



トリプル出力TFT-LCD DC-DCコンバータ

MAX1748/MAX8726

概要

低背型TSSOPパッケージのトリプル出力DC-DCコンバータMAX1748/MAX8726は、アクティブマトリックス型の薄膜トランジスタ(TFT)液晶ディスプレイ(LCD)に必要な安定化された電圧を提供します。1個の大電力DC-DCコンバータと2個の小電力チャージポンプが、+3.3V~+5Vの入力電源電圧を3つの個別の出力電圧に変換します。

1MHzの主DC-DCコンバータは、超小型のインダクタとセラミックコンデンサを使用して、最大で13Vの昇圧された出力電圧(V_{MAIN})を生成します。低電力のBiCMOS制御回路および内蔵パワーMOSFETの低オン抵抗(0.35Ω)によって、最大93%の効率を得ることが可能になります。

デュアルチャージポンプは、1個の正出力(V_{POS})と1個の負出力(V_{NEG})を個別に安定化します。これらの小電力出力は、出力電圧を最大+40Vと最小-40Vに安定化するために、外付けのダイオードおよびコンデンサ段(必要に応じた段数)を使用します。独自のレギュレーションアルゴリズムによって、2個のチャージポンプ用コンデンサの大きさの最小化を含めて、出力リップルを最小にします。

MAX1748およびMAX8726の両製品の出力供給シーケンスは、最初に V_{MAIN} 、次に V_{NEG} 、最後に V_{POS} となります。MAX1748は、前段の供給終了直後に各々の出力供給をソフトスタートします。MAX8726は、 V_{MAIN} と V_{NEG} の起動間、および V_{NEG} と V_{POS} の起動間に遅延を加えます。

MAX1748/MAX8726は、超薄型TSSOPパッケージ(最大高1.1mm)で提供されます。

アプリケーション

TFTアクティブマトリックスLCDディスプレイ
パッシブマトリックスLCDディスプレイ
PDA
デジタルカメラ
ビデオカメラ

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。

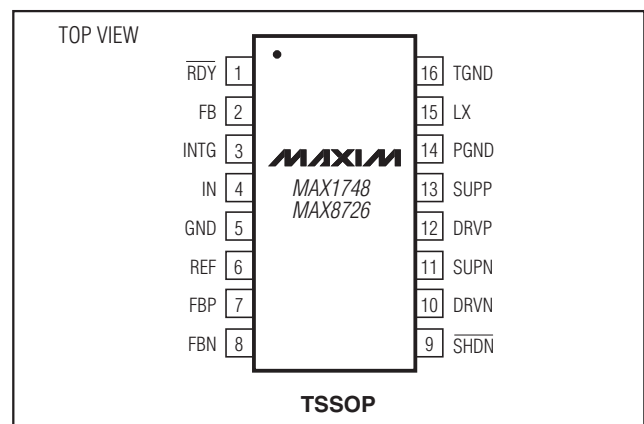
特長

- ◆ 3つのDC-DCコンバータを内蔵
- ◆ 1MHzの電流モードPWMブーストレギュレータ
最大+13Vの大電力メイン出力
±1%精度
高効率(93%)
- ◆ デュアルチャージポンプ出力
最大+40Vの正チャージポンプ出力
最大-40Vの負チャージポンプ出力
- ◆ 出力供給シーケンス制御を内蔵
- ◆ パワーMOSFETを内蔵
- ◆ +2.7V~+5.5Vの電源電圧
- ◆ 0.1μAのシャットダウン電流
- ◆ 0.6mAの自己消費電流
- ◆ ソフトスタートを内蔵
- ◆ パワーレディ出力
- ◆ 超小型の外付け部品
- ◆ 薄型TSSOPパッケージ(最大1.1mm)

型番

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX1748EUE	-40°C to +85°C	16 TSSOP
MAX8726EUE	-40°C to +85°C	16 TSSOP

ピン配置



トリプル出力TFT-LCD DC-DCコンバータ

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

IN, $\overline{\text{SHDN}}$, TGND 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 $\pm 0.3\text{V}$
 RDY to GND -0.3V to +14V
 LX, SUPP, SUPN to PGND -0.3V to +14V
 INTG, REF, FB, FBN, FBP to GND -0.3V to ($V_{\text{IN}} + 0.3\text{V}$)

Continuous Power Dissipation ($T_A = +70^\circ\text{C}$)
 16-Pin TSSOP (derate 9.4mW/ $^\circ\text{C}$ above $+70^\circ\text{C}$) 755mW
 Operating Temperature Range
 MAX1748EUE/MAX8726EUE -40°C to $+85^\circ\text{C}$
 Junction Temperature $+150^\circ\text{C}$
 Storage Temperature Range -65°C to $+150^\circ\text{C}$
 Lead Temperature (soldering, 10s) $+300^\circ\text{C}$

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

($V_{\text{IN}} = +3.0\text{V}$, $\overline{\text{SHDN}} = \text{IN}$, $V_{\text{SUPP}} = V_{\text{SUPN}} = 10\text{V}$, TGND = PGND = GND, $C_{\text{REF}} = 0.22\mu\text{F}$, $C_{\text{INTG}} = 470\text{pF}$, $T_A = 0^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ\text{C}$.)

PARAMETER	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}	$V_{\text{FB}} = V_{\text{FBP}} = 1.5\text{V}$, $V_{\text{FBN}} = -0.2\text{V}$		0.6	1	mA
SUPP Quiescent Current	I_{SUPP}	$V_{\text{FBP}} = 1.5\text{V}$		0.4	0.8	mA
SUPN Quiescent Current	I_{SUPN}	$V_{\text{FBN}} = -0.1\text{V}$		0.4	0.8	mA
IN Shutdown Current		$V_{\text{SHDN}} = 0$, $V_{\text{IN}} = 5\text{V}$		0.1	10	μA
SUPP Shutdown Current		$V_{\text{SHDN}} = 0$, $V_{\text{SUPP}} = 13\text{V}$		0.1	10	μA
SUPN Shutdown Current		$V_{\text{SHDN}} = 0$, $V_{\text{SUPN}} = 13\text{V}$		0.1	10	μA
MAIN BOOST CONVERTER						
Output Voltage Range	V_{MAIN}		V_{IN}		13	V
FB Regulation Voltage	V_{FB}	$T_A = 0^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$	1.235	1.248	1.261	V
FB Input Bias Current	I_{FB}	$V_{\text{FB}} = 1.25\text{V}$, INTG = GND	-50		+50	nA
Operating Frequency	f_{OSC}		0.85	1	1.15	MHz
Oscillator Maximum Duty Cycle			78	85	90	%
Load Regulation		$I_{\text{MAIN}} = 0$ to 200mA, $V_{\text{MAIN}} = 10\text{V}$		0.2		%
Line Regulation				0.1		%/V
Integrator Gm				320		μmho
LX Switch On-Resistance	$R_{\text{LX(ON)}}$	$I_{\text{LX}} = 100\text{mA}$		0.35	0.7	Ω
LX Leakage Current	I_{LX}	$V_{\text{LX}} = 13\text{V}$		0.01	20	μA
LX Current Limit	$I_{\text{LX(MAX)}}$	Phase I = soft-start (1.0ms)	0.275	0.380	0.500	A
		Phase II = soft-start (1.0ms)		0.75		
		Phase III = soft-start (1.0ms)		1.12		
		Phase IV = fully on (after 3.0ms)	1.1	1.5	2.0	
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			1.07	1.1	1.14	V
POSITIVE CHARGE PUMP						
V_{SUPP} Input Supply Range	V_{SUPP}		2.7		13.0	V

トリプル出力TFT-LCD DC-DCコンバータ

MAX1748/MAX8726

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = +3.0V$, $\overline{SHDN} = IN$, $V_{SUPP} = V_{SUPN} = 10V$, $TGND = PGND = GND$, $C_{REF} = 0.22\mu F$, $C_{INTG} = 470pF$, $T_A = 0^\circ C$ to $+85^\circ C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Operating Frequency				0.5 x f_{OSC}		Hz
FBP Regulation Voltage	V_{FBP}		1.20	1.25	1.30	V
FBP Input Bias Current	I_{FBP}	$V_{FBP} = 1.5V$	-50		+50	nA
DRVP PCH On-Resistance				3	10	Ω
DRVP NCH On-Resistance		$V_{FBP} = 1.213V$		1.5	4	Ω
		$V_{FBP} = 1.275V$	20			k Ω
FBP Power-Ready Trip Level		Rising edge	1.091	1.125	1.159	V
FBP Fault Trip Level		Falling edge		1.11		V
Maximum RMS DRVP Current				0.1		A
NEGATIVE CHARGE PUMP						
V_{SUPN} Input Supply Range	V_{SUPN}		2.7		13.0	V
Operating Frequency				0.5 x f_{OSC}		Hz
FBN Regulation Voltage	V_{FBN}		-50	0	+50	mV
FBN Input Bias Current	I_{FBN}	$V_{FBN} = -0.05V$	-50		+50	nA
DRVN PCH On-Resistance				3	10	Ω
DRVN NCH On-Resistance		$V_{FBN} = 0.035V$		1.5	4	Ω
		$V_{FBN} = -0.025V$	20			k Ω
FBN Power-Ready Trip Level		Rising edge	80	110	165	mV
FBN Fault Trip Level		Falling edge		130		mV
Maximum RMS DRVN Current				0.1		A
REFERENCE						
Reference Voltage	V_{REF}	$-2\mu A < I_{REF} < +50\mu A$	1.231	1.25	1.269	V
Reference Undervoltage Threshold		V_{REF} rising	0.9	1.05	1.2	V
LOGIC SIGNALS						
$\overline{SHDN}$ Input Low Voltage		0.4V hysteresis (typ)			0.9	V
$\overline{SHDN}$ Input High Voltage			2.1			V
$\overline{SHDN}$ Input Current	$I_{\overline{SHDN}}$			0.01	1	μA
$\overline{RDY}$ Output Low Voltage		$I_{SINK} = 2mA$		0.25	0.5	V
$\overline{RDY}$ Output High Voltage		$V_{\overline{RDY}} = 13V$		0.01	1	μA

トリプル出力TFT-LCD DC-DCコンバータ

MAX1748/MAX8726

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = +3.0V$, $\overline{SHDN} = IN$, $V_{SUPP} = V_{SUPN} = 10V$, $TGND = PGND = GND$, $C_{REF} = 0.22\mu F$, $C_{INTG} = 470pF$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted.) (Note 1)

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}	$V_{FB} = V_{FBP} = 1.5V$, $V_{FBN} = -0.2V$		1	mA
SUPP Quiescent Current	I_{SUPP}	$V_{FBP} = 1.5V$		0.8	mA
SUPN Quiescent Current	I_{SUPN}	$V_{FBN} = -0.1V$		0.8	mA
IN Shutdown Current		$\overline{SHDN} = 0$, $V_{IN} = 5V$		10	μA
SUPP Shutdown Current		$\overline{SHDN} = 0$, $V_{SUPP} = 13V$		10	μA
SUPN Shutdown Current		$\overline{SHDN} = 0$, $V_{SUPN} = 13V$		10	μA
MAIN BOOST CONVERTER					
Output Voltage Range	V_{MAIN}		V_{IN}	13.0	V
FB Regulation Voltage	V_{FB}		1.222	1.271	V
FB Input Bias Current	I_{FB}	$V_{FB} = 1.25V$, $INTG = GND$	-50	+50	nA
Operating Frequency	F_{OSC}		0.75	1.25	MHz
Oscillator Maximum Duty Cycle			78	90	%
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	$I_{LX(MAX)}$	Phase I = soft-start (1.0ms)	0.275	0.500	A
		Phase IV = fully on (after 3.0ms)	1.1	2.0	
FB Fault Trip Level			1.07	1.14	V
POSITIVE CHARGE PUMP					
SUPP Input Supply Range	V_{SUPP}		2.7	13.0	V
FBP Regulation Voltage	V_{FBP}		1.20	1.30	V
FBP Input Bias Current	I_{FBP}	$V_{FBP} = 1.5V$	-50	+50	nA
DRV PCH On-Resistance				10	Ω
DRV NCH On-Resistance		$V_{FBP} = 1.213V$		4	Ω
		$V_{FBP} = 1.275V$	20		k Ω
FBP Power-Ready Trip Level		Rising edge	1.091	1.159	V
NEGATIVE CHARGE PUMP					
SUPN Input Supply Range	V_{SUPN}		2.7	13.0	V
FBN Regulation Voltage	V_{FBN}		-50	+50	mV
FBN Input Bias Current	I_{FBN}	$V_{FBN} = -0.05V$	-50	+50	nA
DRV N PCH On-Resistance				10	Ω
DRV N NCH On-Resistance		$V_{FBN} = 0.035V$		4	Ω
		$V_{FBN} = -0.025V$	20		k Ω
FBN Power-Ready Trip Level		Rising edge	80	165	mV
REFERENCE					
Reference Voltage	V_{REF}	$-2\mu A < I_{REF} < +50\mu A$	1.223	1.269	V
Reference Undervoltage		V_{REF} rising	0.9	1.2	V

トリプル出力TFT-LCD DC-DCコンバータ

MAX1748/MAX8726

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

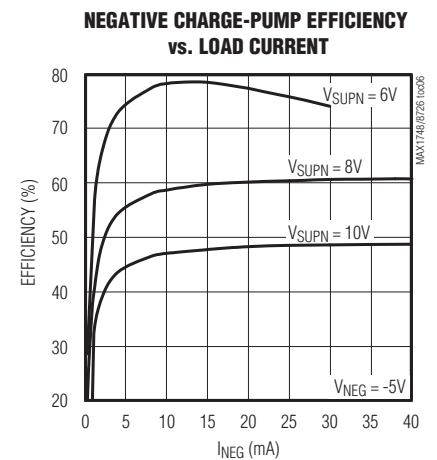
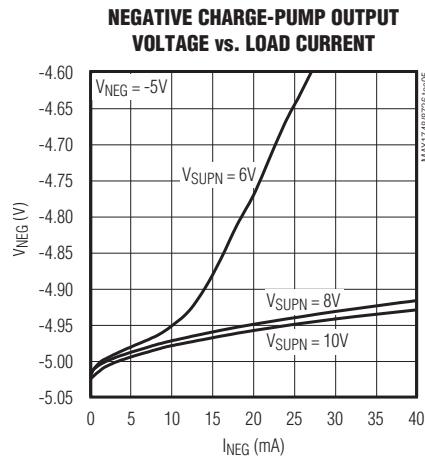
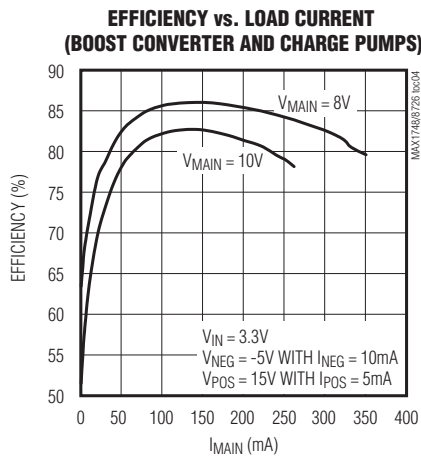
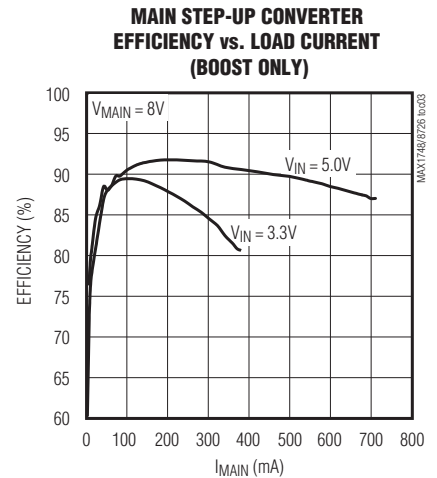
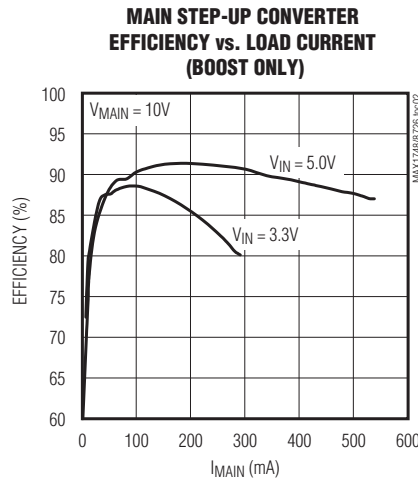
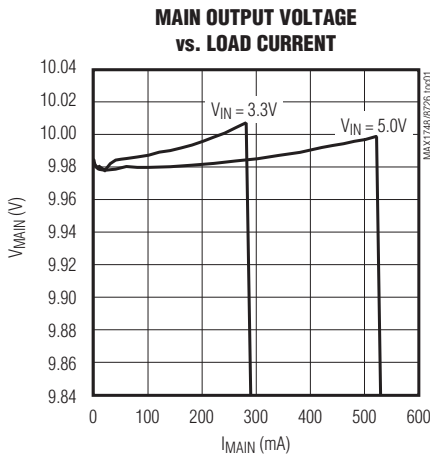
($V_{IN} = +3.0V$, $\overline{SHDN} = IN$, $V_{SUPN} = V_{SUPN} = 10V$, $TGND = PGND = GND$, $C_{REF} = 0.22\mu F$, $C_{INTG} = 470pF$, $T_A = -40^\circ C$ to $+85^\circ C$, unless otherwise noted.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	MAX	UNITS
LOGIC SIGNALS					
$\overline{SHDN}$ Input Low Voltage		0.45V hysteresis (typ)		0.9	V
$\overline{SHDN}$ Input High Voltage			2.1		V
$\overline{SHDN}$ Input Current	$I_{\overline{SHDN}}$			1	μA
$\overline{RDY}$ Output Low Voltage		$I_{SINK} = 2mA$		0.5	V
$\overline{RDY}$ Output High Leakage		$V_{\overline{RDY}} = 13V$		1	μA

Note 1: Specifications from $0^\circ C$ to $-40^\circ C$ are guaranteed by design, not production tested.

標準動作特性

(Circuit of Figure 5, $V_{IN} = 3.3V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

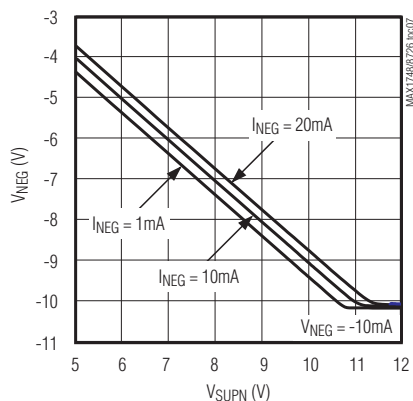


トリプル出力TFT-LCD DC-DCコンバータ

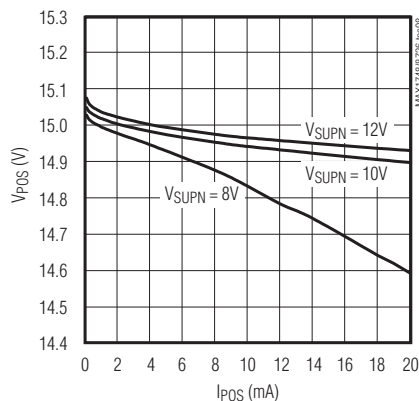
標準動作特性(続き)

(Circuit of Figure 5, $V_{IN} = 3.3V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

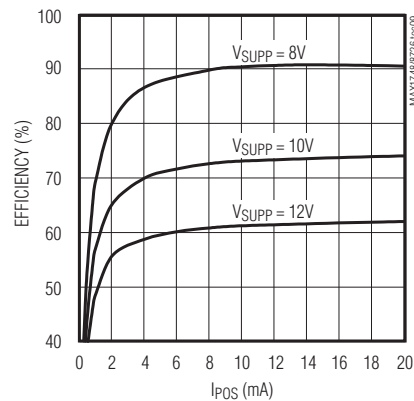
MAXIMUM NEGATIVE CHARGE-PUMP OUTPUT VOLTAGE vs. SUPPLY VOLTAGE



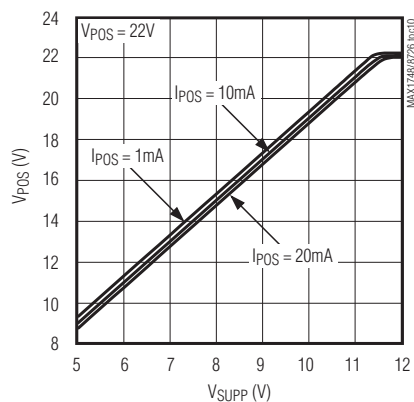
POSITIVE CHARGE-PUMP OUTPUT VOLTAGE vs. LOAD CURRENT



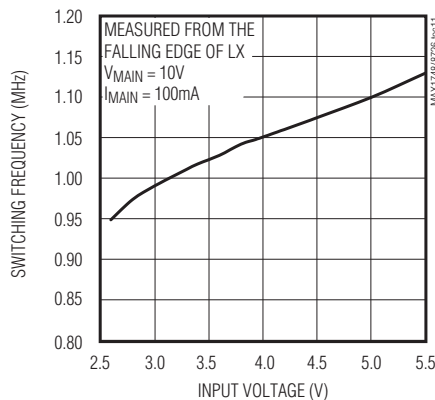
POSITIVE CHARGE-PUMP EFFICIENCY vs. LOAD CURRENT



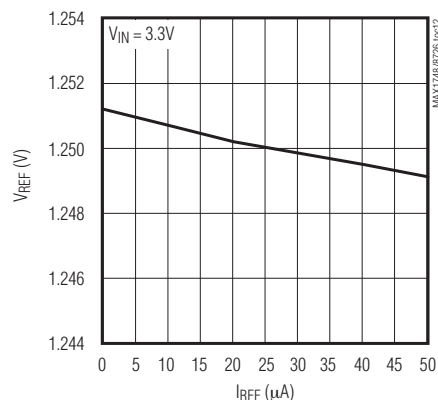
MAXIMUM POSITIVE CHARGE-PUMP OUTPUT VOLTAGE vs. SUPPLY VOLTAGE



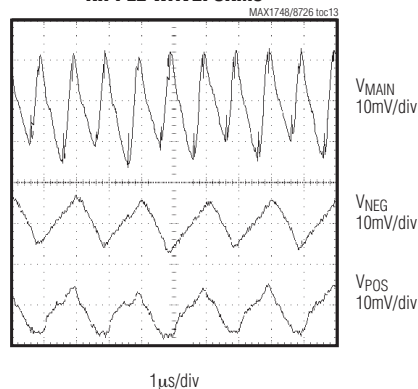
SWITCHING FREQUENCY vs. INPUT VOLTAGE



REFERENCE VOLTAGE vs. REFERENCE LOAD CURRENT

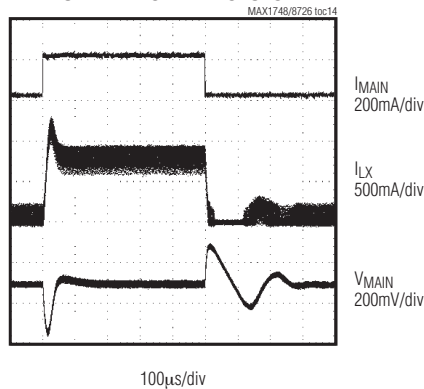


RIPPLE WAVEFORMS



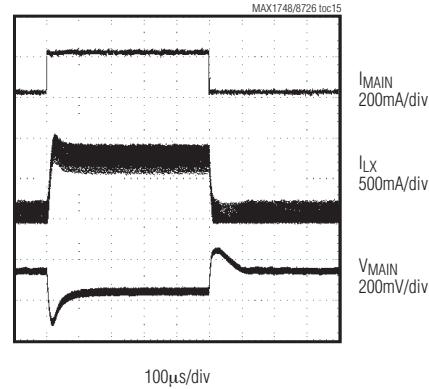
$V_{MAIN} = 10V$, $I_{MAIN} = 200mA$,
 $V_{NEG} = -5V$, $I_{NEG} = 10mA$,
 $V_{POS} = 15V$, $I_{POS} = 10mA$

LOAD-TRANSIENT RESPONSE



$V_{IN} = 3.3V$, $V_{MAIN} = 10V$,
 $R_{MAIN} = 500\Omega$ TO 50Ω (20mA TO 200mA)

LOAD-TRANSIENT RESPONSE WITHOUT INTEGRATOR



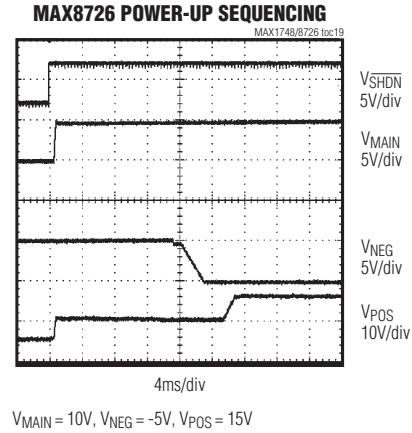
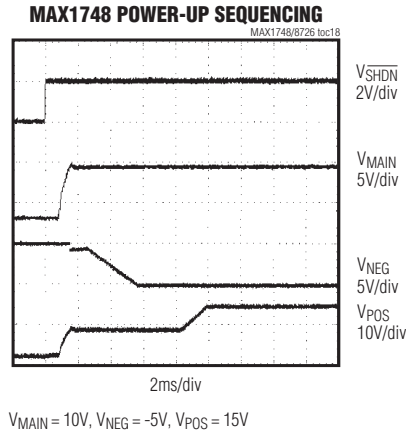
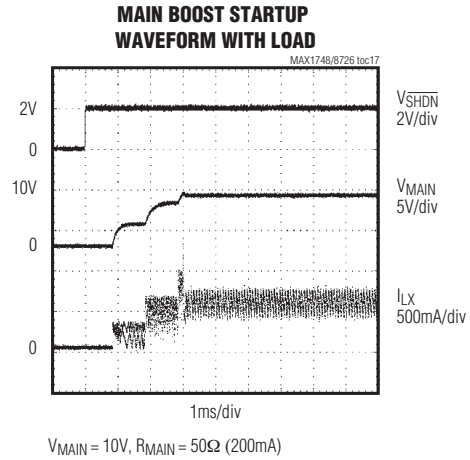
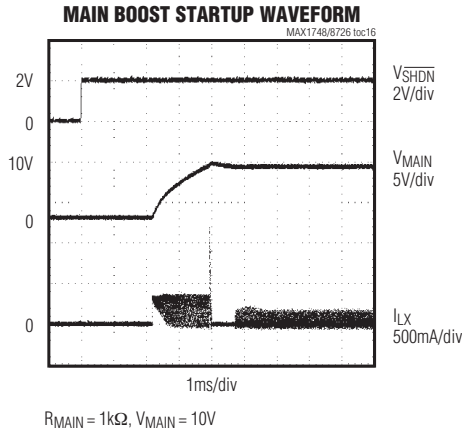
$V_{IN} = 3.3V$, $V_{MAIN} = 10V$, $INTG = REF$,
 $R_{MAIN} = 500\Omega$ TO 50Ω (20mA TO 200mA)

トリプル出力TFT-LCD DC-DCコンバータ

MAX1748/MAX8726

標準動作特性(続き)

(Circuit of Figure 5, $V_{IN} = 3.3V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



端子説明

端子	名称	機能
1	RDY	アクティブロー、オープンドレイン出力。全出力が供給できる状態であることを表示します。オン抵抗は125 Ω (typ)です。
2	FB	メインブーストレギュレータのフィードバック入力。公称1.248Vに安定化されます。フィードバック用の抵抗分圧器をアナロググランド(GND)との間に接続してください。
3	INTG	メインブースト積分器出力。この出力を使用する場合は、470pFをアナロググランド(GND)に接続してください。積分器を無効にするには、REFに接続してください。
4	IN	電源電圧入力。+2.7V~+5.5Vの入力範囲。0.1 μF のコンデンサを可能な限り端子に近接させINとGND間をバイパスしてください。
5	GND	アナロググランド。IC下部の電源グランド(PGND)に接続します。
6	REF	内蔵リファレンスバイパス端子。この端子からアナロググランド(GND)へ0.22 μF のコンデンサを接続してください。外部負荷への供給能力は50 μA です。
7	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に安定化されます。フィードバック用の抵抗分圧器をアナロググランド(GND)に接続してください。

トリプル出力TFT-LCD DC-DCコンバータ

端子説明(続き)

端子	名称	機能
8	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に安定化されます。
9	SHDN	アクティブローロジックレベルのシャットダウン入力。通常動作時は、SHDNをINに接続します。
10	DRVN	負チャージポンプドライバ出力。出力のハイレベルは V_{SUPN} で、ローレベルはPGNDです。
11	SUPN	負チャージポンプドライバ供給電圧。0.1 μ FのコンデンサでPGNDへバイパスしてください。
12	DRVP	正チャージポンプドライバ出力。出力のハイレベルは V_{SUPP} で、ローレベルはPGNDです。
13	SUPP	正チャージポンプドライバ供給電圧。0.1 μ FのコンデンサでPGNDへバイパスしてください。
14	PGND	電源グランド。IC下部でGNDに接続します。
15	LX	メインブーストレギュレータのnチャネルパワーMOSFET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の近くに接続してください。
16	TGND	必ずグランドに接続してください。

詳細

MAX1748/MAX8726は、TFT-LCDアプリケーション用の高能率なトリプル出力の電源です。これらのデバイスは、1個の大電力昇圧コンバータと2個の小電力チャージポンプを内蔵しています。メインブーストコンバータは内蔵のnチャネルMOSFETを使用しており、最高の効率を提供し、かつ外付け部品数を最小にします。メインブーストコンバータの出力電圧(V_{MAIN})は、外付けの低抗によって $V_{IN} \sim 13V$ に設定することができます。

デュアルチャージポンプは、1個の正出力(V_{POS})と1個の負出力(V_{NEG})を個別に安定化します。これらの小電力出力は、外付けのダイオードおよびコンデンサ段(必要に応じた段数)を使用して、出力電圧を最大+40Vおよび最小-40Vに安定化します。独自のレギュレーションアルゴリズムによって、コンデンサの大きさの最小化を含めて、2個のチャージポンプの出力リップルを最小にします。

また、MAX1748/MAX8726には、最大50 μ Aをソースする正確な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、出力立上げシーケンス制御、障害検出、およびアクティブローでオープンドレインのレディ出力が内蔵されています。

メインブーストコンバータ

MAX1748/MAX8726のメイン昇圧コンバータは、内蔵発信器の1MHz固定周波数によってスイッチングし、小型のインダクタと出力コンデンサの使用を可能にします。MOSFETのスイッチパルス幅は調節され、個々のスイッチングサイクルで伝達される電力を制御して出力電圧を安定化します。

PWM動作時、内蔵クロックの立上りエッジでnチャネルMOSFET (図1)をオンにするフリップフロップを設定します。電圧誤差の合計、スロー補償、および電流帰還信号が多入力型コンパレータをトリップさせてフリップフロップをリセットすると、このスイッチはオフします。スイッチは、残りのクロック周期の間オフを維持します。出力電圧の誤差信号の変化がスイッチ電流のトリップ

レベルをシフトし、その結果、MOSFETのデューティサイクルを調節します。

デュアルチャージポンプレギュレータ

MAX1748/MAX8726は、2個の独立した小電力チャージポンプを内蔵しています。片方のチャージポンプは供給電圧(SUPN)を反転して、安定化された負の出力電圧を提供します。もう片方のチャージポンプは供給電圧(SUPP)を倍にして、安定化された正の出力電圧を提供します。MAX1748/MAX8726は、電力の伝達を制御するpチャネルおよびnチャネルMOSFETを内蔵しています。内蔵のMOSFETは、固定された500kHz ($0.5 \times f_{OSC}$)でスイッチングします。

負チャージポンプ

前半のサイクル期間にpチャネルMOSFETはオンし、フライングコンデンサC5を V_{SUPN} からダイオードの降下分を差し引いた電圧に充電します(図2)。後半のサイクル期間にpチャネルMOSFETはオフし、nチャネルMOSFETがオンしてC5の電位をシフトします。この動作によって、C5が蓄積コンデンサC6と並列に接続されます。ダイオード降下分を差し引いたC6の端子間電圧がC5の端子間電圧より低い場合、ダイオード(D5)がオフするまで、電荷はC5からC6へ移動します。出力に伝達された電荷量は、可変のnチャネルMOSFETのオン抵抗によって制御されます。

正チャージポンプ

前半のサイクル期間にnチャネルMOSFETはオンし、フライングコンデンサC3を充電します(図3)。この最初の充電は、可変のnチャネルオン抵抗によって制御されます。後半のサイクル期間にnチャネルMOSFETはオフし、pチャネルMOSFETがオンし、C3の電位は V_{SUPP} ボルト分シフトします。この動作によって、C3は蓄積コンデンサC4と並列に接続されます。C4の端子間電圧とダイオード降下分($V_{POS} + V_{DIODE}$)の電圧が、シフトしたフライングコンデンサの電圧($V_{C3} + V_{SUPP}$)より小さい場合、ダイオード(D3)がオフするまで、電荷はC3からC4へ移動します。

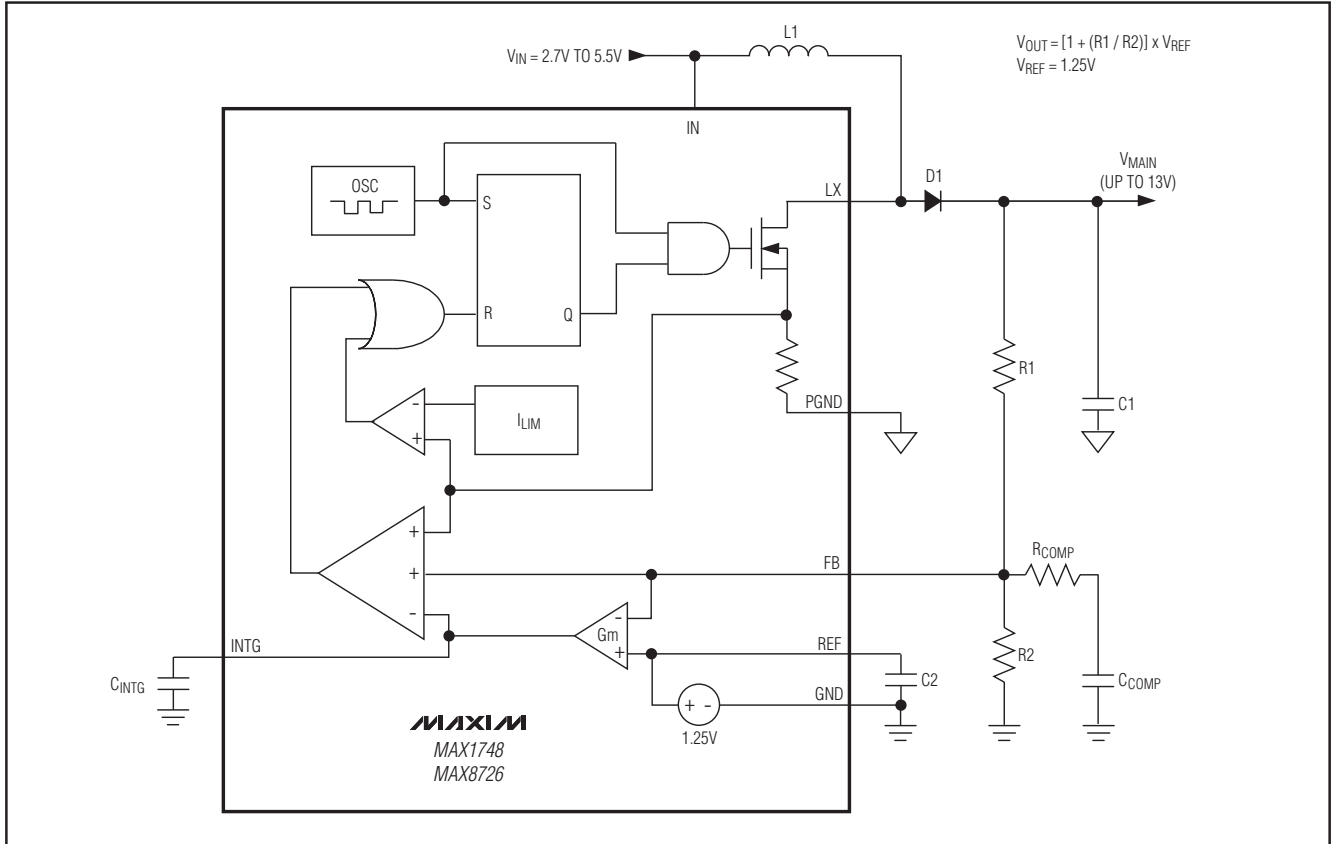


図1. PWMブーストコンバータのブロックダイアグラム

ソフトスタート

メインブーストレギュレータ用のソフトスタートは、スタートアップ中の入力サージ電流を減少させる内部電流制限レベルが緩やかに増加するようにします。MAX1748/MAX8726は、ソフトスタート期間を4つのフェーズに分割します。フェーズIの期間、MAX1748/MAX8726は、電流制限値を最大電流制限値($I_{LX(MAX)}$)のわずか約4分の1の0.38A (「Electrical Characteristics (電気的特性)」の表を参照)に制限します。出力が1msの期間内に安定化状態に達しない場合、ソフトスタートはフェーズIIに入り、電流制限値は更に25%増加します。この処理はフェーズIIIに対して繰り返されます。最大の1.5A (typ)の電流制限値にフェーズIIIで到達する場合か、または出力が安定化状態に到達する場合のどちらかが先に発生します(「標準動作特性」のスタートアップ波形を参照してください)。

チャージポンプ用のソフトスタートは、出力電圧の上昇率を制御することによって実行されます。出力電圧は、出力の容量値および負荷とは無関係にレギュレータの出力インピーダンスのみによって制限され、4ms以内に安定化します。

シャットダウン

$\overline{\text{SHDN}}$ にロジックローレベルを印加すると、MAX1748/MAX8726の3個の全てのコンバータおよびリファレンスがディセーブルされます。シャットダウン時、供給電流はバッテリーの寿命を最大にするために0.1 μ Aまで低下し、リファレンスはグラウンドに引下げられます。出力容量値と負荷電流は、それぞれの出力電圧が低下する割合を決定します。 $\overline{\text{SHDN}}$ にロジックハイレベルを印加すると、MAX1748/MAX8726を動作状態にします(「パワーアップシーケンシング」の項を参照してください)。 $\overline{\text{SHDN}}$ を無接続状態にしないでください。 $\overline{\text{SHDN}}$ を使用しない場合は、 $\overline{\text{SHDN}}$ をINに接続してください。

パワーアップシーケンシング

パワーアップ、またはシャットダウン状態を終了する時には、MAX1748およびMAX8726は、それぞれのパワーアップシーケンスを開始します。

トリプル出力TFT-LCD DC-DCコンバータ

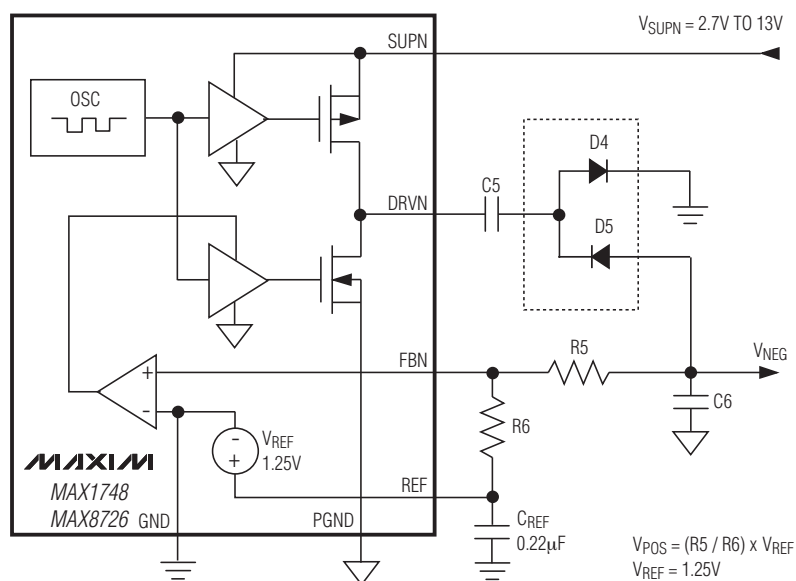


図2. 負チャージポンプのブロックダイアグラム

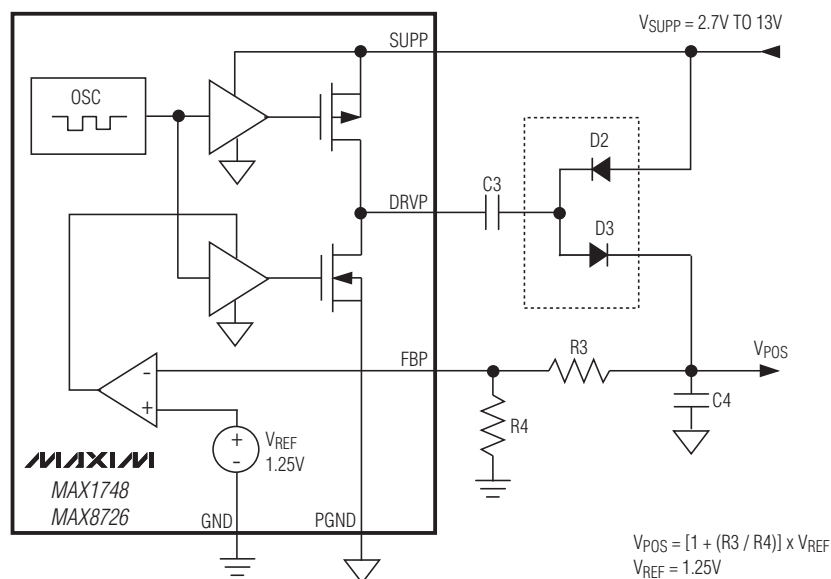


図3. 正チャージポンプのブロックダイアグラム

MAX1748の場合、最初にリファレンスがパワーアップし、次にソフトスタートがイネーブルされた状態でメインDC-DC昇圧コンバータがパワーアップします。メイン昇圧コンバータがいったん安定化状態に達すると、負チャージポンプがオンします。負の出力電圧が公称値のおよそ88%に達すると($V_{FBN} < 110\text{mV}$)、正チャージポンプが起動します。最終的に正の出力電圧が公称値の90%に達すると($V_{FBP} > 1.125\text{V}$)、アクティブローのレディ信号(RDY)がローになります(「パワーレディ」の項を参照)。

MAX8726の場合、最初にリファレンスがパワーアップします。リファレンスが安定化された後に、ソフトスタートが有効な状態でメインDC-DC昇圧コンバータがパワーアップします。メイン昇圧コンバータが安定化状態に達したとき、およびメイン昇圧コンバータがイネーブルされた後の少なくとも16ms (typ)後に、負チャージポンプがイネーブルされます。負の出力電圧が公称値のおよそ88%に達したとき($V_{FBN} < 110\text{mV}$)、および負チャージポンプがイネーブルされた後の少なくとも4ms (typ)後に、正チャージポンプがイネーブルされます。最終的に、正の出力電圧が公称値の90%に達したとき($V_{FBP} > 1.125\text{V}$)、アクティブローのレディ信号(RDY)がローになります(「パワーレディ」の項を参照してください)。

パワーレディ

パワーレディはオープンドレイン出力です。パワーアップシーケンスが正しく完了するとMOSFETはオンし、標準125Ωのオン抵抗でRDYをローに引下げます。障害が検出された場合、内蔵のオープンドレインMOSFETはハイインピーダンスとなります。ロジックレベル出力とするために、RDYとINの間に100kΩのプルアップ抵抗を接続してください。

障害検出

一旦RDYがローとなり、何れかの出力がその障害検出スレッショルド以下に低下したときには、RDYはハイインピーダンスになります。

リファレンスの障害スレッショルドは1.05Vです。メイン昇圧コンバータの障害スレッショルドは、その公称出力値の88%です($V_{FB} < 1.1\text{V}$)。負チャージポンプの障害スレッショルドは、その公称出力値の約90% ($V_{FBN} < 130\text{mV}$)、正チャージポンプの障害スレッショルドは、その公称出力値の88%です($V_{FBP} < 1.11\text{V}$)。

一度出力が障害を起こすと、障害を起こした出力がそのパワーアップスレッショルド以上に上昇するまで、パワーアップシーケンス以後の全ての出力はシャットダウンします。たとえば、負チャージポンプの出力電圧が、障害検出スレッショルド以下に降下した場合、メイン昇圧コンバータは動作状態のままですが、正チャージ

ポンプがスイッチングを停止し、出力容量および負荷に応じてその出力電圧は減衰します。負チャージポンプの出力電圧がそのパワーアップスレッショルド以上に上昇するまで、正チャージポンプの出力はパワーアップしません(「パワーアップシーケンシング」の項を参照)。

電圧リファレンス

REFの電圧は公称1.25Vです。リファレンスは、良好な負荷レギュレーションを維持した状態で最大50μAを供給することができます(「標準動作特性」を参照)。REFとGND間に0.22μFのバイパスコンデンサを接続してください。

設計手順

メインブーストコンバータ

出力電圧の選択

出力(V_{MAIN})とGND間の電圧分圧回路をFBに接続して、出力電圧を調節してください(「標準動作回路」を参照)。R2を10kΩ～20kΩの範囲に選択してください。高い抵抗値は低出力電流時の効率を改善しますが、フィードバック入力バイアス電流による出力電圧誤差が増加してしまいます。以下の式を使用してR1を計算してください。

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

ここで、 $V_{REF} = 1.25\text{V}$ です。 V_{MAIN} は、 $V_{IN} \sim 13\text{V}$ の範囲をとることができます。

フィードバック補償

安定動作のために、抵抗(R_{COMP})とコンデンサ(C_{COMP})の直列形式の一组のポール-ゼロをFBとGND間に追加してください。この抵抗は、フィードバック抵抗R2の半分の値である必要があります。

インダクタの選択

インダクタの選択は、入力電圧、出力電圧、最大電流、スイッチング周波数、サイズ、およびインダクタ値の入手性に依存します。他の要素としては、効率とリップル電圧があります。インダクタは、インダクタンス(L)、ピーク電流(I_{PEAK})および抵抗(R_L)によって決定されます。以下のブースト回路の式は、アプリケーションに基づいたインダクタ値の選択に役立ちます。この式は、部品の入手性とコストを考慮できるようにすると共に、ピーク電流とインダクタの値のトレードオフを可能にします。

以下の式は定数のLIRを含んでおり、これはピークトゥピークのACインダクタ電流と最大平均DCインダクタ電流との比率です。インダクタのサイズ、損失および出力リップルの間の良い妥協点は、0.3～0.5 LIRを選択することです。ピークインダクタ電流は以下の式で与えられます。

$$I_{PEAK} = \frac{I_{MAIN(MAX)} \times V_{MAIN}}{\text{Efficiency} \times V_{IN(MIN)}} \times \left[1 + (LIR/2) \right]$$

トリプル出力TFT-LCD DC-DCコンバータ

インダクタンス値は、以下の式で与えられます。

$$L = \frac{V_{IN(MIN)}^2 \times \text{Efficiency} \times (V_{MAIN} - V_{IN(MIN)})}{V_{MAIN}^2 \times LIR \times I_{MAIN(MAX)} \times f_{OSC}}$$

標準動作回路では、最大DC負荷電流($I_{MAIN(MAX)}$)は10V出力において200mAです。上記の式に基づき、また85%の効率と1MHzの動作周波数を使用すると、6.8μHのインダクタンスの値が選択されます。一般的に、より小さいインダクタンス値は、与えられた直列抵抗値および電流値に対してより小さな物理的サイズを提供し、全体的な回路サイズを最小にします。しかし、より大きなインダクタのピーク電流によって、出力電圧リップル($I_{PEAK} \times$ 出力フィルタコンデンサのESR)はより大きくなります。

フェライトコアまたは同等の材料を使用したインダクタを選んでください。鉄粉コアは、MAX1748/MAX8726の高周波数スイッチングの用途にはお奨めできません。インダクタの最大定格電流は、 I_{PEAK} 以上である必要があります。障害状態下でのインダクタ電流は、最大で2.0Aに達する可能性があります。MAX1748/MAX8726の高速電流制限回路はICを保護すると共に、低飽和インダクタを使用できるようにします。

インダクタのDC抵抗分は効率に大きな影響を及ぼします。最高のパフォーマンスを得るためには、内蔵のnチャネルFETの抵抗値より少ない抵抗値を持つインダクタを選択してください。影響を受けやすいアプリケーションにおいて放射雑音を最小にするためには、シールドされたインダクタを使用してください。

インダクタは、できるだけ低い直列抵抗値を持っている必要があります。連続インダクタ電流に対しては、インダクタの抵抗分の電力損失、 P_{LR} は以下の式で近似されます。

$$P_{LR} \approx (I_{MAIN} \times V_{MAIN} / V_{IN})^2 \times R_L$$

ここで、 R_L はインダクタの直列抵抗分です。

出力コンデンサ

10μFのコンデンサは、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。出力フィルタコンデンサの等価直列抵抗(ESR)は、効率および出力リップルに影響を及ぼします。出力電圧リップルの大部分は、ピークインダクタ電流と出力コンデンサESRの積です。最高のパフォーマンスを得るために低ESRのセラミックコンデンサを使用してください。低ESRでより大きな容量を持った表面実装型タンタルコンデンサが、高ピーク電流を持った負荷トランジエントに対して有効です。定格電圧および温度特性を考慮する必要があります。

入力コンデンサ

ブースト回路設計における入力コンデンサ(C_{IN})は、入力電源から引き込む電流のピークを減少させ、雑音

の混入を減少させます。 C_{IN} の値は、主として入力電源のソースインピーダンスによって決定されます。特に入力電圧が低下したときには、高いソースインピーダンスでは大きな入力容量が必要となります。昇圧DC-DCコンバータは、入力電源に対して「定電力」負荷として機能するため、入力電圧は低下して入力電流は増加します。初期設計時点では、 C_{OUT} と同じ容量値を C_{IN} に使用してください。表1に、推奨部品メーカーを掲載しています。

積分器コンデンサ

MAX1748/MAX8726は、DC負荷レギュレーションを改善する電流積分器を内蔵していますが、ピークトゥピークのトランジェント電圧(「標準動作特性」の負荷トランジェント波形を参照)を増加させます。非常に正確なDC負荷レギュレーションを得るためには、470pFのコンデンサをINTGに接続して、電流積分器を有効にしてください。DCレギュレーションを犠牲にしてピークトゥピークのトランジェント電圧を最小にするためには、INTGをREFに接続し、100kΩの抵抗をINTGとGNDの間に追加することによって、積分器の動作を停止してください。

整流ダイオード

ピークインダクタ電流と等しいかそれ以上の定格平均電流を持ち、メイン出力電圧(V_{MAIN})の少なくとも1.5倍の定格電圧を持ったショットキダイオードを使用してください。

表1. 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

効率についての考察

MAX1748/MAX8726の安定化されたチャージポンプの効率特性は、リニアレギュレータの特性に類似しています。効率特性は、低出力電流での自己消費電流と、より大きな出力電流での入力電圧によって支配されます(「標準動作特性」を参照)。したがって、以下の式で最大効率を近似することができます。

$$\text{負チャージポンプの場合、} \\ \text{Efficiency} \approx V_{\text{NEG}} / [V_{\text{IN}} \times N];$$

$$\text{正チャージポンプの場合、} \\ \text{Efficiency} \approx V_{\text{POS}} / [V_{\text{IN}} \times (N + 1)];$$

ここで、Nはチャージポンプの段数です。

出力電圧の選択

出力(V_{POS})とGND間の電圧分圧器をFBPに接続することによって、正出力電圧を調整します(「標準動作回路」を参照)。出力(V_{NEG})とREF間の電圧分圧器をFBNに接続することによって、負出力電圧を調節してください。R4とR6を50k Ω ～100k Ω の範囲で選択してください。高い抵抗値ほど低出力電流時の効率を改善しますが、フィードバック入力バイアス電流によって出力電圧誤差が増加します。以下の式を使用して、残りの抵抗値を計算してください。

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

$$R5 = R6 (V_{\text{NEG}} / V_{\text{REF}})$$

ここで、 $V_{\text{REF}} = 1.25\text{V}$ です。 V_{POS} は $V_{\text{SUPP}} \sim 40\text{V}$ の範囲をとることが可能で、 V_{NEG} は0～-40Vの範囲をとることが可能です。

フライングコンデンサ

フライングコンデンサの値を増加することで、出力電流供給能力は低下します。ある点より上では、出力電流供給能力は、内部のスイッチ抵抗とダイオードのインピーダンスによって支配されるようになるため、この容量を増加させても影響を無視できます。初期設計では0.1 μF のセラミックコンデンサを選定してください。低電流のアプリケーションにおいては、より小さい値を使用することができます。

チャージポンプの出力コンデンサ

出力容量を増加させるかESRを減少させることで、出力リップル電圧とピークトゥピークのトランジェント電圧を減少させることができます。必要なコンデンサ値を近似するには、以下の式を使用してください。

$$C_{\text{OUT}} \geq [I_{\text{OUT}} / (500\text{kHz} \times V_{\text{RIPPLE}})]$$

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の値以上のバイパスコンデンサ

を使用してください。できるだけICに近接させてコンデンサを配置し、PGNDにじかに接続してください。

整流ダイオード

平均出力電流の4倍以上の定格電流、また正チャージポンプの V_{SUPP} および負チャージポンプの V_{SUPN} の最低1.5倍の定格電圧を持ったショットキダイオードを使用してください。

PCBレイアウトおよびグラウンディング

注意深いプリント回路のレイアウトは、グラウンドバウンスと雑音を最小にするために大変重要です。まずビアを使用せずに広い配線パターンで、LXとPGND端子から0.2インチ(5mm)以内に、メインブーストコンバータの出力ダイオードと出力コンデンサを配置してください。次に、チャージポンプの入力端子(SUPPとSUPN)の近くでPGND端子の近くに、0.1 μF のセラミックバイパスコンデンサを配置してください。広い配線パターンを使用し、可能ならばビアを使用せずに、できるだけICに近接させるようにチャージポンプ回路を配置してください。全てのフィードバック抵抗分圧器は、それぞれ対応するフィードバック端子にできるだけ近接させて配置してください。PCBは、IC下部の1点のみで接続される別々のGNDおよびPGND領域を備えている必要があります。出力電力および効率を最大にして、出力電源のリップル電圧を最小にするために、十分に広い電源グラウンドの配線パターンを使用し、ICの電源グラウンド端子をそこにじかにんだ付けしてください。スイッチングノードと高電流ラインの近くに高感度の配線パターンを配置することは避けてください。

適切な基板のレイアウトの例として、MAX1748/MAX8726の評価キットを参考にしてください。

アプリケーション情報

カスコード接続のMOSFETを使用したブーストコンバータ

13Vを超える出力電圧を必要とするアプリケーションにおいては、1個の外付けのnチャネルMOSFETをカスコード接続してください(図4)。MOSFETはLX端子にできるだけ近接させて配置してください。ゲートを入力電圧(V_{IN})に、またソースをLXに接続してください。

MOSFETの選択

内蔵のnチャネルMOSFETより低いオン抵抗($R_{\text{DS(ON)}}$)を持ったMOSFETを選択してください。 $R_{\text{DS(ON)}}$ が低いほど効率を改善します。外付けのnチャネルMOSFETは、メイン出力電圧(V_{MAIN})より高いドレイン定格電圧を持っている必要があります。

チップ情報

TRANSISTOR COUNT: 2846

トリプル出力TFT-LCD DC-DCコンバータ

MAX1748/MAX8726

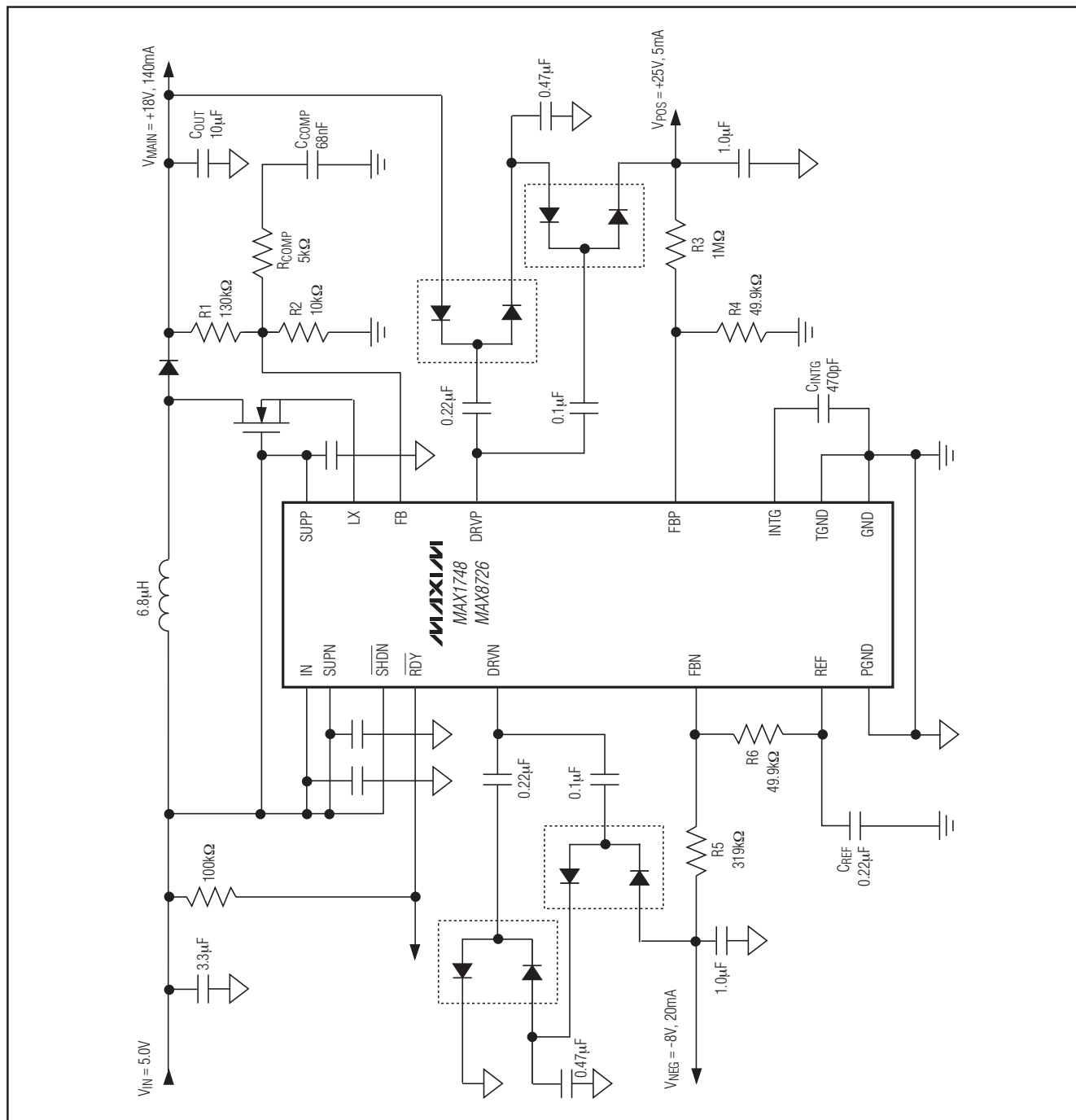
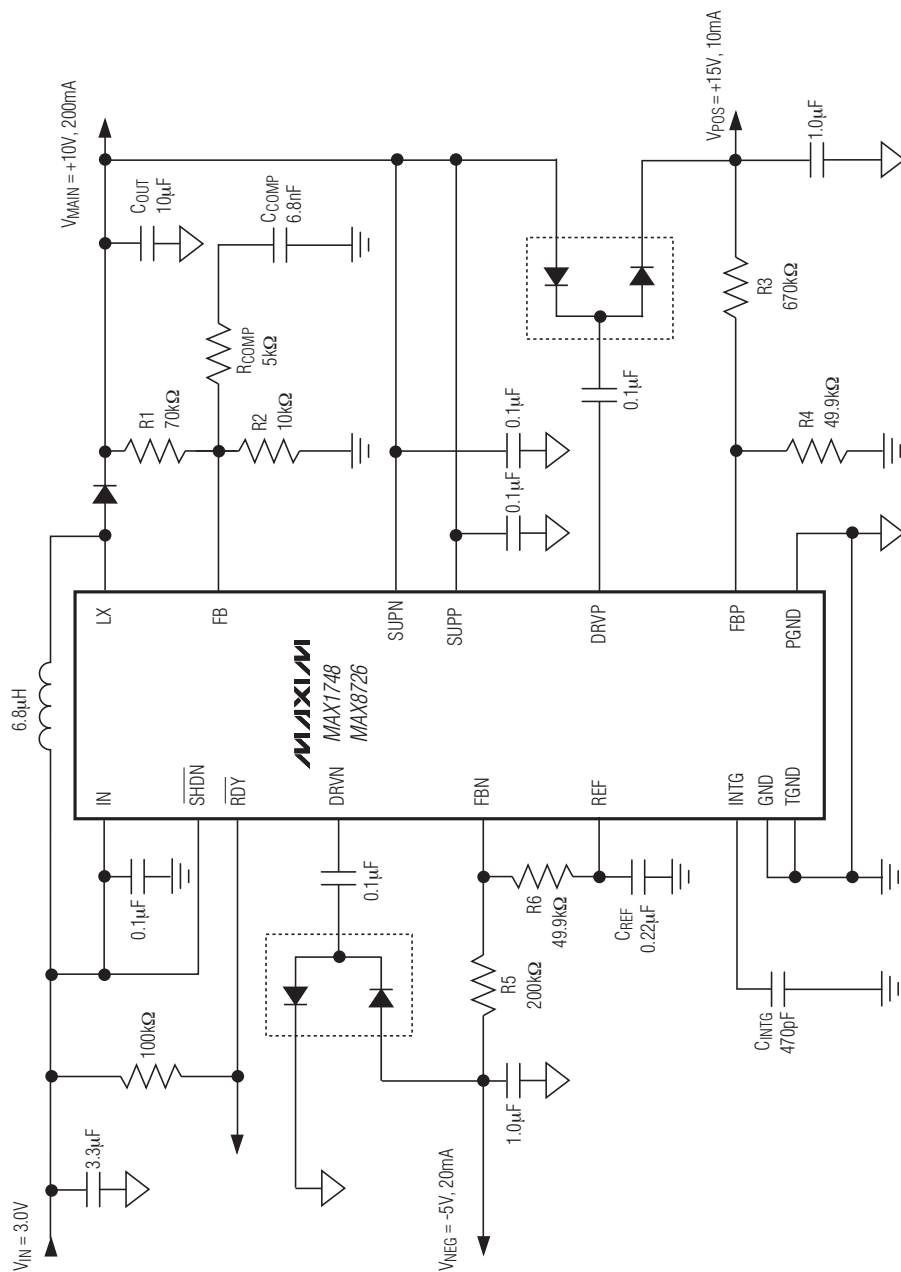


図4. カスコード接続のMOSFETを使用した電源

トリプル出力TFT-LCD DC-DCコンバータ

標準動作回路

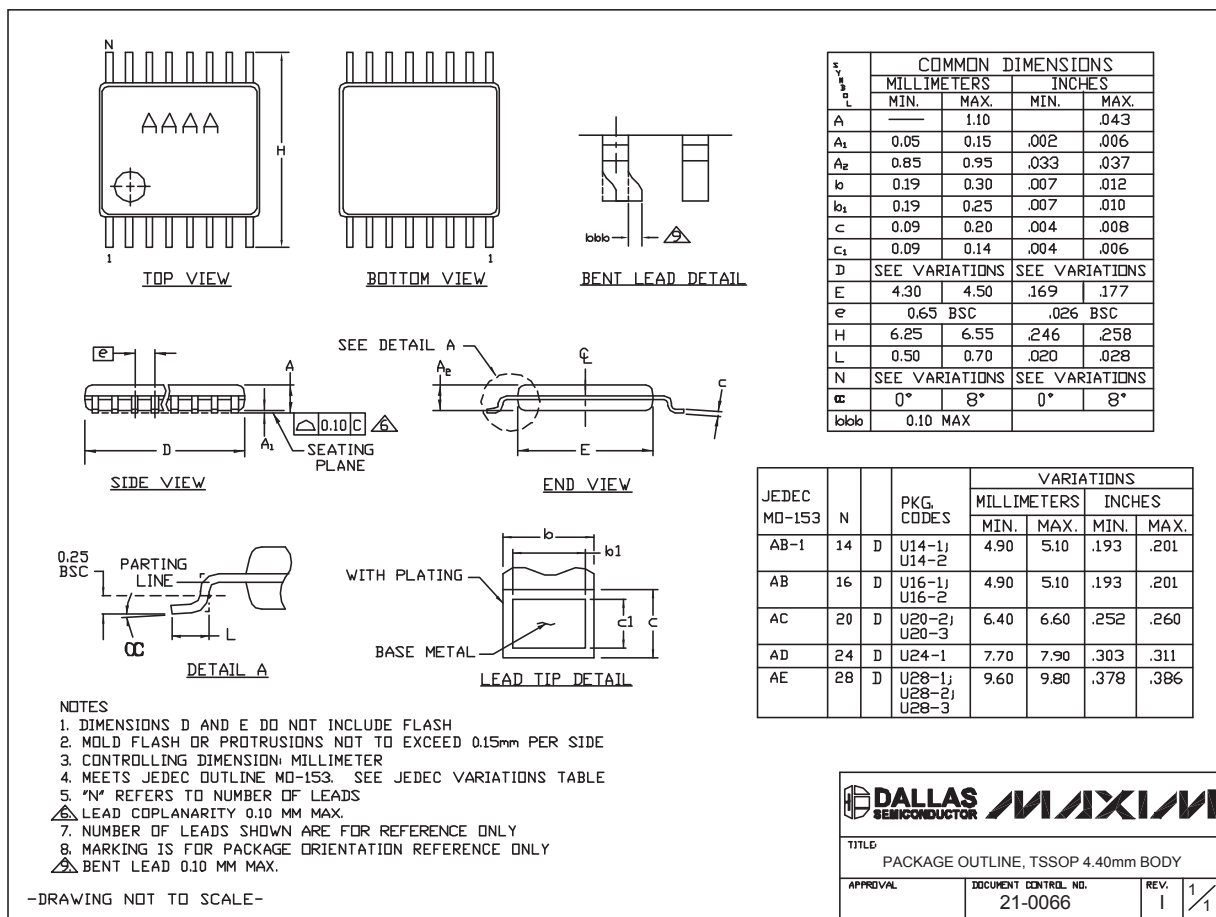
MAX1748/MAX8726



トリプル出力TFT-LCD DC-DCコンバータ

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。)



TSSOP4.40mm.EPS

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。

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

© 2004 Maxim Integrated Products

MAXIM is a registered trademark of Maxim Integrated Products, Inc.