWMコンパレータの出力はローのまま(図2)、ステップアップコンバータは最大デューティサイクルと電流制限コンパレータのみから制限を受けて出力コンデンサを充電します。ステップアップコンバータが公称のレギュレーション値に近づいてPWMコンパレータの出力の状態が初めて変化すると、

負のチャージポンプがターンオンします。負の出力電圧が公称値($V_{\text{FBN}} < 110\text{mV}$)のほぼ90%に達すると、正のチャージポンプがスタートアップします。最後に、正の出力電圧が公称値($V_{\text{FBP}} > 1.125\text{V}$)の90%に達すると、アクティブローレディ信号($\overline{\text{RDY}}$)がローになり(パワーレディの項を参照)、VCOMバッファがパワーアップします。MAX1883/MAX1884/MAX1885はチャージポンプを内蔵していませんが、パワーアップシーケンスにはチャージポンプのスタートアップ論理が含まれています。このスタートアップ論理は、ステップアップコンバータがレギュレーションに到達してからレディ信号とVCOMバッファがアクティブになるまでの遅延($2 \times 4096/f_{\text{osc}}$)として現れます。

ソフトスタート

主スタートアップレギュレータの場合、ソフトスタートにより、入力サージ電流を抑制するためにスタートアップ中の電流制限レベルを徐々に上げることができます。MAX1778/MAX1880 ~ MAX1885では、ソフトスタートの期間が4段階に分かれています。最初の段階では、コントローラが電流制限を最大電流制限($I_{\text{LX(MAX)}}$)のほぼ1/4である僅か0.38Aに抑えます(電気的特性の項を参照)。出力が1ms以内にレギュレーションに達しなければ、ソフトスタートは第 段階に入り、電流制限値がさらに25%増加します。このプロセスは第 段階でも繰り返されます。3072クロックサイクルに達する時点までに、もしくは出力がレギュレーションに達する時点のいずれか先に到来した時点で、最大1.5A(標準)の電流制限値に達します(標準動作特性のスタートアップ波形の項を参照)。

バッファ内蔵、 クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

チャージポンプ(MAX1778/MAX1880/MAX1881/MAX1882のみ)では、出力電圧の立ち上がり速度を制御することによりソフトスタートが行われます。チャージポンプ出力電圧はともに、出力容量と負荷に関係なく、チャージポンプの出力インピーダンスのみにより制限されて4096クロックサイクル以内にレギュレーションに入るよう制御されます。MAX1883/MAX1884/MAX1885コントローラはチャージポンプを内蔵していませんが、どちらのチャージポンプのソフトスタート論理も4096クロックサイクルのスタートアップ期間を含んでいます。

フォルトトリップレベル(FLTSET)

MAX1778/MAX1880~MAX1885は、デュアルモード動作を備えており、ステップアップコンバータと正チャージポンプ出力のプリセットされたフォルトトリップレベルまたは調整可能なトリップレベルのどちらかによる動作が可能です。FLTSETをGNDに接続してプリセットされた $0.9 \times V_{REF}$ フォルトスレッショルドを選択します。分圧器をREFからFLTSETに接続することにより、フォルトトリップレベルも調整できます(図8)。最高の精度を得るためには、 V_{REF} が確実にレギュレーションに入っていないなければならないので(電気的特性表の項を参照)、基準の全負荷電流(負のチャージポンプフィードバック抵抗器を流れる電流を含む)が $50\mu\text{A}$ を超えてはなりません。そのため、 R_{10} を $100\text{k} \sim 1\text{M}$ の範囲で選択し、 R_9 を次式により算出して下さい。

$$R_9 = R_{10} [(V_{REF} / V_{FLTSET}) - 1]$$

ここで、 $V_{REF}=1.25\text{V}$ 、 V_{FLTSET} は $0.67 \times V_{REF} \sim 0.85 \times V_{REF}$ の範囲とします。FLTSETの入力バイアス電流は、最大値が 50nA です。誤差が1%の場合は、 R_{10} を流れる電流はFLTSET入力バイアス電流(I_{FLTSET})の100倍以上でなければなりません。

フォルト条件

$\overline{\text{RDY}}$ がローになっているとき、主レギュレータまたはどちらかのローパワーチャージポンプの出力がそのフォルト検出スレッショルド未満に下がるか、入力とその不足電圧未満に下がると、 $\overline{\text{RDY}}$ がハイインピーダンスになり、すべての出力がシャットダウンします。しかし、リファレンスはアクティブのままです。フォルト条件を排除した後、シャットダウン(0.8V 未満)をトグルするか入力電圧(0.2V 未満)をいったん切って入れ直して、フォルトラッチをクリアしデバイスをもう一度アクティブにしてください。

リファレンスのフォルトスレッショルドは 1.05V です。ステップアップコンバータと正チャージポンプの場合は、フォルトトリップレベルをFLTSETにより設定します(フォルトトリップレベルの項を参照)。負チャージポンプ

の場合は、チャージポンプのフィードバック入力(FBN)で測定したフォルトスレッショルドが 140mV (標準)です。

パワーレディ(RDY)

パワーレディはオープンドレイン出力です。メインステップアップコンバータとローパワーチャージポンプのパワーアップシーケンスが正常に終了したとき、 14V のMOSFETがターンオンし、 $\overline{\text{RDY}}$ が 125 (標準)オン抵抗でローに接続されます。これら3つの出力のいずれかでフォルトが検出されると、内部のオープンドレインMOSFETがハイインピーダンスになります。論理レベル出力の $\overline{\text{RDY}}$ とINの間に 100k のプルアップ抵抗器を接続して下さい。

電圧基準(REF)

REFの電圧は公称 1.25V です。リファレンスは、負荷レギュレーションが良好な状態で最大 $50\mu\text{A}$ を供給できます(標準動作特性の項を参照)。REFとGNDの間に $0.22\mu\text{F}$ のセラミックバイパスコンデンサを接続して下さい。

熱過負荷保護

熱過負荷保護は、MAX1778/MAX1880~MAX1885の全消費電力を制限します。ジャンクション温度が $T_J=160$ を超えると、温度センサがフォルト保護をアクティブにし、それがコントローラをシャットダウンしてICを冷却します。デバイスが 15 だけ冷却されると、シャットダウン(0.8V 未満)をトグルするか、入力電圧(0.2V 未満)をいったん切って入れ直して、フォルトラッチをクリアしもう一度コントローラをアクティブにしてください。熱過負荷保護は、フォルト状態にあるコントローラを保護します。連続動作の場合は、 $T_J=+150$ の絶対最大ジャンクション温度定格を超えないようにして下さい。

動作領域と消費電力

MAX1778/MAX1880~MAX1885の最大消費電力は、ICパッケージと回路基板の熱抵抗、ダイジャンクションと大気の温度差、空気の流速に依存します。デバイス中の消費電力は、各レギュレータとバッファの動作条件により異なります。

ステップアップコントローラでは、コントローラがインダクタ電流を一定の割合で増加させるとき内部のNチャンネルMOSFETで電力が消費されます。連続通電における内部消費電力は、次式で近似できます。

$$P_{\text{STEP-UP}} \approx \left[\left(\frac{I_{\text{MAIN}} V_{\text{MAIN}}}{V_{\text{IN}}} \right)^2 + \frac{1}{12} \left(\frac{V_{\text{IND}}}{f_{\text{oscL}}} \right)^2 \right] \times R_{\text{DS(ON)D}}$$

バッファ内蔵、クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

ここで、 I_{MAIN} には、チャージポンプの主負荷電流と入力電源電流(チャージポンプの入力電力と効率の検討の項を参照)、リニアレギュレータ、VCOMバッファが含まれます。

リニアレギュレータは、出力電圧を発生する際に内部パストランジスタの電力を消費します。このため、消費電力は、下記のように負荷電流に入出力電圧差を掛けるだけで求められます。

$$P_{LDO(INT)} = I_{LDO}(V_{SUPPL} - V_{LDO})$$

外付けトランジスタを駆動するときは、内部のリニアレギュレータがベース駆動電流を供給します。外付けトランジスタの電流ゲイン(β)と最大負荷電流によっては、内部リニアレギュレータの消費電力が無視できない場合もあります。

$$P_{LDO(INT)} = \frac{I_{LDO}}{\beta} [V_{SUPPL} - (V_{LDO} + 0.7V)] \\ = I_{LDOOUT}(V_{SUPPL} - V_{LDOOUT})$$

チャージポンプから安定化された出力電圧が発生する際に、ローサイドNチャンネルMOSFETで電力が消費されるので、チャージポンプはリニアレギュレータの後に安定化されていないチャージポンプが接続されたモデルで表すことができます。そのため、その消費電力は次式のようにリニアレギュレータと類似しています。

$$P_{NEG} = I_{NEG} [(V_{SUPN} - 2V_{DIODE})N - V_{NEG}] \\ P_{POS} = I_{POS} [(V_{SUPP} - 2V_{DIODE})N + V_{SUPD} - V_{POS}]$$

ここで、Nはチャージポンプの段数、 V_{DIODE} はダイオードの順方向電圧、 V_{SUPD} は正チャージポンプダイオードの電源です(図4)。

VCOMバッファの消費電力は、次式のように、駆動される容量性負荷(C_{LOAD})、負荷両端のピークトゥピーク電圧変化(V_{P-P})、負荷のスイッチング速度に依存します。

$$P_{BUF} = V_P \cdot pC_{LOAD} f_{LOAD} V_{SUPB}$$

デバイスの全消費電力を求めるには、各レギュレータとバッファで消費される電力を下記のように加算する必要があります。

$$P_{TOTAL} = P_{STEP-UP} + P_{LDO(INT)} \\ + P_{NEG} + P_{POS} + P_{BUF}$$

最大許容消費電力は、975mW(24ピンTSSOP)/879mW(20ピンTSSOP)、または次式で表すことができます。

$$P_{MAX} = (T_J(MAX) - T_A) / (\theta_{JB} + \theta_{BA})$$

ここで、 $T_J - T_A$ はコントローラジャンクションと周囲の大気との温度差、 θ_{JB} (または、 θ_{JC})はパッケージから基板までの熱抵抗、 θ_{BA} はプリント回路基板から周囲の大気までの熱抵抗です。

設計手順

メインステップアップコンバータ

出力電圧の選択

出力(V_{MAIN})からFB、さらにGNDに分圧器を接続することにより、出力電圧を調整します(標準動作回路の項を参照)。R2を10k ~ 50k の範囲で選択します。次式によりR1を計算します。

$$R1 = R2 [(V_{MAIN} / V_{REF}) - 1]$$

ここで、 $V_{REF}=1.25V$ 。 V_{MAIN} は、 $V_{IN} \sim 13V$ の範囲で構いません。

インダクタの選択

インダクタの選択は、必要な最小インダクタンス値、飽和定格、直列抵抗、サイズにより異なります。これらの要因はコンバータの効率、最大出力負荷能力、過渡応答時間、出力電圧リップルに影響します。たいていのアプリケーションでは、4.7 μ H ~ 22 μ Hの値を用いると、コントローラのスイッチング周波数で最適な動作をします(表1及び2)。

インダクタの値は、アプリケーションがサポートする必要のある最大出力負荷、入力電圧、出力電圧、スイッチング周波数に依存します。インダクタの値が大きい場合、MAX1778/MAX1880 ~ MAX1885が大きな出力電流を供給し、出力リップルが少なくなり、軽負荷でも連続通電動作を行ないますが、回路の過渡応答時間は遅くなります。他方、値の小さいインダクタは、過渡現象に素早く応答して断続通電動作を維持し、所定の直列抵抗と電流定格に対する物理的なサイズが一般に小さくなります。ここに記述する式には、一定のLIR(ピークトゥピークACインダクタ電流の平均DCインダクタ電流に対する比)が含まれます。インダクタのサイズ、電力損失、出力電圧リップルの間の適当な妥協点として、0.3 ~ 0.5のLIRを選択します。この場合、インダクタンスの値は次式で表されます。

$$L_{MIN} = \left(\frac{V_{IN(MIN)}}{V_{MAIN}} \right)^2 \left(\frac{V_{MAIN} - V_{IN(MIN)}}{I_{MAIN(MAX)} f_{OSC}} \right) \left(\frac{1}{LIR} \right) \eta$$

ここで、 η は効率、 f_{OSC} は発振器の周波数(電気的特性の項を参照)、 I_{MAIN} は主負荷電流とチャージポンプの入力電源電流(チャージポンプの入力電力と効率の検討の項を参照)、リニアレギュレータ、VCOMバッファを含み

バッファ内蔵、 クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

ます。標準アプリケーション回路を検討する場合、最大平均DC負荷電流($I_{MAIN(MAX)}$)は8V出力で300mAです。前記の式をもとに85%の効率を仮定すると、インダクタンスの値として4.7 μ Hが選択されます。

インダクタの飽和電流定格は、通常動作範囲でピークインダクタ電流よりも大きくなければなりません。ピークインダクタ電流は、次式で表されます。

$$I_{PEAK} = \left(\frac{I_{MAIN(MAX)} V_{MAIN}}{V_{IN(MIN)}} \right) \left(1 + \frac{LIR}{2} \right) \left(\frac{1}{\eta} \right)$$

フォルト状態では、インダクタ電流が最大1.85A($I_{LIM(MAX)}$)に達することがあります(Electrical Characteristicsを参照)。しかし、コントローラの高速度電流制限回路網では、ソフト飽和インダクタを使用してもICを保護することができます。

インダクタのDC抵抗は、インダクタ内に電力損失があるため、効率に大きな影響を与える場合があります。インダクタの直列抵抗(P_{LR})による電力損失は、次式で近似できます。

$$P_{LR} \cong R_L \left(\frac{I_{MAIN} \times V_{MAIN}}{V_{IN}} \right)^2$$

ここで、 R_L はインダクタの直列抵抗です。最良の性能を得るには、内部のNチャネルMOSFETオン抵抗(0.35標準)よりも小さい抵抗のインダクタを選択して下さい。フェライトコアまたは同等のインダクタを使用します。高感度のアプリケーションで放射ノイズを最小限に抑制するには、シールドインダクタを使用します。

出力コンデンサ

出力コンデンサは、回路の安定性と出力電圧のリップルに基づいて選択します。10 μ Fのセラミックコンデンサは、ほとんどのアプリケーションで十分に機能します(表1及び2を参照)。帯域幅をさらに狭めて安定性に余裕を持たせるには、フィードバック補償を追加する必要があります(フィードバック補償の項を参照)。出力容量が十分な大きさであれば、フィードバック補償を追加する必要がありません。

出力電圧リップルには2つの要素があります。2つの要素とは、各LXパルスにより出力コンデンサに蓄えられた電荷の変動及びコンデンサの充放電電流により生じるコンデンサの等価直列抵抗(ESR)両端の電圧降下で、次式で表されます。

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

$$V_{RIPPLE(ESR)} \approx I_{PEAK} R_{ESR}(C_{OUT}), \text{ AND}$$

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

ここで、 I_{PEAK} はピークインダクタ電流です(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、通常 $V_{RIPPLE(C)}$ が出力電圧リップルの大部分を占めます。出力コンデンサの電圧定格と温度特性も検討する必要があります。

フィードバック補償

安定性を確保するには、図2に示すように、補償抵抗(R_{COMP})の形式で補償コンデンサ(C_{COMP})と直列接続してFBからGNDの間の極ゼロのペアを追加します。 R_{COMP} は、ローサイドフィードバック抵抗器 R_2 の半分の値になるよう選択します。

積分器コンデンサ

MAX1778/MAX1880~MAX1885は、内部に電流積分器を備えています。これにより、DC負荷レギュレーションは改善されますが、ピークトゥピーク過渡電圧は増大します(標準動作特性の負荷過渡波形の項を参照)。高精度のDC負荷レギュレーションを実現するには、470pF($f_{OSC}=1$ MHz)/1000pF($f_{OSC}=500$ kHz)のコンデンサをINTGに接続することにより、電流積分器をイネーブルにします。DCレギュレーションを犠牲にしてピークトゥピーク過渡電圧を最小にするには、INTGをREFに接続することにより積分器をディセーブルにします。MAX1883/MAX1884/MAX1885を使用するときは、積分器をディセーブルにする際に100k の抵抗器をGNDに接続して下さい。

入力コンデンサ

ステップアップ設計の入力コンデンサ(C_{IN})は、入力電源から流れるピーク電流と侵入するノイズを減らします。 C_{IN} の値は、入力電源のソースインピーダンスでほとんど決まります。ソースインピーダンスが高いと、特に入力電圧が下がるにつれて入力に大きな容量を必要とします。ステップアップDC-DCコンバータは、その入力電源に対して「定電力」負荷として作用するので、入力電圧が下がるにつれて入力電流は増加します。最初は、 C_{IN} の容量値を C_{OUT} と同じ値にしてみることで。

整流ダイオード

平均電流定格がピークインダクタ電流と同じまたはそれ以上で、電圧定格が主出力電圧(V_{MAIN})の1.5倍以上のショットキダイオードを使用して下さい。

バッファ内蔵、クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

チャージポンプ(MAX1778/MAX1880/MAX1881/MAX1882のみ)

チャージポンプ段数の選択

出力電圧を安定化するのに必要なチャージポンプの段数は、電源電圧、出力電圧、負荷電流、スイッチング周波数、ダイオードの順方向電圧降下、セラミックコンデンサの値により異なります。

正チャージポンプ出力の場合は、必要な段数が次式で決まります。

$$N_{POS} \geq \left(\frac{V_{POS} - V_{SUPD}}{V_{SUPP} - 1.1(2V_{DIODE} + R_{TX}I_{LOAD})} \right)$$

ここで、 V_{SUPD} は正チャージポンプダイオード電源(図4)、 V_{DIODE} はダイオードの順方向電圧降下、 R_{TX} はチャージポンプの出力インピーダンスです。チャージポンプの出力インピーダンスは、次式を用いて近似できます。

$$R_{TX} = 2(R_{PCH(ON)} + R_{NCH(ON)}) + \left(\frac{1}{C_X f_{CHP}} \right) + \left(\frac{1}{C_{OUT} f_{CHP}} \right)$$

ここで、チャージポンプのスイッチング周波数(f_{CHP})は $0.5 \times f_{OSC}$ 、PチャネルMOSFETのオン抵抗($R_{PCH(ON)}$)は10、NチャネルMOSFETのオン抵抗($R_{NCH(ON)}$)は4です(Electrical Characteristicsの項を参照)。

負チャージポンプ出力の場合は、必要な段数が次式で決まります。

$$N_{NEG} \geq \left(\frac{V_{NEG}}{V_{SUPN} - 1.1(2V_{DROP} + R_{TX}I_{LOAD})} \right)$$

ここで、 N_{NEG} は一番近い整数に四捨五入した値です。

表1. MAX1778/MAX1880/MAX1883の部品の値($f_{OSC}=1\text{MHz}$)

	CIRCUIT #1	CIRCUIT #2	CIRCUIT #3	CIRCUIT #4	CIRCUIT #5
V_{IN}	3.3V	3.3V	3.3V	5V	5V
V_{MAIN}	9V	9V	9V	12V	12V
$I_{MAIN(MAX)}$	100mA	200mA	200mA	220mA	220mA
V_{NEG}	-5V	-5V	-5V	-5V	-5V
I_{NEG}	2mA	5mA	5mA	5mA	5mA
V_{POS}	24V	24V	24V	24V	24V
I_{POS}	2mA	5mA	5mA	5mA	5mA
L	2.2 μ H	4.7 μ H	4.7 μ H	6.8 μ H	6.8 μ H
I_{PEAK}	>1A	>1A	>1A	>1A	>1A
C_{OUT}	4.7 μ F	10 μ F	20 μ F	10 μ F	20 μ F
R1	309k Ω	309k Ω	309k Ω	429k Ω	429k Ω
R2	49.9k Ω	49.9k Ω	49.9k Ω	49.9k Ω	49.9k Ω
R _{COMP}	None	None	39k Ω^*	None	20k Ω^*
C _{COMP}	None	None	100pF*	None	200pF*

*R_{COMP} and C_{COMP} are connected between the step-up converter's output (V_{MAIN}) and FB.

バッファ内蔵、 クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

表2. MAX1881/MAX1882/MAX1884/MAX1885の部品の値($f_{OSC}=500kHz$)

	CIRCUIT #6	CIRCUIT #7	CIRCUIT #8	CIRCUIT #9
V _{IN}	3.3V	3.3V	3.3V	3.3V
V _{MAIN}	9V	9V	9V	9V
I _{MAIN(MAX)}	100mA	100mA	200mA	200mA
V _{NEG}	-5V	-5V	-5V	-5V
I _{NEG}	2mA	2mA	5mA	5mA
V _{POS}	24V	24V	24V	24V
I _{POS}	2mA	2mA	5mA	5mA
L	4.7μH	10μH	10μH	10μH
I _{PEAK}	>1A	>1A	>1A	>1A
C _{OUT}	4.7μF	10μF	10μF	20μF
R1	309kΩ	309kΩ	309kΩ	309kΩ
R2	49.9kΩ	49.9kΩ	49.9kΩ	49.9kΩ
R _{COMP}	None	None	None	20kΩ*
C _{COMP}	None	None	None	200pF*

*R_{COMP} and C_{COMP} are connected between the step-up converter's output (V_{MAIN}) and FB.

表3. 部品メーカー

SUPPLIER	PHONE	FAX
INDUCTORS		
Coilcraft	847-639-6400	847-639-1469
Coiltronics	561-241-7876	561-241-9339
Sumida USA	847-956-0666	847-956-0702
Toko	847-297-0070	847-699-1194
CAPACITORS		
AVX	803-946-0690	803-626-3123
Kemet	408-986-0424	408-986-1442
Sanyo	619-661-6835	619-661-1055
Taiyo Yuden	408-573-4150	408-573-4159
DIODES		
Central Semiconductor	516-435-1110	516-435-1824
International Rectifier	310-322-3331	310-322-3332
Motorola	602-303-5454	602-994-6430
Nihon	847-843-7500	847-843-2798
Zetex	516-543-7100	516-864-7630

チャージポンプの入力電力と効率の検討

MAX1778/MAX1880/MAX1881/MAX1882のチャージポンプは、ローサイドNチャネルMOSFET両端の電圧降下を制御することにより安定化された出力電圧を供給します。このため、これらチャージポンプは、入力要件と効率を決定するとき、リニアレギュレータの後に安定化されていないチャージポンプが接続されたモデルで表すことができます。

チャージポンプは、期間の半分(50%デューティサイクル)に出力コンデンサに電荷を供給するだけなので、入力電流は次式のように段数と負荷電流の関数となります。

正チャージポンプでは、

$$I_{SUPP} = I_{POS}(N+1)$$

負チャージポンプでは、

$$I_{SUPP} = I_{POS}(N+1)$$

ここで、Nはチャージポンプの段数です。

MAX1778/MAX1880/MAX1881/MAX1882の安定化チャージポンプの効率特性は、リニアレギュレータに似ています。この効率特性は、低出力電流では静止電流が大部分を占め、高出力電流では入力電圧に左右されます(標準動作特性を参照)。

バッファ内蔵、クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

そのため、正チャージポンプでは最大効率が次式で近似できます。

$$\eta_{\text{POS}} \cong \frac{V_{\text{POS}}}{V_{\text{SUPD}} + V_{\text{SUPN}}}$$

負チャージポンプでは、

$$\eta_{\text{NEG}} \cong \frac{V_{\text{NEG}}}{V_{\text{SUPN}}}$$

ここで、 V_{SUPD} は正チャージポンプのダイオード電源です(図4)。

出力電圧の選択

出力(V_{POS})からFBP、さらにGNDに分圧器を接続することにより正の出力電圧を調整します(標準動作回路の項を参照)。また、出力(V_{NEG})からFBN、さらにREFに分圧器を接続することにより負の出力電圧を調整します。 $R4$ と $R6$ を $50\text{k} \sim 100\text{k}$ の範囲で選択します。抵抗器の値を大きくすると低出力電流での効率が改善されますが、フィードバック入力バイアス電流により出力電圧誤差が増加します。負チャージポンプでは、抵抗器の値を大きくするとリファレンスの負荷電流が小さくなります。この負荷電流は、最高精度(FLTSET抵抗器を流れる電流を含む)を目標として V_{REF} が安定化された状態を確実に維持するために $50\mu\text{A}$ を超えないようにします(Electrical Characteristics表の項を参照)。残った抵抗器を次式により算出します。

$$R3 = R4 [(V_{\text{POS}} / V_{\text{REF}}) - 1] \\ R5 = R6 [V_{\text{NEG}} / V_{\text{REF}}]$$

ここで、 $V_{\text{REF}}=1.25\text{V}$ 。 V_{POS} は $V_{\text{SUPD}} \sim 40\text{V}$ の範囲で、 V_{NEG} は $0\text{V} \sim -40\text{V}$ の範囲です。

フライングコンデンサ

フライングコンデンサ(CX)の値を大きくすると、出力電流能力が増加します。出力電流能力は内部のスイッチ抵抗とダイオードインピーダンスだけでほぼ決まるので、容量をある値以上に増やしてもほとんど影響がありません。フライングコンデンサの電圧定格は、次式の値よりも大きくなければなりません。正チャージポンプでは、

$$V_{\text{CXN(POS)}} > 1.5[V_{\text{SUPD}} + V_{\text{SUPN}}(N-1)]$$

負チャージポンプでは、

$$V_{\text{CXN(NEG)}} > 1.5(V_{\text{SUPN}})$$

ここで、 N はフライングコンデンサが含まれる段数、 V_{SUPD} は正チャージポンプのダイオード電源です(図4)。たとえば、 $V_{\text{SUPD}}=V_{\text{SUPN}}=8\text{V}$ の標準アプリケーション回路の2段正チャージポンプ(図1)は、2つのフライングコンデンサを内蔵しています。初段のフライングコンデンサ(C4)には、 12V を超える電圧定格が必要です。2段目のフライングコンデンサ(C6)には、 24V を超える電圧定格が必要です。

チャージポンプの出力コンデンサ

出力容量を増やすかESRを減らすと、出力リップル電圧とピークトゥピーク過渡電圧が小さくなります。セラミックコンデンサを用いた場合、出力電圧リップルは容量の値によりほとんど決まります。次式を用いて必要なコンデンサの近似値を求めます。

$$C_{\text{OUT}} \geq \frac{I_{\text{LOAD}}}{f_{\text{CHP}} V_{\text{RIPPLE}}}$$

ここで、 f_{CHP} は、通常 $f_{\text{OSC}}/2$ です(Electrical Characteristicsの項を参照)。

チャージポンプの入力コンデンサ

フライングコンデンサと同等か、それ以上の値のバイパスコンデンサを使用して下さい。コンデンサは、ICにできるだけ近づけて配置し、電源グランド(PGND)に直接接続します。

チャージポンプの整流ダイオード

平均チャージポンプ入力電流の2倍以上の定格電流と、正チャージポンプでは V_{SUPD} の1.5倍以上、負チャージポンプでは V_{SUPN} の1.5倍以上の電圧定格を有するショットキダイオードを使用して下さい。

低ドロップアウトリニアレギュレータ
(MAX1778/MAX1881/MAX1883/
MAX1884のみ)

出力電圧の選択

分圧器を L_{DOOUT} からFBL、さらにGNDに接続することにより、リニアレギュレータ出力電圧を調整します(図5)。 $R8$ を $5\text{k} \sim 50\text{k}$ の範囲で選択します。次式を用いて $R7$ を算出します。

$$R7 = R8 [(V_{\text{LDOOUT}} / V_{\text{FBL}}) - 1]$$

ここで、 $V_{\text{FBL}}=1.25\text{V}$ 、 V_{LDOOUT} は $1.25\text{V} \sim (V_{\text{SUPD}} - 300\text{mV})$ の範囲です。FBLの入力バイアス電流は、(最大) $0.8\mu\text{A}$ です。FBL入力バイアス電流(I_{FBL})による誤差が 0.5% 未満の場合は、 $R8$ を 8k 未満にする必要があります。

バッファ内蔵、クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

コンデンサの選択とレギュレータの安定性

MAX1778/MAX1881/MAX1883/MAX1884が全温度範囲にわたり40mAまでの負荷電流で安定した動作をするために、これらの入出力にはコンデンサが必要です。1 μ Fの入力バイパスコンデンサ(C_{SUPL})をSUPLとグランドの間に接続して、入力電源のソースインピーダンスを下げます。次式を用いて安定した動作に必要なセラミックコンデンサの最小値を定め、このコンデンサをLDOOUTとグランドの間に接続します。

$$C_{LDOOUT} \geq 0.5\text{ms} \times \left(\frac{I_{LDOOUT(\text{MAX})}}{V_{LDOOUT}} \right)$$

たとえば、リニアレギュレータ出力電圧が5Vで最大負荷電流が40mAの場合は、4 μ F以上の出力コンデンサを使用します。負荷にパルス状の大電流が流れるアプリケーションでは、さらに大きい出力容量が必要な場合があります。

リニアレギュレータの出力コンデンサ(C_{LDOOUT})のESRは、安定性と出力ノイズに影響を与えます。ESRが0.1以下の出力コンデンサを用いて、安定性と最適な過渡応答を確保します。表面実装セラミックコンデンサは、この目的に適っています。C_{SUPL}とC_{LDOOUT}は、リニアレギュレータにできるだけ近づけて配置し、プリント基板のトレースインダクタンスの影響をできる限り小さくします。

外付けパストラジスタ

リニアレギュレータ電流が40mAを超えるアプリケーションやICの消費電力を低減する必要があるアプリケーションでは、外付けNPNトランジスタを使用できます。この場合、内部のLDOは必要なベース駆動を供給するのですが、外付けNPNトランジスタは負荷電流を供給するので、消費電力の多くは外付けトランジスタのコレクタ・エミッタ間で発生します。

外付けNPNトランジスタは、パッケージの消費電力、電流ゲイン(β)、コレクタ・エミッタ飽和電圧(V_{CE(SAT)})の3つの要因に基づいて選択します。まず、次式の最大消費電力がトランジスタのパッケージ定格を超えてはなりません。

$$P = (V_{\text{COLLECTOR}} - V_{\text{LDO}}) \times I_{\text{LOAD}(\text{MAX})}$$

適切なパッケージタイプを選択したら、NPNトランジスタの電流ゲインを検討します。内部LDOは40mA(最小)を超える電流を供給できないので、最小コレクタ・エミッタ電圧でのトランジスタの電流ゲインは、最大負荷電流を供給できる大きさでなければなりません。

$$\beta_{\text{MIN}} \geq \frac{I_{\text{LOAD}(\text{MAX})} - 40\text{mA}}{40\text{mA}}$$

動作を安定化するために、次式のコンデンサ(C_{LDOOUT})と最小負荷抵抗器(R5)を内部のリニアレギュレータの出力(外付けトランジスタのベース)に接続して主要極を設定します。

$$C_{LDOOUT} \geq 0.5\text{ms} \left(\frac{1}{V_{\text{LDO}}} \right) \times \left(\frac{V_{\text{LDO}} + 0.7\text{V}}{R5} + \frac{I_{\text{LOAD}(\text{MAX})}}{\beta_{\text{MIN}}} \right)$$

LDOは電流を吸収することができないので、漏洩電流を吸収してハイからローへの負荷過渡応答を改善するためにNPNトランジスタのベースには最小プルダウン抵抗器(R5)が必要です。無負荷状態では、内部パストラジスタがオフのときでも、このトランジスタのリーク電流が出力コンデンサ(C_{LDOOUT})に流れます。温度が上昇するとリーク電流が増加し、電荷がC_{LDOOUT}に蓄積してリニアレギュレータの出力がその設定点よりも上昇します。そのため、R5は少なくとも100 μ Aを吸収して適切なレギュレーションを確保する必要があります。さらに、R5から供給される最小負荷電流は、過渡現象が生じた後のC_{LDOOUT}から見たインピーダンスを下げ、ハイからローへの負荷過渡現象を改善します。したがって、大きな負荷過渡現象が予想される場合は、次式により、最小負荷電流がトランジスタの最大ベース電流の10%になるようにR5を選択します。

$$R5 = \frac{V_{\text{LDO}} + 0.7\text{V}}{I_{\text{LDOOUT}(\text{MIN})}} = 0.1 \left[\frac{(V_{\text{LDO}} + 0.7\text{V})\beta_{\text{MIN}}}{I_{\text{LOAD}(\text{MAX})}} \right]$$

一方、外部リニアレギュレータの出力(エミッタ)に出力容量を接続することにより、レギュレータを不安定にする可能性のある第2の極が加わります。トランジスタのベースからフィードバック入力(C2とC3、図7)までの容量分圧器が、極ゼロのペアを追加することによりこの第2の極の作用を阻止します。さらに、過大なオーバシュートをできる限り小さくするには、容量分圧器の比が抵抗分圧器の比と同じでなければなりません。出力コンデンサを選択したら、次式を用いて必要な容量分圧器の値を決定します。

$$C2 + C3 \geq \frac{C_{\text{LDO}}}{100} \left(1 + \frac{R4}{R3} \right) \\ \frac{C2}{C2 + C3} = \frac{R4}{R3 + R4} = \frac{V_{\text{REF}}}{V_{\text{LDO}}}$$

バッファ内蔵、クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

入出力(ドロップアウト)電圧とスタートアップ
リニアレギュレータの最小入出力間電圧差(ドロップアウト電圧)により、利用可能な最小電源電圧が決まります。MAX1778/MAX1881/MAX1883/MAX1884では内部にPNPトランジスタ(または、外付けNPNトランジスタ)を使用しているため、そのドロップアウト電圧はトランジスタのコレクタ・エミッタ間飽和電圧の関数です(標準動作特性を参照)。リニアレギュレータの静止電流は、ドロップアウト状態にあるとき増加します。

内部のリニアレギュレータは、その電源電圧(V_{SUPB})が4Vを超えるとスタートアップしようとしています。リニアレギュレータがパワーアップすると、リニアレギュレータの出力設定電圧がその入力電源電圧よりも高い場合は、リニアレギュレータがドロップアウト状態になる場合があります。したがって、この短い期間中に、入力電源電圧が出力設定電圧とパストランジスタの飽和電圧の和($V_{LDO(SET)} + V_{CE(SAT)}$)を超えるまで、電源電流がさらにリニアレギュレータに流れます。

VCOMバッファ(動作相互コンダクタンスアンプ)

バッファ出力電圧とコンデンサの選択

正入力(BUF+)は、デュアルモード動作を備えています。内部の50%抵抗分圧器で $V_{SUPB}/2$ 出力電圧をプリセットする場合は、BUF+をGNDに接続します。分圧器をSUPBからBUF+、さらにGNDに接続することにより、

アンプの出力電圧を調整します(図6)。R12を10k ~ 100k の範囲で選択します。次式によりR11を算出します。

$$R11 = R12 \left[\left(\frac{V_{SUPB}}{V_{BUF+}} \right) - 1 \right]$$

ここで、 V_{SUPB} は4.5V ~ 13V、 V_{BUF+} は1.2V ~ ($V_{SUPB} - 1.2V$)です。1 μ F以上のセラミックコンデンサをBUFOUTからグランドに接続します。

プリント基板のレイアウトと接地

プリント基板を正しく動作させるには、これを慎重にレイアウトすることがきわめて重要です。プリント基板の適切なレイアウトについては、以下の指針に従ってください。

- 1) メインステップアップコンバータの出力ダイオードと出力コンデンサは、LXとPGNDピンから5mm (0.2インチ)以内の位置に幅広いトレースでビアを使用せずに配置して下さい。
- 2) アナロググランドと電源グランドを分離して下さい。ステップアップコンバータとチャージポンプの入出力コンデンサのグランド接続部を電源グランドプレーンに接続します。リニアレギュレータとVCOMバッファの入出力コンデンサは、個別の電源グランド経路に

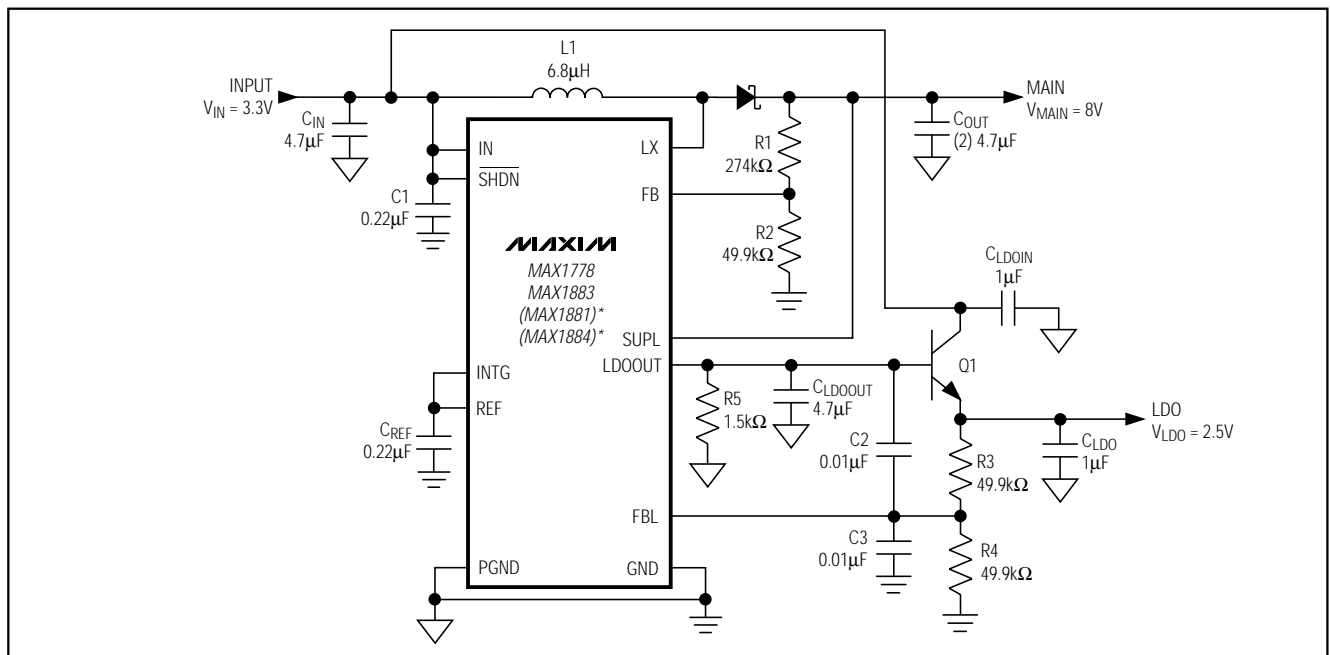


図7. 外付けリニアレギュレータ

バッファ内蔵、クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880~MAX1885

接続し、PGNDピンにスター接続して電圧降下をできる限り小さくします。多層基板を使用するときは、最上層にブーストレギュレータとチャージポンプの電源グランドプレーンを配置し、内部の層にVCOMバッファとLDO用のアナロググランドプレーンと電源グランドプレーン/経路を配置します。3つのグランドプレーンすべてをPGNDピン近くの1箇所まとめて接続します。

- すべてのフィードバック抵抗分圧器を各フィードバックピンにできるだけ近づけて配置します。分圧器の中心トレースは短くします。どのフィードバックトレースもLXスイッチングノードやチャージポンプドライバの近くを通らないようにします。抵抗分圧器のグランド接続点は、アナロググランド(GND)でなければなりません。
- 多層基板を使用するとき、最上部の信号層と最下部の信号層は間にグランドプレーンを入れて分離して、

最上層の高速充電ノードと最下層のハイインピーダンスノードの間に容量結合が生じないようにします。LXノードやチャージポンプドライバノードなどの高速充電ノードの近くには、他のトレースやグランドプレーンがあってはなりません。

- チャージポンプ回路網は、幅広いトレースを用い、できればビアを使用せずにICにできるだけ近づけて配置します。0.1 μ Fのセラミックバイパスコンデンサをチャージポンプ入力ピン(SUPPとSUPN)の近くに配置してPGNDピンに接続します。
- 出力電力と効率を最大にし、出力リップル電圧を最小にするには、特に幅広い電源グランドトレースを使用し、これにICの電源グランドピンを直接はんだ付けします。

適切な基板レイアウトの例については、MAX1778/MAX1880~MAX1885評価キットを参照して下さい。

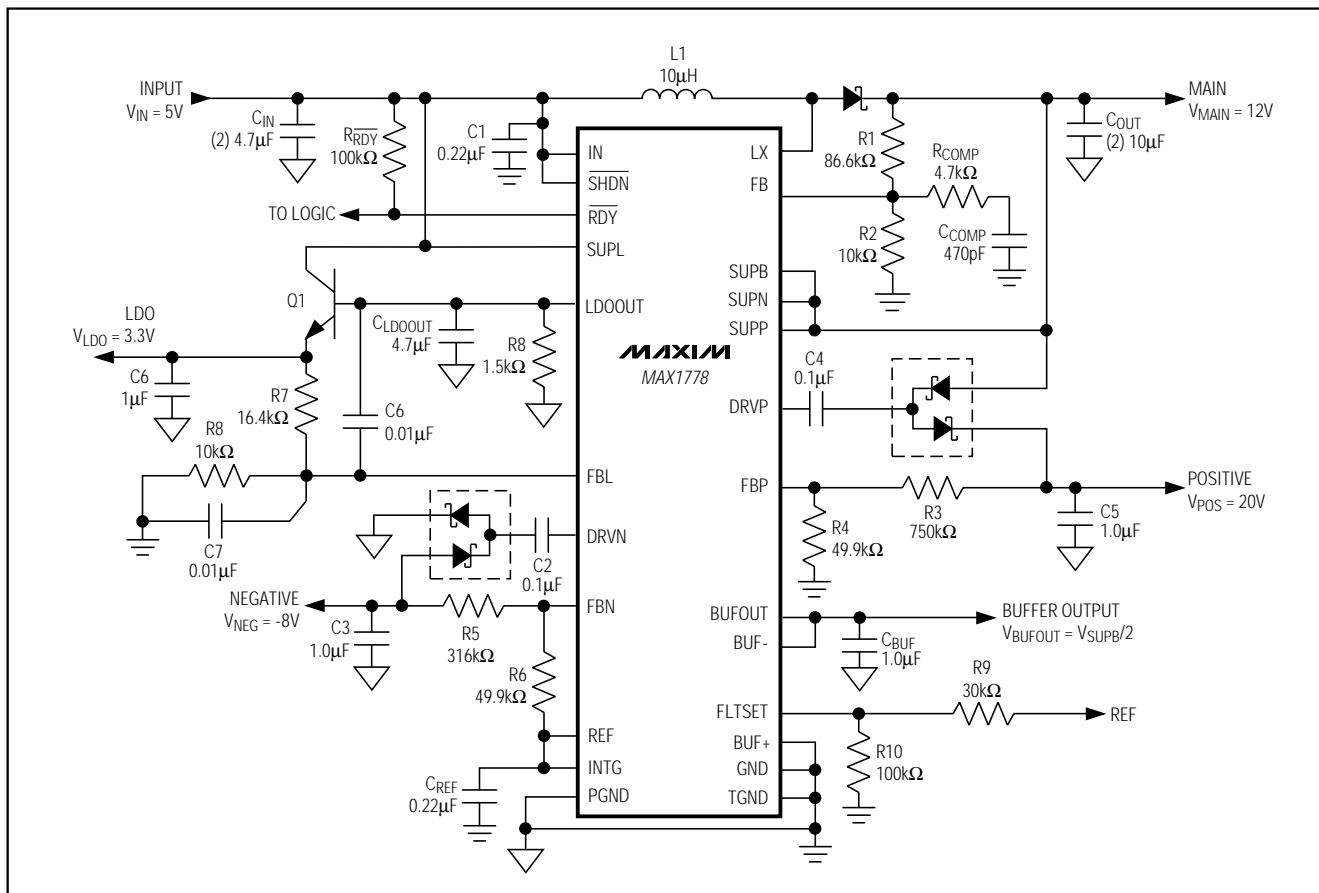


図8. 5V入力モンのアプリケーション

バッファ内蔵、クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

アプリケーション情報

薄型部品

ノートブックアプリケーションでは、一般に、回路性能を制限する可能性のある薄型部品が必要です。たとえば、薄型インダクタは、通常、飽和定格が低く、直列抵抗が大きくなり出力電流と効率が制限されます。薄型コンデンサは、所定の容量値に対する電圧定格が低いので、本データシートの出版時点では電圧定格が10Vよりも大きい3.3μFの薄型コンデンサは入手できません。

デスクトップモニタ

モニタアプリケーションでは、ラップトップのような部品高さの制約はないので、より柔軟な部品の選択が可能です(図8)。高い電圧定格の大型の出力コンデンサを用いると、10Vを超える出力電圧の構成が可能になります。さらに、直列抵抗が小さく、飽和定格の高い物理的寸法の大きいインダクタを用いると、大きな出力電流と高効率を得られます。

出力電圧以上及び以下の入力電圧

図9に示すように、ステップアップコンバータとリニアレギュレータを組み合わせると、入力電圧以上及び以下の出力電圧レギュレーションが得られます。リニアレギュレータは、ステップアップコンバータから給電され、一定の出力電圧(V_{LDO})を発生します。入力電圧がメインステップアップコンバータの公称出力電圧を超えると、コントローラがスイッチングを停止しますが、リニアレギュレータは出力電圧を発生し続けます。入力電圧が出力電圧よりも低くなると、リニアレギュレータがドロップアウトしないように、ステップアップコンバータが入力電圧をステップアップします。したがって、外付けパストランジスタが飽和しないように、ステップアップコンバータの出力電圧をリニアレギュレータの出力電圧とトランジスタの飽和定格の和よりも大きい値($V_{MAIN} = V_{LDO} + V_{SAT}$)に設定する必要があります。

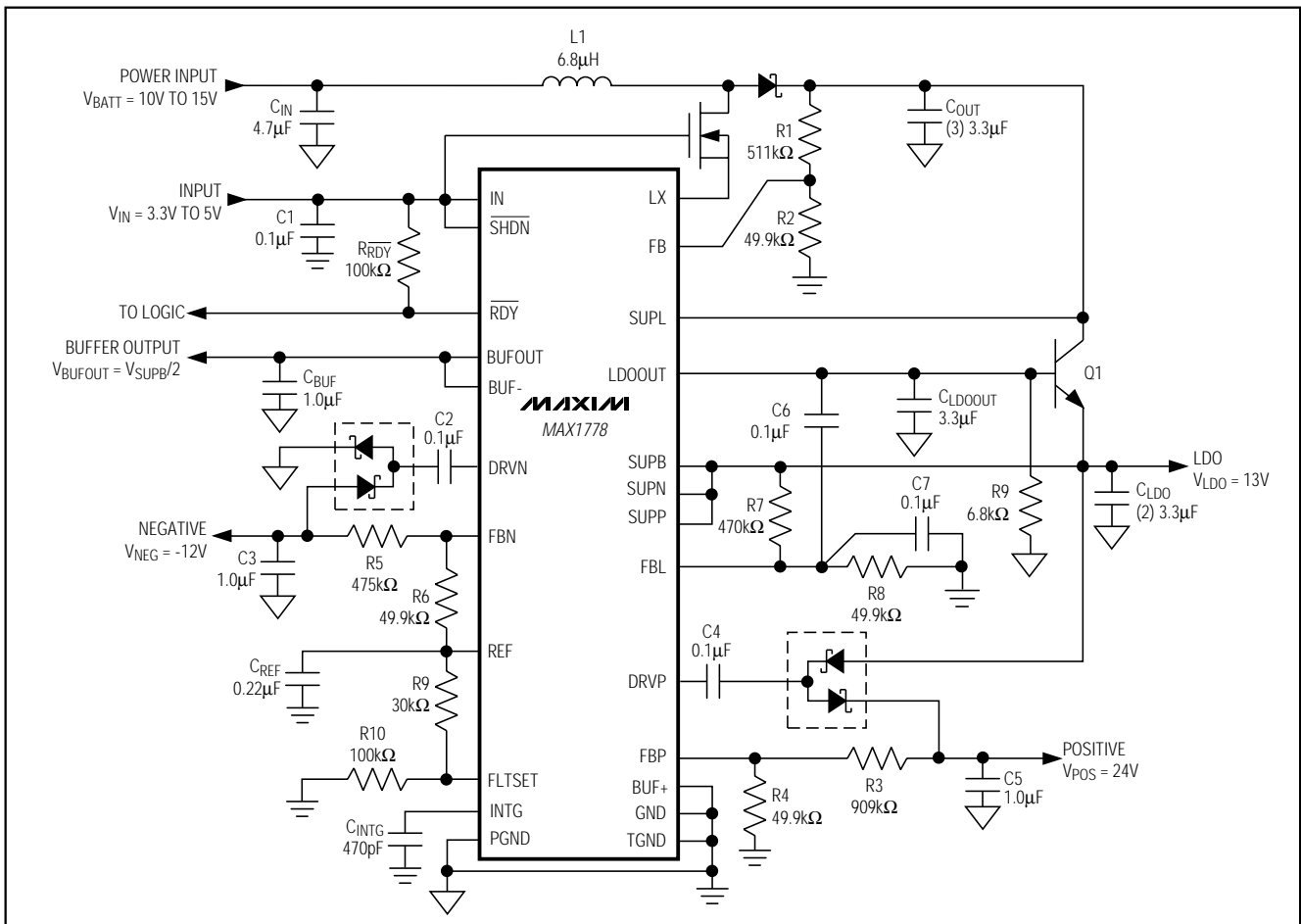


図9. 出力電圧以上及び以下の入力電圧

バッファ内蔵、 クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

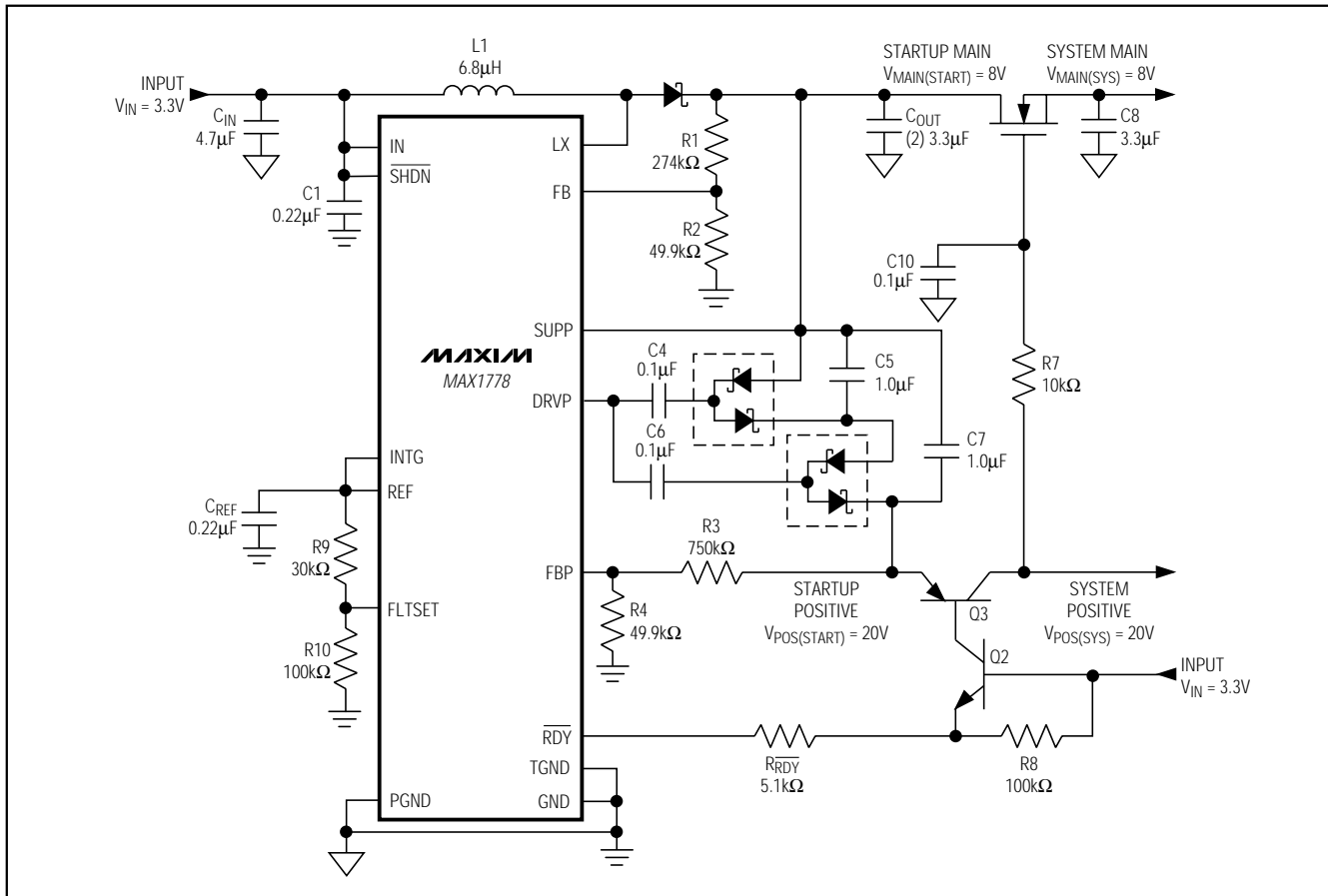


図10. パワーアップシーケンスとフォルト保護

パワーアップシーケンスとフォルト保護

MAX1778/MAX1880 ~ MAX1885のフォルト保護は、パワーアップシーケンスが順調に終了し、パワーレディ出力がローになるまでアクティブになりません。それゆえ、主出力または正チャージポンプ出力のフォルトにより、コントローラや外付け部品を破損するおそれがあります。図10に示すように、フォルト保護をさらに追加することもできます。外付けのMOSFETとPNPトランジスタが、スタートアップ中に正の出力を分離します。コントローラがパワーアップシーケンスを終了すると、パワーレディ出力がローになり、PNPトランジスタがターンオンします。正チャージポンプ出力でフォルトが発生しても、チャージポンプの出力電圧がプルダウンされて、フォルト保護がトリガされます。さもなければ、MOSFETのゲートはゆっくり充電します。MOSFETがターンオンすると、メインステップアップ

コンバータの出力で発生したフォルトにより、主出力電圧がプルダウンされてフォルト保護がトリガされます。

VCOMバッファのスタートアップ

VCOMバッファにはソフトスタート機能がありません。そのため、VCOMバッファがターンオンすると、バッファに大きいサージ電流が流れて出力容量が充電されます。アプリケーションによっては、バッファに流れる大きなスタートアップサージ電流により、フォルト検出回路がトリップしてコントローラが強制的にシャットダウンされる可能性があります。こうした場合、ソフトスタート抵抗分圧器をSUPBとBUFOUTの間に追加すると、標準動作特性に示すように、この負荷に対応したスタートアップサージ電流と電圧降下が減少します(図11)。次式により、BUFOUTがバッファの出力設定電圧に合わせてプリチャージされるよう抵抗分圧器を設定します。

バッファ内蔵、クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

MAX1778/MAX1880-MAX1885

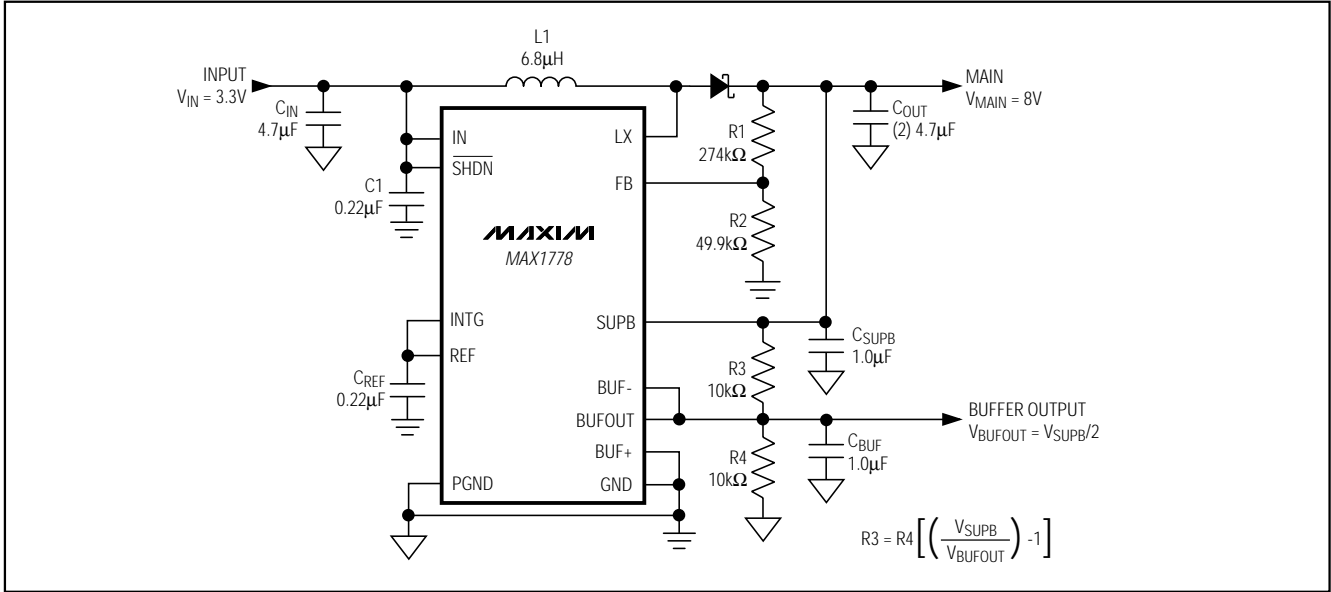


図11. VCOMバッファのソフトスタート

$$R3 = R4 \left[\left(\frac{V_{SUPB}}{V_{BUFOUT}} \right) - 1 \right]$$

これらの抵抗器の値は、次式により、出力コンデンサがバッファのスタートアップ前に出力設定電圧近くまで充電されるよう選択します。

$$C_{BUFOUT}(R3 \parallel R4) \approx \frac{5000}{f_{OSC}}$$

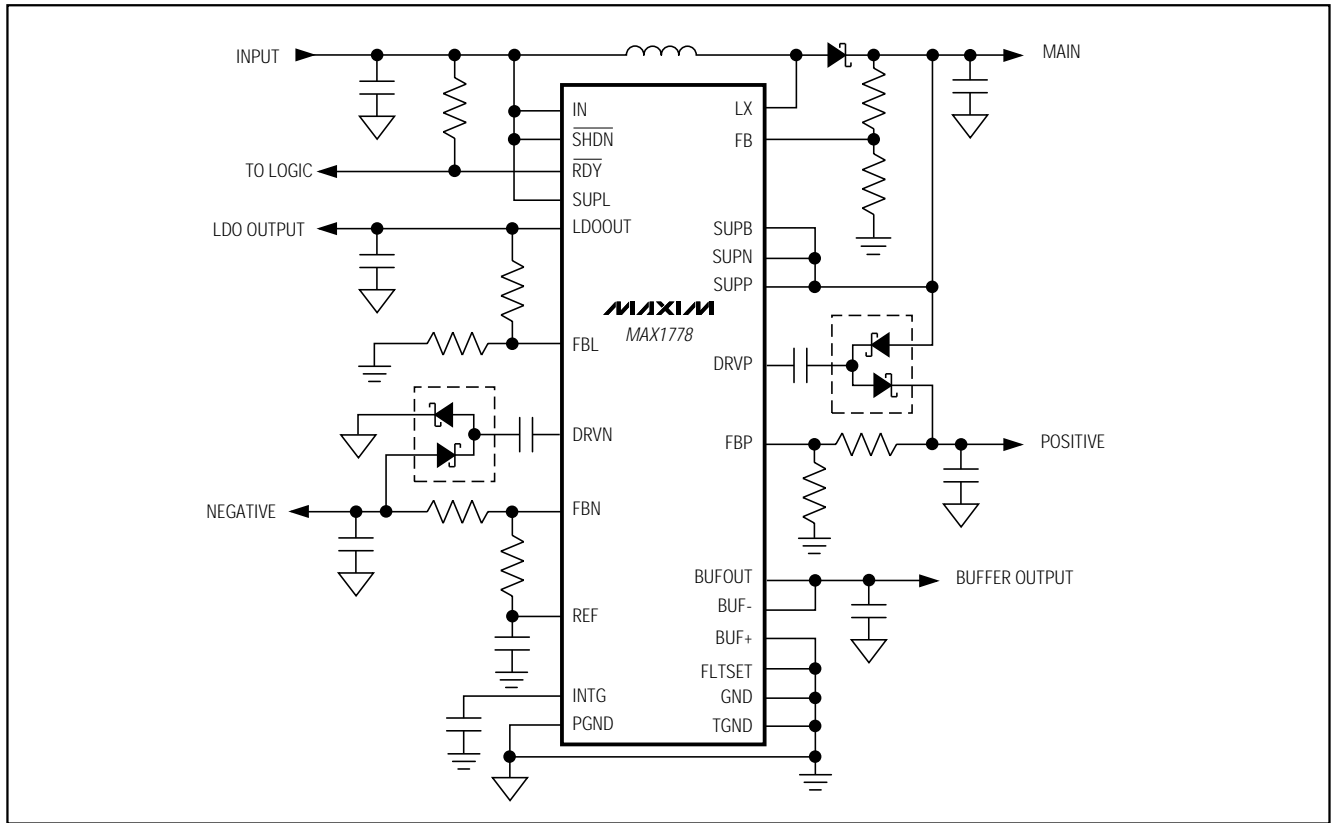
選択ガイド

PART	STEP-UP SWITCHING FREQUENCY (Hz)	DUAL CHARGE PUMPS	LINEAR REGULATOR
MAX1778	1M	Yes	Yes
MAX1880	1M	Yes	No
MAX1881	500k	Yes	Yes
MAX1882	500k	Yes	No
MAX1883	1M	No	Yes
MAX1884	500k	No	Yes
MAX1885	500k	No	No

バッファ内蔵、 クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

標準動作回路

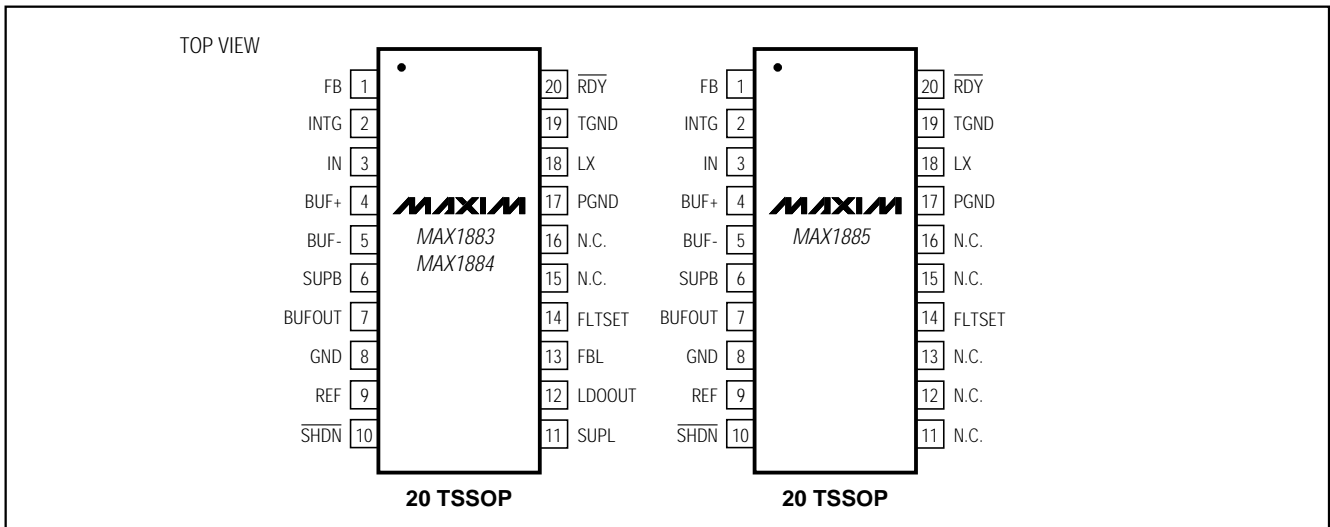
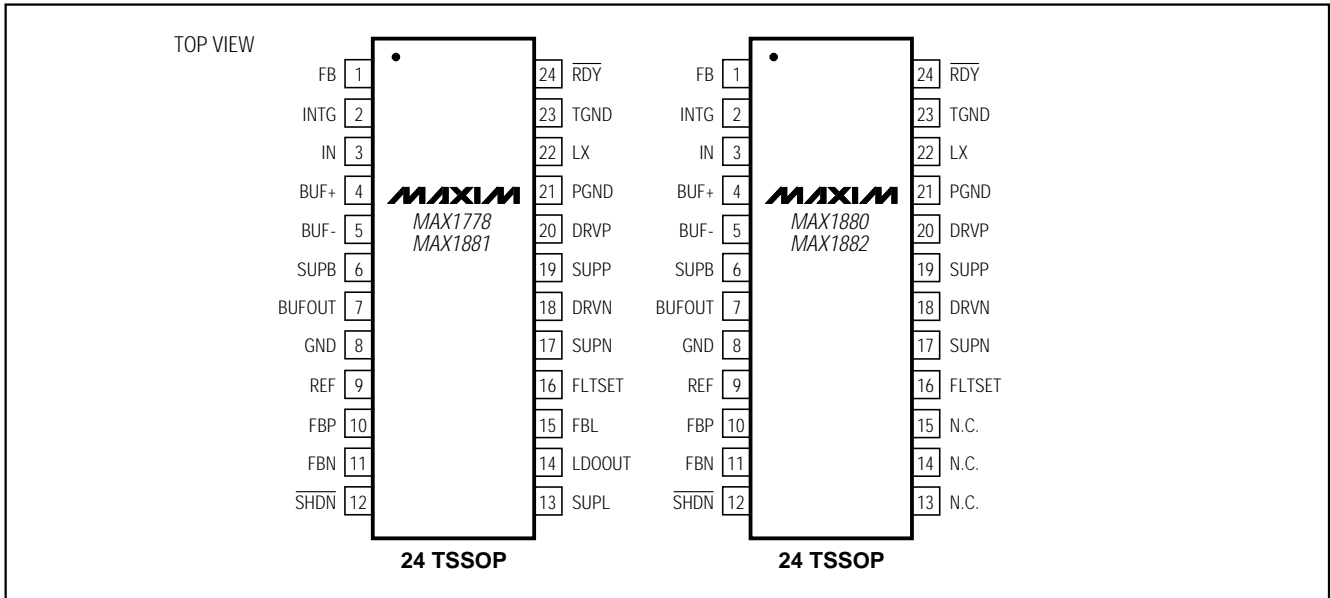
MAX1778/MAX1880-MAX1885



バッファ内蔵、 クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

ピン配置

MAX1778/MAX1880-MAX1885



バッファ内蔵、 クワッド出力TFT LCD DC-DCコンバータ

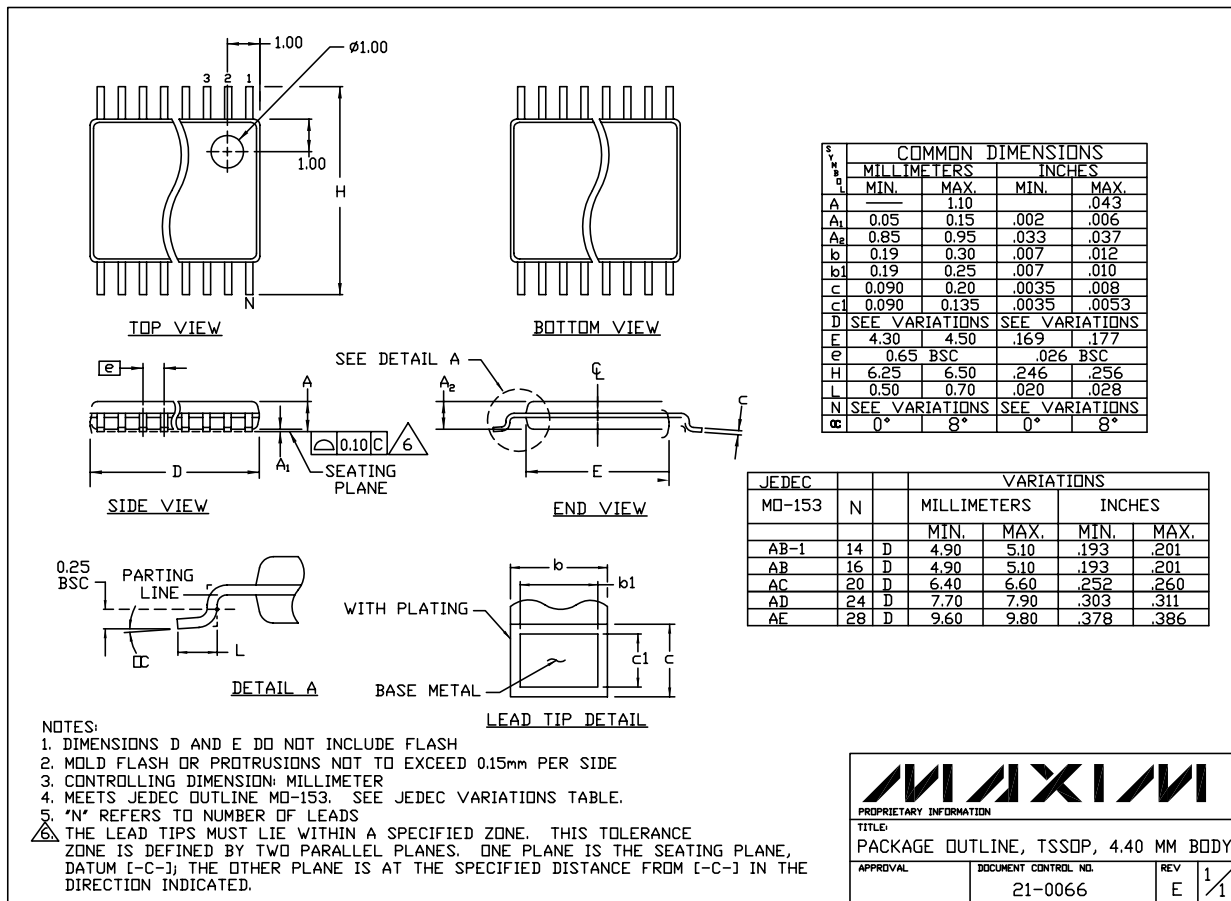
MAX1778/MAX1880-MAX1885

チップ情報 _____

TRANSISTOR COUNT: 3739

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。)



TSSOP, NO PADS, EPS

販売代理店

マキシム・ジャパン株式会社

〒169-0051 東京都新宿区西早稲田3-30-16(ホリゾン1ビル)
TEL. (03)3232-6141 FAX. (03)3232-6149

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

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