

低電力、トリプル出力、TFT LCD DC-DC コンバータ

概要

MAX1779は、小型アクティブマトリックス薄膜トランジスタ(TFT)液晶ディスプレイ(LCD)に必要な高効率の安定化電圧を提供する、トリプル出力DC-DCコンバータです。高電力DC-DCコンバータ1つ及び低電力チャージポンプ2つにより、+2.7V~+5.5Vの入力電源電圧を3つの独立した出力電圧に変換します。

主要な大電力DC-DCコンバータは、±1%まで安定化された最大13Vのブースト出力電圧(V_{MAIN})を生成します。低電力BiCMOSは回路を制御し、内蔵されているパワーMOSFETの低オン抵抗(1)により、最大91%の効率を達成します。250kHzの電流モードパルス幅変調(PWM)構造により、高速な過渡応答を提供し、超小型インダクタ及びセラミックコンデンサの使用が可能になっています。

デュアルチャージポンプは、それぞれ個別に1つの正出力(V_{POS})と1つの負出力(V_{NEG})を安定化させます。これらの低電力出力は、外付ダイオードと(必要な段数の)コンデンサ段を使用して、出力電力を-40V~+40Vに安定化します。マキシム社独自のレギュレーションアルゴリズムにより、出力リップル及び両チャージポンプのコンデンササイズが最小限に抑えられています。

MAX1779は、超薄型のTSSOPパッケージ(高さ1.1mm max)で提供されています。

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
カムコーダ

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。

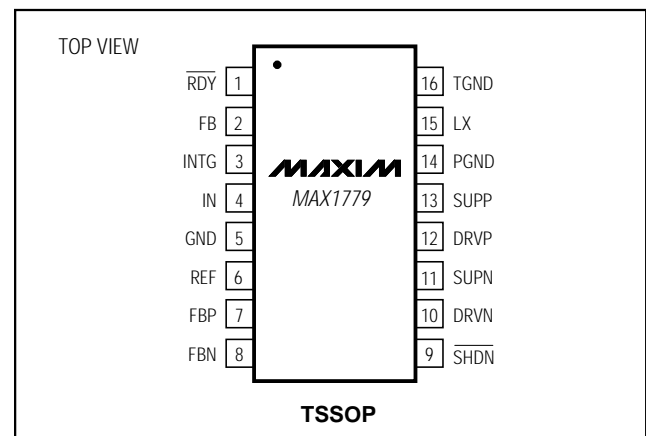
特長

- ◆ 3つの集積化DC-DCコンバータ
- ◆ 250kHz電流モードPWMブーストレギュレータ
メイン高電力出力：+13V(max)
精度：±1%
高効率：91%
- ◆ デュアルチャージポンプ出力
正チャージポンプ出力：+40V(max)
負チャージポンプ出力：-40V(min)
- ◆ 内部電源シーケンス
- ◆ 内部パワーMOSFET
- ◆ 入力電源：+2.7V~+5.5V
- ◆ シャットダウン電流：0.1µA
- ◆ 自己消費電流：0.5mA
- ◆ 内部ソフトスタート
- ◆ パワーレディ出力
- ◆ 超小型外部部品
- ◆ パッケージ：薄型TSSOP(1.1mm max)

型番

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX1779EUE	-40°C to +85°C	16 TSSOP

ピン配置



低電力、トリプル出力、TFT LCD DC-DC コンバータ

MAX1779

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±0.3V
 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
 MAX1779EUE-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

($V_{\text{IN}} = +3.0\text{V}$, $\overline{\text{SHDN}} = \text{IN}$, $V_{\text{SUPP}} = V_{\text{SUPN}} = +10\text{V}$, TGND = PGND = GND, $C_{\text{REF}} = 0.22\mu\text{F}$, $C_{\text{INTG}} = 2200\text{pF}$, $T_A = 0^\circ\text{C}$ 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}	$V_{\text{FB}} = V_{\text{FBP}} = +1.5\text{V}$, $V_{\text{FBN}} = -0.2\text{V}$		0.5	1	mA
SUPP Quiescent Current	I_{SUPP}	$V_{\text{FBP}} = +1.5\text{V}$		0.25	0.55	mA
SUPN Quiescent Current	I_{SUPN}	$V_{\text{FBN}} = -0.1\text{V}$		0.25	0.55	mA
IN Shutdown Current		$V_{\overline{\text{SHDN}}} = 0$, $V_{\text{IN}} = +5\text{V}$		0.1	10	μA
SUPP Shutdown Current		$V_{\overline{\text{SHDN}}} = 0$, $V_{\text{SUPP}} = +13\text{V}$		0.1	10	μA
SUPN Shutdown Current		$V_{\overline{\text{SHDN}}} = 0$, $V_{\text{SUPN}} = +13\text{V}$		0.1	10	μA
MAIN BOOST CONVERTER						
Output Voltage Range	V_{MAIN}		V_{IN}		13	V
FB Regulation Voltage	V_{FB}		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}		212	250	288	kHz
Oscillator Maximum Duty Cycle			79	85	92	%
Load Regulation		$I_{\text{MAIN}} = 0$ to 50mA, $V_{\text{MAIN}} = +5\text{V}$		0.1		%
Line Regulation				0.1		%/V
Integrator Gm				320		μs
LX Switch On-Resistance	$R_{\text{LX(ON)}}$	$I_{\text{LX}} = 100\text{mA}$		1.0	2.0	Ω
LX Leakage Current	I_{LX}	$V_{\text{LX}} = +13\text{V}$		0.01	20	μA
LX Current Limit	I_{LIM}		350	450	650	mA
Maximum RMS LX Current				250		mA
FB Fault Trip Level		Falling edge	1.07	1.1	1.14	V
POSITIVE CHARGE PUMP						
V_{SUPP} Input Supply Range	V_{SUPP}		2.7		13	V

低電力、トリプル出力、TFT LCD DC-DC コンバータ

MAX1779

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = +3.0V$, $\overline{SHDN} = IN$, $V_{SUPP} = V_{SUPN} = +10V$, $TGND = PGND = GND$, $C_{REF} = 0.22\mu F$, $C_{INTG} = 2200pF$, $T_A = 0^\circ C$ 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				$0.5 \times f_{OSC}$		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		$V_{FBP} = +1.200V$		1.5	5	Ω
		$V_{FBP} = +1.300V$	20			k Ω
FBP Power-Ready Trip Level		Rising edge	1.09	1.13	1.16	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	V
Operating Frequency				$0.5 \times f_{OSC}$		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		$V_{FBN} = +0.050V$		1.5	5	Ω
		$V_{FBN} = -0.050V$	20			k Ω
FBN Power-Ready Trip Level		Falling edge	80	120	165	mV
FBN Fault Trip Level		Rising edge		140		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		0.25V 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

低電力、トリプル出力、TFT LCD DC-DC コンバータ

MAX1779

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V_{IN} = +3.0V$, $\overline{SHDN} = IN$, $V_{SUPP} = V_{SUPN} = +10V$, $TGND = PGND = GND$, $C_{REF} = 0.22\mu F$, $C_{INTG} = 2200pF$, $T_A = -40^{\circ}C$ 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}	$V_{FBP} = +1.5V$		0.55	mA
SUPN Quiescent Current	I_{SUPN}	$V_{FBN} = -0.1V$		0.55	mA
IN Shutdown Current		$\overline{VSHDN} = 0$, $V_{IN} = +5V$		10	μA
SUPP Shutdown Current		$\overline{VSHDN} = 0$, $V_{SUPP} = +13V$		10	μA
SUPN Shutdown Current		$\overline{VSHDN} = 0$, $V_{SUPN} = +13V$		10	μA
MAIN BOOST CONVERTER					
Output Voltage Range	V_{MAIN}		V_{IN}	13	V
FB Regulation Voltage	V_{FB}		1.225	1.271	V
FB Input Bias Current	I_{FB}	$V_{FB} = +1.25V$, $INTG = GND$	-50	50	nA
Operating Frequency	f_{OSC}		195	305	kHz
Oscillator Maximum Duty Cycle			79	92	%
LX Switch On-Resistance	$R_{LX(ON)}$	$I_{LX} = 100mA$		2.0	Ω
LX Leakage Current	I_{LX}	$V_{LX} = +13V$		20	μA
LX Current Limit	I_{LIM}		350	700	mA
FB Fault Trip Level		Falling edge	1.07	1.14	V
POSITIVE CHARGE PUMP					
SUPP Input Supply Range	V_{SUPP}		2.7	13	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		$V_{FBP} = +1.200V$		5	Ω
		$V_{FBP} = +1.300V$	20		k Ω
FBP Power-Ready Trip Level		Rising edge	1.09	1.16	V
NEGATIVE CHARGE PUMP					
SUPN Input Supply Range	V_{SUPN}		2.7	13	V
FBN Regulation Voltage	V_{FBN}		-50	50	mV
FBN Input Bias Current	I_{FBN}	$V_{FBN} = -0.05V$	-50	50	nA
DRVN PCH On-Resistance				10	Ω
DRVN NCH On-Resistance		$V_{FBN} = +0.050V$		5	Ω
		$V_{FBN} = -0.050V$	20		k Ω
FBN Power-Ready Trip Level		Falling 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

低電力、トリプル出力、TFT LCD DC-DC コンバータ

MAX1779

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

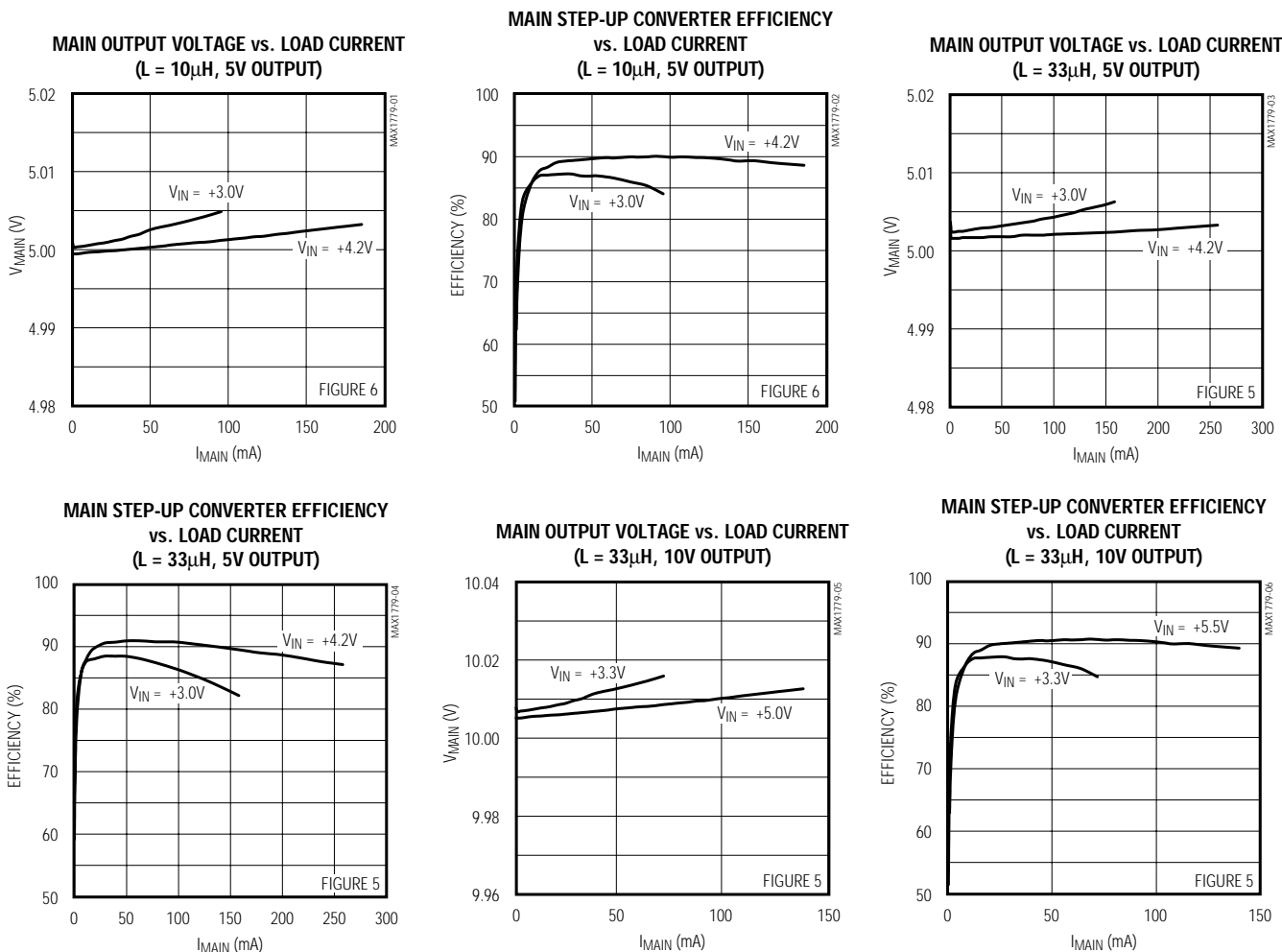
($V_{IN} = +3.0V$, $\overline{SHDN} = IN$, $V_{SUPP} = V_{SUPN} = +10V$, $TGND = PGND = GND$, $C_{REF} = 0.22\mu F$, $C_{INTG} = 2200pF$, $T_A = -40^\circ C$ to $+85^\circ C$, unless otherwise noted.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	MAX	UNITS
LOGIC SIGNALS					
\overline{SHDN} Input Low Voltage		0.25V hysteresis (typ)		0.9	V
\overline{SHDN} Input High Voltage			2.1		V
\overline{SHDN} Input Current	I_{SHDN}			1	μA
\overline{RDY} Output Low Voltage		$I_{SINK} = 2mA$		0.5	V
\overline{RDY} Output High Leakage		$V_{RDY} = +13V$		1	μA

Note 1: Specifications 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.)



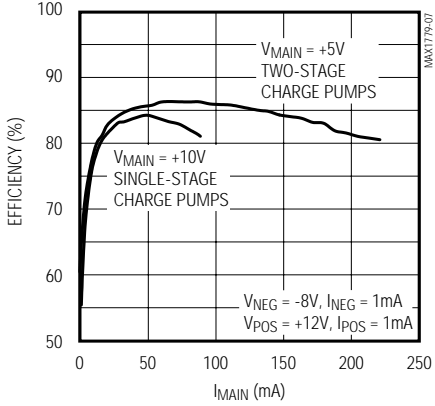
低電力、トリプル出力、TFT LCD DC-DC コンバータ

MAX1779

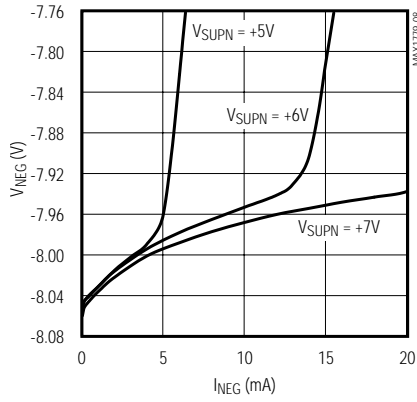
標準動作特性(続き)

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

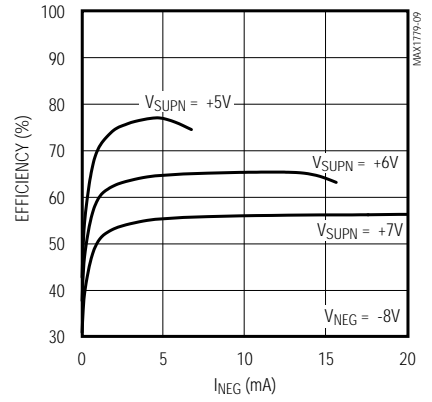
**EFFICIENCY vs. LOAD CURRENT
(BOOST CONVERTER AND CHARGE PUMPS)**



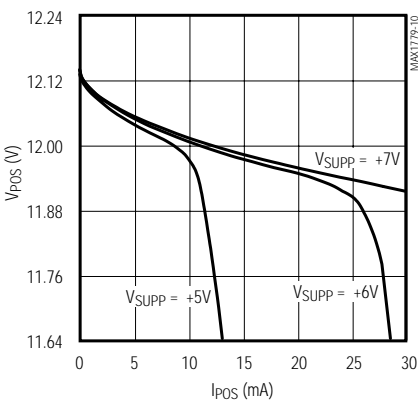
**NEGATIVE CHARGE-PUMP OUTPUT VOLTAGE
vs. LOAD CURRENT**



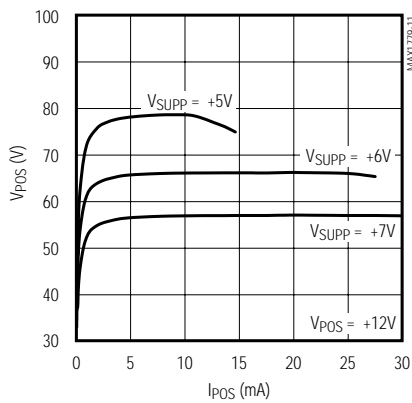
**NEGATIVE CHARGE-PUMP EFFICIENCY
vs. LOAD CURRENT**



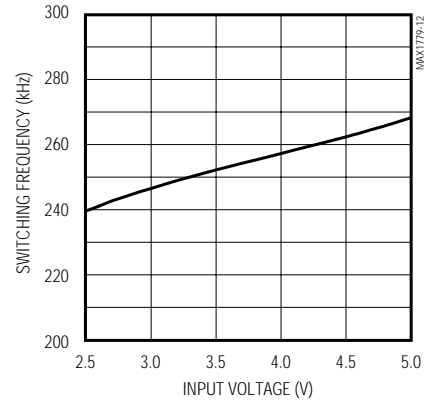
**POSITIVE CHARGE-PUMP OUTPUT VOLTAGE
vs. LOAD CURRENT**



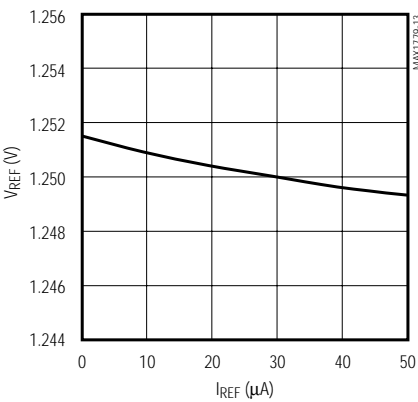
**POSITIVE CHARGE-PUMP EFFICIENCY
vs. LOAD CURRENT**



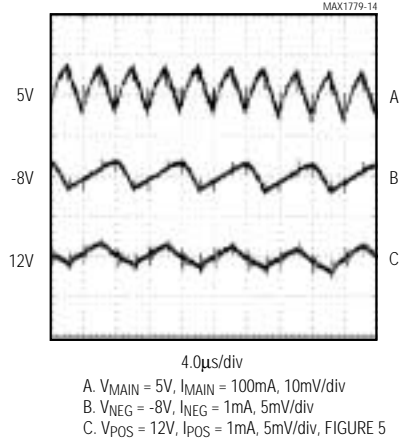
**SWITCHING FREQUENCY
vs. INPUT VOLTAGE**



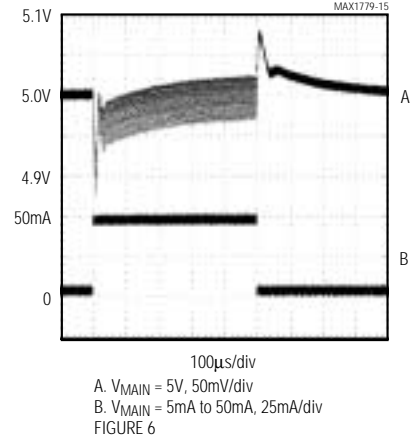
**REFERENCE VOLTAGE
vs. REFERENCE LOAD CURRENT**



RIPPLE WAVEFORMS



**LOAD TRANSIENT
($L = 10\mu H$, 500μs PULSE)**



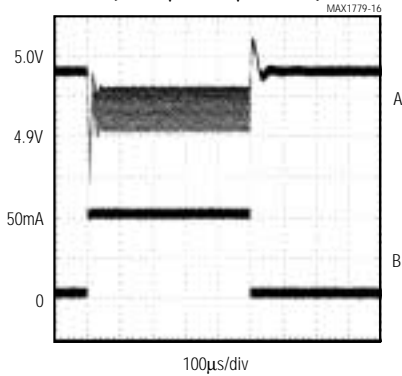
低電力、トリプル出力、TFT LCD DC-DC コンバータ

MAX1779

標準動作特性(続き)

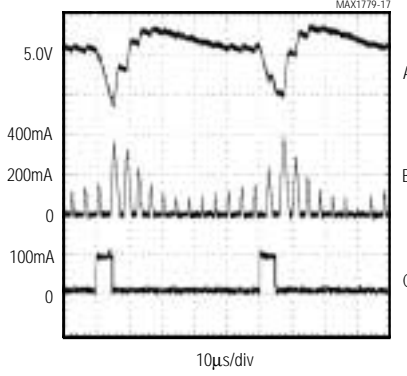
(Circuit of Figure 5, $V_{IN} = +3.3V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

**LOAD TRANSIENT WITHOUT INTEGRATOR
(L = 10 μ H, 500 μ s PULSE)**



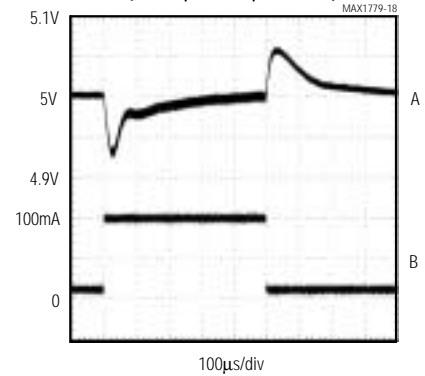
A. $V_{MAIN} = 5V$, 50mV/div
B. $V_{MAIN} = 5mA$ to 50mA, 25mA/div
INTG = REF, FIGURE 6

**LOAD TRANSIENT WITHOUT INTEGRATOR
(L = 10 μ H, 5 μ s PULSE)**



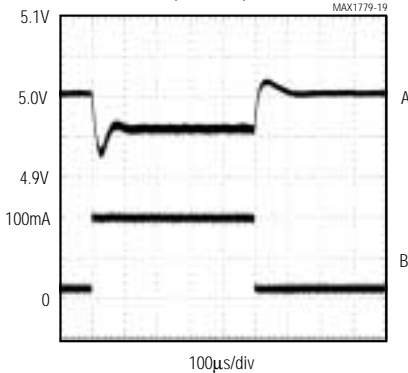
A. $V_{MAIN} = 5V$, 100mV/div
B. I_L , 200mA/div
C. $I_{MAIN} = 10mA$ to 100mA, 100mA/div
INTG = REF, FIGURE 6

**LOAD TRANSIENT
(L = 33 μ H, 500 μ s PULSE)**



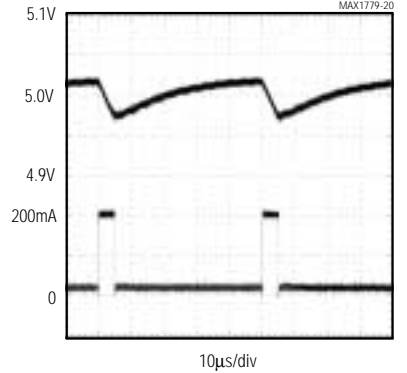
A. $V_{MAIN} = 5V$, 50mV/div
B. $I_{MAIN} = 10mA$ to 100mA, 50mA/div
FIGURE 5

**LOAD TRANSIENT WITHOUT INTEGRATOR
(L = 33 μ H, 500 μ s PULSE)**



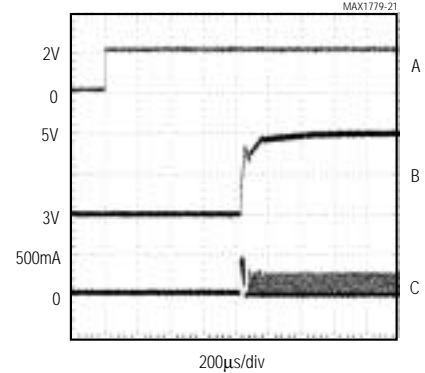
A. $V_{MAIN} = 5V$, 50mV/div
B. $I_{MAIN} = 10mA$ to 100mA, 50mA/div
INTG = REF, FIGURE 5

**LOAD TRANSIENT
(L = 33 μ H, 5 μ s PULSE)**



A. $V_{MAIN} = 5V$, 50mV/div
B. $I_{MAIN} = 20mA$ to 200mA, 100mA/div
FIGURE 5

**STARTUP WAVEFORM
(L = 10 μ H)**



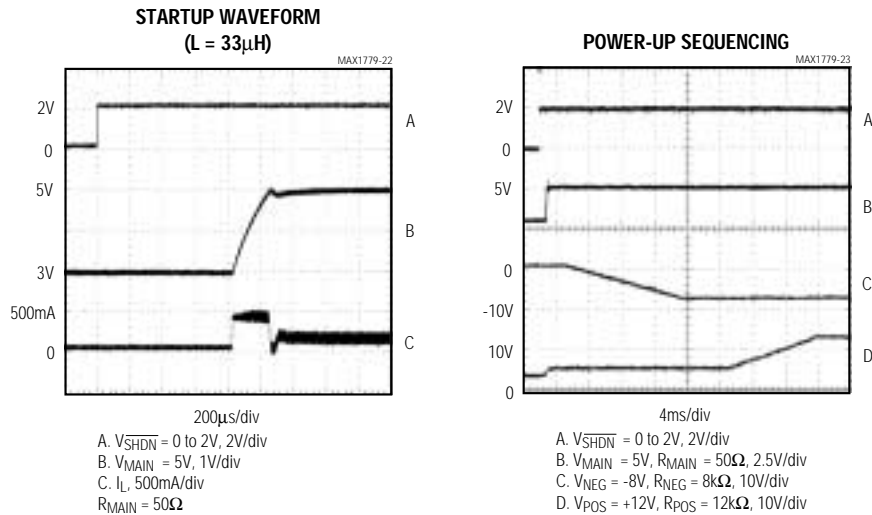
A. $\overline{VSDN} = 0$ to 2V, 2V/div
B. $V_{MAIN} = 5V$, 1V/div
C. I_L , 500 mA/div
FIGURE 6, $R_{MAIN} = 100\Omega$

低電力、トリプル出力、TFT LCD DC-DC コンバータ

MAX1779

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	\overline{RDY}	アクティブローオープンドレイン出力。全ての出力が準備完了であることを示します。オン抵抗は125 (typ)です。
2	FB	メインブーストレギュレータフィードバック入力。公称1.25Vに安定化します。フィードバック抵抗分圧器はアナロググランド(GND)に接続して下さい。
3	INTG	メインブースト積分器出力。使用する場合は、アナロググランド(GND)との間に2200pFを接続して下さい。積分器をディセーブルするには、REFに接続して下さい。
4	IN	電源入力。入力範囲は+2.7V ~ +5.5V。INとGNDの間を0.1 μ Fのコンデンサでバイパスして下さい。このコンデンサは各ピンのできるだけ近くに取り付けて下さい。
5	GND	アナロググランド。ICの下の電源グランド(PGND)に接続して下さい。
6	REF	内部リファレンスバイパス端子。この端子とアナロググランド(GND)の間に0.22 μ Fコンデンサを接続して下さい。50 μ Aまでの外部負荷能力を持っています。
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に安定化します。フィードバック抵抗分圧器をアナロググランド(GND)に接続して下さい。
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に安定化します。
9	\overline{SHDN}	アクティブローロジックレベルシャットダウン入力。 \overline{SHDN} をINに接続すると通常動作になります。

低電力、トリプル出力、TFT LCD DC-DC コンバータ

MAX1779

端子説明(続き)

端子	名称	機能
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} 、ローレベルはPGNDです。
11	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PGNDにバイパスして下さい。
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} 、ローレベルはPGNDです。
13	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PGNDにバイパスして下さい。
14	PGND	電源グランド。ICの下のGNDに接続して下さい。
15	LX	メインブーストレギュレータパワー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はできるだけPGNDの近くに接続して下さい。
16	TGND	グランドに接続する必要があります。

詳細

MAX1779は、TFT LCDアプリケーション用の高効率トリプル出力電源です。本デバイスは、1つの高電力ステップアップコンバータ及び2つの低電力チャージポンプを備えています。主要なブーストコンバータは内部NチャンネルMOSFETを使用して最大効率を提供し、外部部品点数を最小限に抑えています。メインブーストコンバータの出力電圧(V_{MAIN})は、外部抵抗によって $V_{IN} \sim 13V$ の範囲で設定可能です。

デュアルチャージポンプは、それぞれ個別に正出力(V_{POS})と負出力(V_{NEG})を安定化します。これらの低電力出力は、外部ダイオードと(必要な段数の)コンデンサ段を使用して出力電圧を $-40V \sim +40V$ の範囲で安定化させます。マキシム社独自のレギュレーションアルゴリズムにより、出力リップル及び両チャージポンプ用コンデンサのサイズは最小限に抑えられています。

MAX1779にはさらに、最大50 μ Aまでの電流ソースとなる高精度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、障害検出及びアクティブローのオープンドレインレディ出力を備えています。

メインブーストコンバータ

MAX1779のメインステップアップコンバータは、一定の250kHz内部発振器周波数でスイッチングすることにより、小型インダクタ及び出力コンデンサの使用を可能にしています。MOSFETのスイッチパルス幅を変調することにより、各スイッチングサイクルで転送される電力を制御し、出力電圧を安定化します。

PWM動作中、内部クロックの立上がりエッジがフリップフロップを設定し、これによりNチャンネルMOSFETがターンオンします(図1)。電圧エラー、スロープ補償及び電流フィードバック信号がコンバータをトリップして、フリップフロップをリセットした時に、スイッチは

ターンオフします。スイッチはクロックサイクルの残りの期間中オフ状態に留まります。出力電圧エラー信号が変化すると、スイッチ電流のトリップレベルがシフトし、その結果MOSFETのデューティサイクルが変調されます。

デュアルチャージポンプレギュレータ

MAX1779は、2つの個別の低電力チャージポンプを備えています。1つのチャージポンプは電源電圧(SUPN)を反転させて、安定化負出力電圧を生成します。もう1つのチャージポンプは、電源電圧(SUPP)を2倍にして、安定化正出力電圧を提供します。MAX1779は、電力転送の制御用に内部Pチャンネル及びNチャンネルのMOSFETを備えています。内部MOSFETは、125kHz($0.5 \times f_{osc}$)の一定周波数でスイッチングします。

負チャージポンプ

サイクルの前半においては、PチャンネルのMOSFETがターンオンして、フライングコンデンサC5が V_{SUPN} からダイオードドロップを差し引いた電圧まで充電します(図2)。サイクルの後半においては、PチャンネルのMOSFETがターンオフして、NチャンネルMOSFETがターンオンし、C5をレベルシフトします。これにより、C5が蓄積コンデンサC6と並列に接続されます。C6の両端電圧からダイオードドロップを差し引いた電圧がC5の両端電圧よりも低い場合は、ダイオード(D5)がターンオフするまで電荷がC5からC6に流れます。出力に転送される電荷量は、可変Nチャンネルのオン抵抗によって制御されます。

正チャージポンプ

サイクルの前半においては、NチャンネルMOSFETがターンオンして、フライングコンデンサC3を充電します(図3)。この初期電荷は、Nチャンネルの可変オン抵抗により制御されます。サイクルの後半においては、NチャンネルMOSFETがターンオフして、PチャンネルMOSFETがターンオンし、C3を V_{SUPP} だけレベルシフトします。

低電力、トリプル出力、TFT LCD DC-DC コンバータ

MAX1779

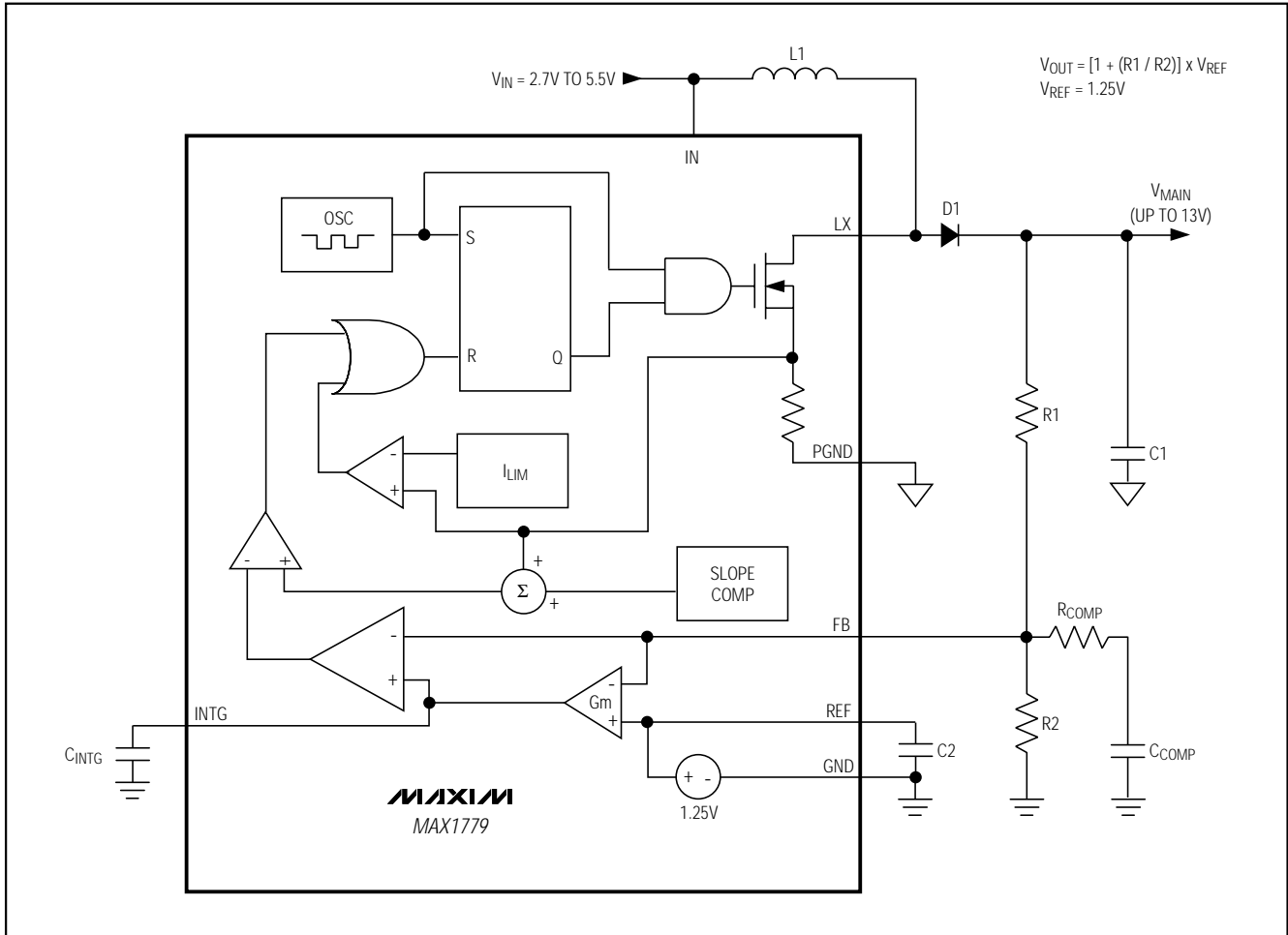


図1. PWMブーストコンバータのブロック図

これにより、C3が蓄積コンデンサC4と並列に接続されます。C4の両端電圧とダイオードドロップの和($V_{POS} + V_{DIODE}$)が、レベルシフトされたフライングコンデンサの電圧($V_{C3} + V_{SUPP}$)よりも小さい場合は、ダイオード(D3)がターンオフするまで電荷がC3からC4に流れます。

ソフトスタート

メインブーストレギュレータは、ソフトスタート機能を備えていません。

チャージポンプの場合、ソフトスタートは出力電圧の立上がりレートを制御することにより実現されます。出力電圧は、出力容量や負荷にかかわらず16ms以内に安定化し、レギュレータの出力インピーダンスによってのみ制限されます(「標準動作特性」の「Startup Waveforms」を参照)。

シャットダウン

\overline{SHDN} がロジックローレベルになると、MAX1779の3つ全てのコンバータとリファレンスがディセーブル

されます。シャットダウン中、電源電流は0.1 μ Aに低減するため、バッテリー寿命が最大限に延長され、リファレンスはグランドに引き下げられます。各出力電圧が衰退する速度は、出力容量及び負荷電流に依存します。MAX1779は、 \overline{SHDN} がロジックレベルハイになると起動します(「パワーアップシーケンス」を参照)。 \overline{SHDN} をフローティングにして置かないで下さい。使用しない場合は \overline{SHDN} をINに接続して下さい。

パワーアップシーケンス

パワーアップ時又はシャットダウン解除時に、MAX1779はパワーアップシーケンスを開始します。最初にリファレンスがパワーアップします。次に、メインのDC-DCステップアップコンバータがパワーアップします。メインブーストコンバータが安定化すると、負のチャージポンプがターンオンします。負出力電圧が公称値($V_{FBN} < 120\text{mV}$)の約90%に達すると、正のチャージポンプが起動します。最後に、正出力電圧が公称値($V_{FBP} > 1.125\text{V}$)の90%に達すると、アクティブラーのレディ信号(\overline{RDY})がローに引き下げられます(「パワーレディ」の項を参照)。

低電力、トリプル出力、TFT LCD DC-DC コンバータ

MAX1779

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がターンオンしてRDYをローに引き下げます(オン抵抗は125 Ω)。障害が検出されると、内部オープンドレインMOSFETはハイインピーダンスになります。ロジックレベル出力用を得るためには、RDYとINの間に100k Ω プルアップ抵抗を接続して下さい。

障害検出

RDYがローになると、その検出スレッシュホールド以下に下がる出力がある場合、RDYが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ュホールドは1.05Vです。メインブーストコンバータの障害スレッシュホールドは公称値($V_{FB} < 1.1V$)の88%です。負チャージポンプの障害スレッシュホールドは公称値($V_{FBN} < 140mV$)の約88%です。正チャージポンプの障害スレッシュホールドは公称値($V_{FBP} < 1.11V$)の88%です。

出力に障害が検出されると、パワーシーケンスにおける後続の出力は全てシャットダウンし、障害のある出力がそのパワーアップスレッシュホールドを超えて上昇するまでその状態が続きます。例えば、負のチャージポンプの出力電圧が障害検出スレッシュホールドよりも低くなった場合、メインブーストコンバータは作動状態に留まりますが、正のチャージポンプはスイッチングを停止して、出力電圧が出力容量と負荷に応じて衰退します。正のチャージポンプの出力は、負のチャージポンプの出力電圧がパワーアップスレッシュホールドを超えて上昇するまでパワーアップしません(「パワーアップシーケンス」を参照)。

電圧リファレンス

REFにおける電圧は公称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つつ最大50 μA のソースが可能です(「標準動作特性」を参照)。REFとGNDの間に0.22 μF のバイパスコンデンサを接続して下さい。

設計手順

メインブーストコンバータ

インダクタの選択

インダクタの選択は、最低限必要なインダクタンス値、飽和定格、直列抵抗及びサイズに依存します。これらの要因は、コンバータの効率、最大出力負荷能力、過渡応答時間及び出力電圧リップルに影響します。殆どのアプリケーションでは、コントローラのスイッチング周波数として10 μH ~ 33 μH の範囲の値が適切です。

インダクタ値は、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、入力電圧及び出力電圧に依存します。MAX1779は、インダクタ値が高くなるほど高出力電流を供給して、出力リップルを減少させ、軽負荷で連続導電モードになりますが、回路の過渡応答時間は遅くなります。一方、低いインダクタ値の場合は過渡応答が速くなり、断続導電動作を続行し、物理的サイズは通常小さくなります。インダクタ値がサポートする最大出力電流は次式で計算されます。

A. 連続導電 :

$$I_{MAIN(MAX)} \geq \frac{1}{2} \left(\frac{V_{IN(MIN)}}{V_{MAIN}} \right) I_{LIM(MIN)}$$

であれば、

$$L \geq \frac{1}{2} \left(\frac{1}{f} \right) \left(\frac{V_{IN(MIN)}}{V_{MAIN}} \right)^2 \left[\frac{V_{MAIN} - V_{IN(MIN)}}{\left(\left(\frac{V_{IN(MIN)}}{V_{MAIN}} \right) I_{LIM(MIN)} \right) - I_{MAIN(MAX)}} \right]$$

B. 断続導電 :

$$I_{MAIN(MAX)} < \frac{1}{2} \left(\frac{V_{IN(MIN)}}{V_{MAIN}} \right) I_{LIM(MIN)}$$

であれば、

$$L \geq 2 \left(\frac{1}{f} \right) \left[\frac{I_{MAIN(MAX)} (V_{MAIN} - V_{IN(MIN)})}{I_{LIM(MIN)}^2} \right]$$

ここで、 $I_{LIM(MIN)} = 350mA$ で、 $f = 250kHz$ です(「Electrical Characteristics」を参照)。

インダクタの飽和電流定格は、通常動作全範囲においてピークインダクタ電流を超えるようにして下さい。障害条件においては、インダクタの最大電流は最高600mA($I_{LIM(MAX)}$)、(「Electrical Characteristics」を参照)に達することがあります。但し、MAX1779は高速電流制限回路を備えているため、ソフト飽和インダクタを使用することによってICを保護します。

インダクタのDC抵抗は、インダクタにおける電力損失のために効率に大きく影響を及ぼします。インダクタの直列抵抗(P_{LR})を原因とする電力損失は次式で近似できます。

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

低電力、トリプル出力、TFT LCD DC-DC コンバータ

ここで、 R_L はインダクタの直列抵抗です。最高の性能を得るには、内部NチャンネルMOSFETのオン抵抗(1 typ)よりも小さい抵抗値を持つインダクタを使用して下さい。

出力コンデンサ

出力コンデンサの選択は、回路の安定性及び出力電圧リップルに左右されます。MAX1779の出力電流能力を最大にするには、インダクタを連続導電モードで動作させる必要があります(「インダクタの選択」を参照)。推奨される最小出力容量は次の通りです。

$$C_{OUT} > \frac{60 \times L \times I_{MAIN(MAX)}}{V_{MAIN} \times V_{IN(MIN)}}$$

MAX1779は、高出力電流を必要としない構成において、全負荷範囲にわたって断続導電モードで動作する時、より低い出力容量の使用を可能にします。この条件下では、図6に示すように、少なくとも $10\mu\text{F}$ を推奨します。連続及び継続のいずれの導電動作においても、帯域幅を更に小さくして、安定化のマージンを増加させるために、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」を参照)。出力容量が十分大きい場合は、フィードバック補正を追加する必要はありません。尚、緩やかな負荷過渡を必要とし常に断続導電モードで動作する一部のアプリケーションにおいては、 $10\mu\text{F}$ 以下の出力容量を使用できます。

出力電圧リップルは、以下の式に示すように、2つのコンポーネントにより決定されます。1つは各LXパルスと共に出力コンデンサに保存される電荷の変動、もう1つは電流がコンデンサに入ったり出たりする時に発生するコンデンサの等価直列抵抗(ESR)における電圧ドロップです。

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

値の低いセラミックコンデンサの場合、出力電圧リップルは $V_{RIPPLE(C)}$ により支配されます。

積分器コンデンサ

MAX1779に内蔵されている電流積分器は、DC負荷のレギュレーションを改善しますが、ピーク間の過渡電圧を増加させます(「標準動作特性」の「Load Transient Waveforms」を参照)。DC負荷レギュレーションの精度を高めるには、コンデンサをINTGに接続して積分器をイネーブルして下さい。最小コンデンサ値として、 $C_{OUT}/10\text{k}$ 又は 1nF のどちらか大きい方を選択する必要があります。又、DC負荷レギュレーションを犠牲にしてピーク間過渡電圧を最小限に抑えたい時は、INTGをREFに接続し、GNDとの間に 100k 抵抗を追加することによって積分器をディセーブルして下さい。

フィードバック補償

フィードバックノードにおける補償は、安定性に十分なマージンを持たせるために必要です。極ゼロのペアを、補償抵抗(図5と図6の R_{COMP})の形式で補償コンデンサ(図5と図6の C_{COMP})と直列接続して、FBとGNDの間に追加して下さい。連続導電動作に対しては、ローサイドフィードバック抵抗 R_2 の半分の値の R_{COMP} を選択します。断続導電動作に対しては、 R_2 の $1/5$ の値の R_{COMP} を選択します。

$(220\text{pF} \times R_{COMP})/10\text{k}$ の補償コンデンサ値から始めて値を増加し、必要に応じてDCの安定性を改善して下さい。大きな補償値を選択すると、コンバータの応答時間は遅くなります。補償コンデンサ値を増加する度に、スタートアップ波形に過剰なオーバershootが存在しないことを確認して下さい。

チャージポンプ

効率に関する考慮

MAX1779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と似ており、出力電流が小さい時は自己消費電流に、出力電流が大きい時は入力電圧に支配されます(「標準動作特性」を参照)。つまり、最大効率は次式で近似されます。

$$\text{効率} \cong |V_{NEG}| / [V_{IN} \times N];$$

(負のチャージポンプの場合)

$$\text{効率} \cong V_{POS} / [V_{IN} \times (N + 1)];$$

(正のチャージポンプの場合)

ここで、Nはチャージポンプ段の数です。

出力電圧の選択

正出力電圧は、出力(V_{POS})、FBP及びGNDに分圧器を接続することにより調整して下さい(「標準動作回路」を参照)。負出力電圧は、出力(V_{NEG})、FBN及びREFに分圧器を接続することにより調整して下さい。R4及びR6は $50\text{k} \sim 100\text{k}$ の範囲で選んで下さい。抵抗値が大きいと、低出力電流における効率は向上しますが、フィードバック入力バイアス電流のために出力電圧エラーが増加します。残りの抵抗は次式で計算して下さい。

$$R_3 = R_4 [(V_{POS} / V_{REF}) - 1]$$

$$R_5 = R_6 (|V_{NEG} / V_{REF}|)$$

ここで、 $V_{REF} = 1.25\text{V}$ です。 V_{POS} は $V_{SUPP} \sim +40\text{V}$ の範囲、 V_{NEG} は $0 \sim -40\text{V}$ 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の値を増やすと、出力電流能力が増加します。ある一定以上になると容量を増やしても殆ど効果はなくなります。これは、出力電流能力が内部スイッチの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です。

低電力、トリプル出力、TFT LCD DC-DC コンバータ

MAX1779

まず、0.1µFのセラミックコンデンサから始めて下さい。低電流アプリケーションにおいては、さらに小さな値も使用できます。

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を減少させると、出力リップル電圧とピーク間過渡電圧が減少します。次の等式を使用して必要なコンデンサ値を概算して下さい。

$$C_{PUMP} \geq [I_{PUMP} / (125\text{kHz} \times V_{RIPPLE})]$$

チャージポンプの入力コンデンサ

ハイパスコンデンサの値はフライングコンデンサの値と同等、又は大きくなるようにします。コンデンサはICにできるだけ近づけて配置し、PGNDに直接接続します。

整流器のダイオード

電流定格が平均出力電流の4倍以上で、電気定格が V_{SUPP} (正チャージポンプの場合)及び V_{SUPN} (負チャージポンプの場合)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。

PCボードのレイアウト及びグラウンディング

グラウンドバウンズとノイズを最小限に抑えるためには、注意深いプリント回路レイアウトが非常に重要です。最初に、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LX及びPGNDから5mm以内に、幅広の配線を使用してビア無しで配置して下さい。次に、0.1µF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及びSUPN)の近くに配置し、PGNDピンに接続して下さい。チャージポンプ回路はできるだけICの近くにして下さい(幅広の配線を使用し、できる限りビアの使用を避けます)。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ピンにできるだけ近づけて配置します。PCボードは、GNDとPGND領域を個別に持ち、それらがICの下の1点のみで接続されるようにして下さい。出力電力と効率を最大化し、出力電力リップル電圧を最小化するには、電源グラウンド配線の幅を特に広く取り、そこにICの電源グラウンドピンを直接ハンダ付けして下さい。スイッチングノード及び高電流ラインの近くに損傷しやすい回路パターンを配置しないようにして下さい。

適切なボードレイアウトの例については、MAX1779の評価キットを参照して下さい。

アプリケーション情報 _____

LXチャージポンプ

アプリケーションの中には、低電源電圧が原因で複数のチャージポンプ段を必要とするものがあります。回路

サイズを小さくして部品数を少なくするには、安定化されていないチャージポンプをLXスイッチングノードに追加できます。図4に示す構成は、ほとんどのアプリケーションに適しています。低電力チャージポンプの最大出力電流は、LXチャージポンプにより供給可能な最大負荷電流に依存し、次式によって制限されます。

$$I_{LXPUMP} = ((N + 1) \times I_{POS}) + (M + I_{NEG}) \leq 5\text{mA}$$

ここで、Nは低電力の正チャージポンプの段数、Mは負チャージポンプの段数を表します。大きな出力電流を必要とするアプリケーションはLXチャージポンプを使用すべきではないため、正負両方の低電力チャージポンプに段数を追加する必要があります。安定化されていないチャージポンプの出力コンデンサは、メインのレギュレータを安定させるために、メイン出力の上部に重ねる必要があります。メインレギュレターループにおける追加チャージポンプへの容量に対して補償を行うために、積分器コンデンサを増加する必要が生じることもあります。

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

チップ情報 _____

TRANSISTOR COUNT: 2846

低電力、トリプル出力、TFT LCD DC-DC コンバータ

MAX1779

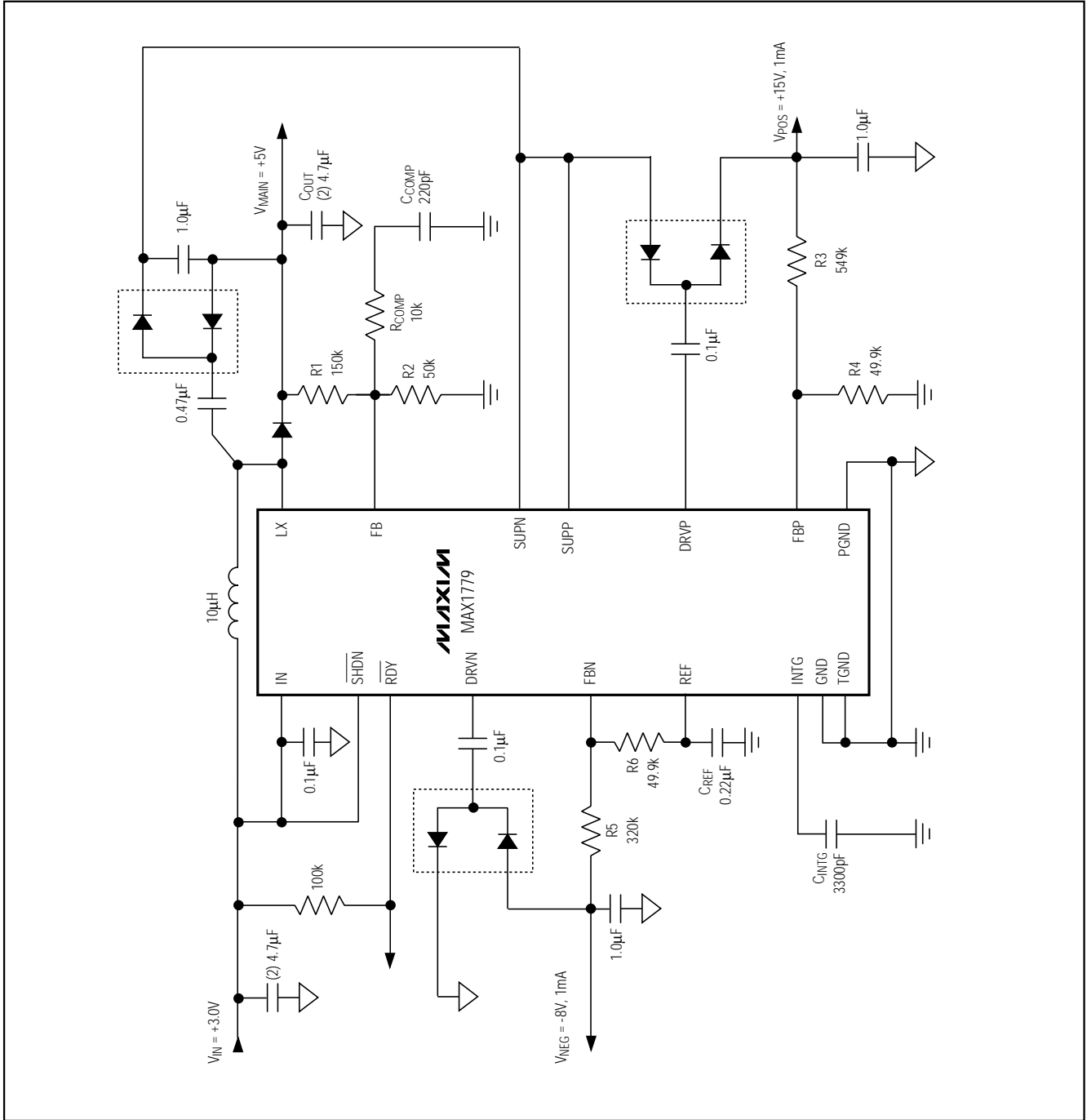


図4. チャージポンプの段数の最小化

低電力、トリプル出力、TFT LCD DC-DC コンバータ

MAX1779

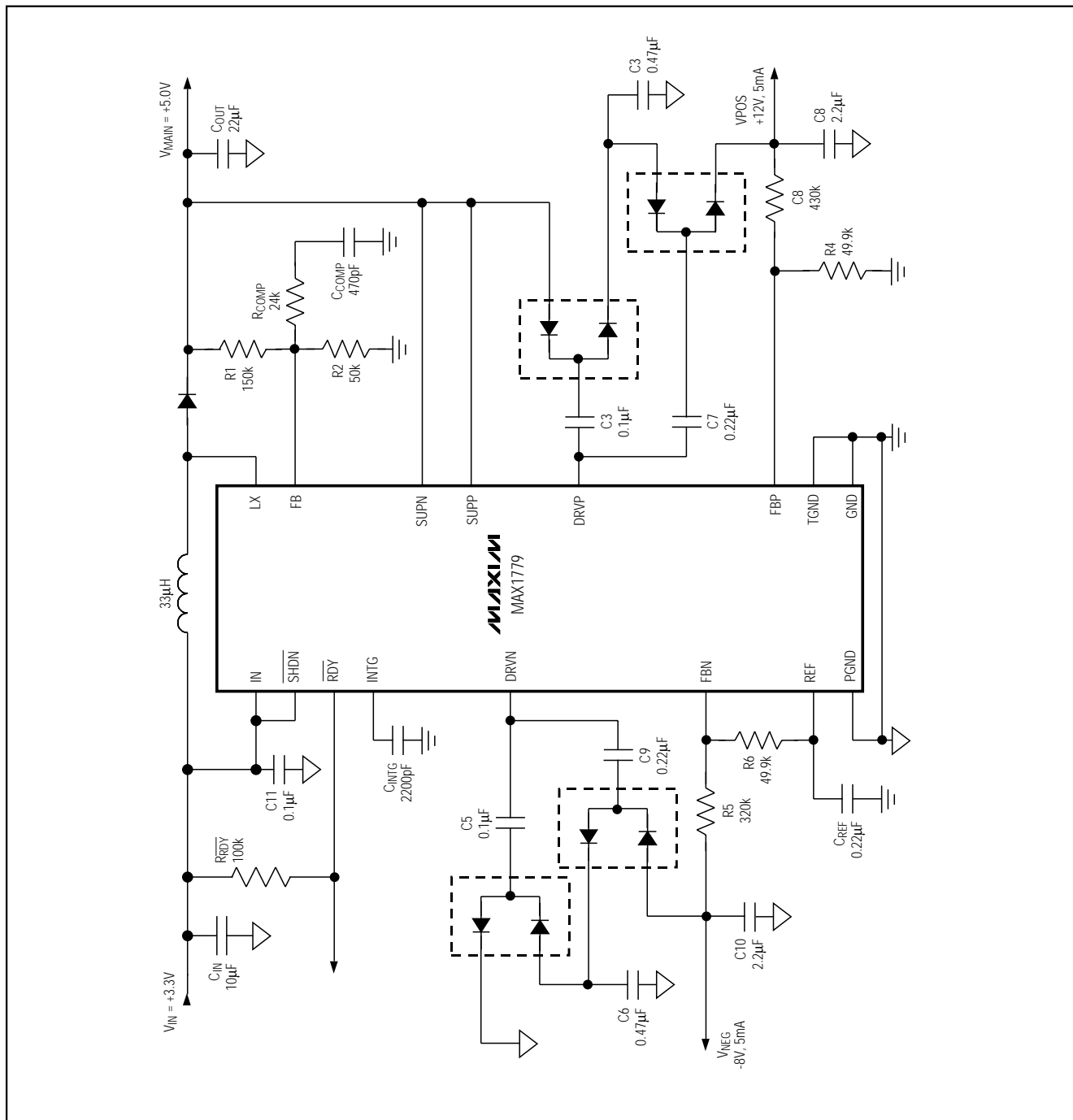


図5. 標準動作回路(L = 33µH)

低電力、トリプル出力、TFT LCD DC-DC コンバータ

MAX1779

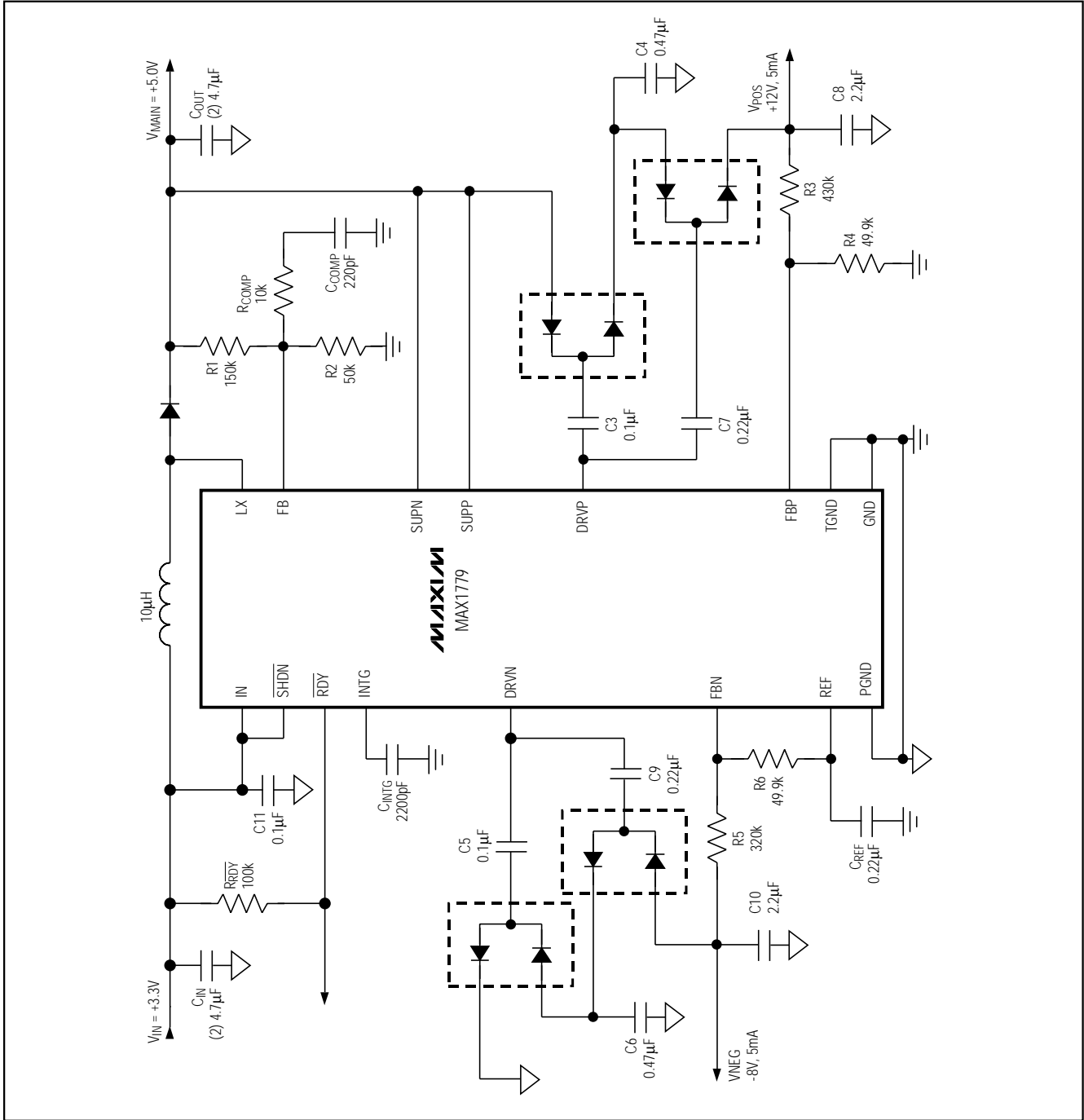


図6. 標準動作回路(L = 10µH)

低電力、トリプル出力、TFT LCD DC-DC コンバータ

MAX1779

パッケージ

COMMON DIMENSIONS

SYMBOL	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A	—	1.10	—	.043
A ₁	0.05	0.15	.002	.006
A ₂	0.85	0.95	.033	.037
b	0.19	0.30	.007	.012
b ₁	0.19	0.25	.007	.010
c	0.090	0.20	.0035	.008
c ₁	0.090	0.135	.0035	.0053
D	SEE VARIATIONS		SEE VARIATIONS	
E	4.30	4.50	.169	.177
e	0.65 BSC		.026 BSC	
H	6.25	6.50	.246	.256
L	0.50	0.70	.020	.028
N	SEE VARIATIONS		SEE VARIATIONS	
Y	2.85	3.15	.112	.124
α	0°	8°	0°	8°

JEDEC	N	VARIATIONS				
		MILLIMETERS		INCHES		
		MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
AB	14	D	4.90	5.10	.193	.201
AC	16	D	4.90	5.10	.193	.201
AC-EP	16	D	4.90	5.10	.193	.201
		X	2.85	3.15	.112	.124
AD	20	D	6.40	6.60	.252	.260
AD-EP	20	D	6.40	6.60	.252	.260
		X	4.00	4.34	.157	.171
AF	24	D	7.70	7.90	.303	.311
AF	28	D	9.60	9.80	.378	.386
AF-EP		D	9.60	9.80	.378	.386
		X	5.35	5.65	.211	.222

NOTES:
 1. DIMENSIONS D AND E DO NOT INCLUDE FLASH.
 2. MOLD FLASH OR PROTRUSIONS NOT TO EXCEED .15 mm PER SIDE.
 3. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 4. MEETS JEDEC OUTLINE MD-153 VARIATIONS AB, AC, AD, AE, AF.
 5. DIMENSIONS X AND Y APPLY TO EXPOSED PAD (EP) VERSIONS ONLY.
 6. EXPOSED PAD FLUSH WITH BOTTOM OF PACKAGE WITHIN .002".

MAXIM
 PROPRIETARY INFORMATION
 TITLE: PACKAGE OUTLINE, TSSOP, 4.40mm BODY, 0.65mm PITCH
 APPROVAL: _____ DOCUMENT CONTROL NO: 21-0066 REV: C 1/1

注記：MAX1779 16ピンTSSOPはエクスポーズドパッド付ではありません。

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(Horizon 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。

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