

高効率、電流モード、 反転PWMコントローラ

MAX1846/MAX1847

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

IN, $\overline{\text{SHDN}}$ to GND-0.3V to +20V
 PGND to GND-0.3V to +0.3V
 VL to PGND for $V_{\text{IN}} \leq 5.7\text{V}$ -0.3V to ($V_{\text{IN}} + 0.3\text{V}$)
 VL to PGND for $V_{\text{IN}} > 5.7\text{V}$ -0.3V to +6V
 EXT to PGND-0.3V to ($V_{\text{IN}} + 0.3\text{V}$)
 REF, COMP to GND-0.3V to (VL + 0.3V)
 CS, FB, FREQ, POL, SYNC to GND-0.3V to +6V

Continuous Power Dissipation ($T_A = +70^\circ\text{C}$)
 10-Pin μMAX (derate 5.6mW/ $^\circ\text{C}$ above $+70^\circ\text{C}$)444mW
 16-Pin QSOP (derate 8.3mW/ $^\circ\text{C}$ above $+70^\circ\text{C}$)696mW
 Operating Temperature Range -40°C to $+85^\circ\text{C}$
 Junction Temperature $+150^\circ\text{C}$
 Storage Temperature Range -65°C to $+150^\circ\text{C}$
 Lead Temperature (soldering, 10s) $+300^\circ\text{C}$

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

($V_{\overline{\text{SHDN}}} = V_{\text{IN}} = +12\text{V}$, SYNC = GND, PGND = GND, R_{FREQ} = 147k Ω \pm 1%, C_{VL} = 0.47 μF , C_{REF} = 0.1 μF , $T_A = 0^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
PWM CONTROLLER					
Operating Input Voltage Range		3.0		16.5	V
UVLO Threshold	V_{IN} rising		2.8	2.95	V
	V_{IN} falling	2.6	2.74		
UVLO Hysteresis			60		mV
FB Threshold	No load	-12	0	12	mV
FB Input Current	$V_{\text{FB}} = -0.1\text{V}$	-50	-6	50	nA
Load Regulation	C _{COMP} = 0.068 μF , $V_{\text{OUT}} = -48\text{V}$, $I_{\text{OUT}} = 20\text{mA}$ to 200mA (Note 1)	-1		0	%
Line Regulation	C _{COMP} = 0.068 μF , $V_{\text{OUT}} = -48\text{V}$, $V_{\text{IN}} = +8\text{V}$ to $+16.5\text{V}$, $I_{\text{OUT}} = 100\text{mA}$		0.04		%
Current-Limit Threshold		85	100	115	mV
CS Input Current	CS = GND		10	20	μA
Supply Current	$V_{\text{FB}} = -0.1\text{V}$, $V_{\text{IN}} = +3.0\text{V}$ to $+16.5\text{V}$		0.75	1.2	mA
Shutdown Supply Current	$\overline{\text{SHDN}} = \text{GND}$, $V_{\text{IN}} = +3.0\text{V}$ to $+16.5\text{V}$		10	25	μA
REFERENCE AND VL REGULATOR					
REF Output Voltage	$I_{\text{REF}} = 50\mu\text{A}$	1.236	1.25	1.264	V
REF Load Regulation	$I_{\text{REF}} = 0$ to 500 μA		-2	-15	mV
VL Output Voltage	$I_{\text{VL}} = 100\mu\text{A}$	3.85	4.25	4.65	V
VL Load Regulation	$I_{\text{VL}} = 0.1\text{mA}$ to 2.0mA		-20	-60	mV

高効率、電流モード、 反転PWMコントローラ

MAX1846/MAX1847

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{SHDN} = V_{IN} = +12V$, SYNC = GND, PGND = GND, RFREQ = 147k Ω \pm 1%, $C_{VL} = 0.47\mu F$, $C_{REF} = 0.1\mu F$, $T_A = 0^\circ C$ to $+85^\circ C$, unless otherwise noted.)

OSCILLATOR					
Oscillator Frequency	RFREQ = 500k Ω \pm 1%	90	100	110	kHz
	RFREQ = 147k Ω \pm 1%	255	300	345	
	RFREQ = 76.8k Ω \pm 1%	500			
Maximum Duty Cycle	RFREQ = 500k Ω \pm 1%	93	96	97	%
	RFREQ = 147k Ω \pm 1%	85	88	90	
	RFREQ = 76.8k Ω \pm 1%	80			
SYNC Input Signal Duty-Cycle Range		7		93	%
Minimum SYNC Input Logic-Low Pulse Width			50	200	ns
SYNC Input Rise/Fall Time	(Note 2)			200	ns
SYNC Input Frequency Range		100		550	kHz
DIGITAL INPUTS					
POL, SYNC, \overline{SHDN} Input High Voltage		2.0			V
POL, SYNC, \overline{SHDN} Input Low Voltage				0.45	V
POL, SYNC Input Current	POL, SYNC = GND or VL		20	40	μA
\overline{SHDN} Input Current	$V_{SHDN} = +5V$ or GND	-12	-4	0	μA
	$V_{SHDN} = +16.5V$		1.5	6	
SOFT-START					
Soft-Start Clock Cycles			1024		Cycles
Soft-Start Levels			64		
EXT OUTPUT					
EXT Sink/Source Current	$V_{IN} = +5V$, V_{EXT} forced to +2.5V		1		A
EXT On-Resistance	EXT high or low, tested with 100mA load, $V_{IN} = +5V$		2	5	Ω
	EXT high or low, tested with 100mA load, $V_{IN} = +3V$		5	10	

Note 1: Production test correlates to operating conditions.

Note 2: Guaranteed by design and characterization.

高効率、電流モード、 反転PWMコントローラ

MAX1846/MAX1847

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($\overline{\text{SHDN}} = \text{VIN} = +12\text{V}$, $\text{SYNC} = \text{GND}$, $\text{PGND} = \text{GND}$, $\text{RFREQ} = 147\text{k}\Omega \pm 1\%$, $\text{CVL} = 0.47\mu\text{F}$, $\text{CREF} = 0.1\mu\text{F}$, $\text{TA} = -40^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.) (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	MAX	UNITS
PWM CONTROLLER				
Operating Input Voltage Range		3.0	16.5	V
UVLO Threshold	VIN rising		2.95	V
	VIN falling	2.6		
FB Threshold	No load	-20	+20	mV
FB Input Current	$\text{V}_{\text{FB}} = -0.1\text{V}$	-50	+50	nA
Load Regulation	$\text{C}_{\text{COMP}} = 0.068\mu\text{F}$, $\text{V}_{\text{OUT}} = -48\text{V}$, $\text{I}_{\text{OUT}} = 20\text{mA to } 200\text{mA}$ (Note 1)	-2	0	%
Current Limit Threshold		85	115	mV
CS Input Current	$\text{CS} = \text{GND}$		20	μA
Supply Current	$\text{V}_{\text{FB}} = -0.1\text{V}$, $\text{VIN} = +3.0\text{V to } +16.5\text{V}$		1.2	mA
Shutdown Supply Current	$\overline{\text{SHDN}} = \text{GND}$, $\text{VIN} = +3.0\text{V to } +16.5\text{V}$		25	μA
REFERENCE AND VL REGULATOR				
REF Output Voltage	$\text{I}_{\text{REF}} = 50\mu\text{A}$	1.225	1.275	V
REF Load Regulation	$\text{I}_{\text{REF}} = 0 \text{ to } 500\mu\text{A}$		-15	mV
VL Output Voltage	$\text{I}_{\text{VL}} = 100\mu\text{A}$	3.85	4.65	V
VL Load Regulation	$\text{I}_{\text{VL}} = 0.1\text{mA to } 2.0\text{mA}$		-60	mV
OSCILLATOR				
Oscillator Frequency	$\text{RFREQ} = 500\text{k}\Omega \pm 1\%$	84	116	kHz
	$\text{RFREQ} = 147\text{k}\Omega \pm 1\%$	255	345	
Maximum Duty Cycle	$\text{RFREQ} = 500\text{k}\Omega \pm 1\%$	93	98	%
	$\text{RFREQ} = 147\text{k}\Omega \pm 1\%$	84	93	
SYNC Input Signal Duty-Cycle Range		7	93	%
Minimum SYNC Input Logic Low Pulse Width			200	ns
SYNC Input Rise/Fall Time	(Note 2)		200	ns
SYNC Input Frequency Range		100	550	kHz
DIGITAL INPUTS				
POL, SYNC, $\overline{\text{SHDN}}$ Input High Voltage		2.0		V
POL, SYNC, $\overline{\text{SHDN}}$ Input Low Voltage			0.45	V

高効率、電流モード、 反転PWMコントローラ

MAX1846/MAX1847

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

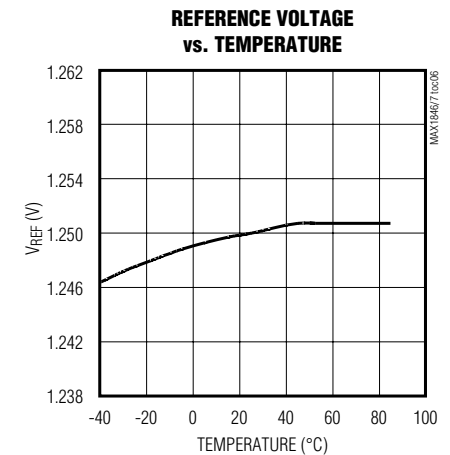
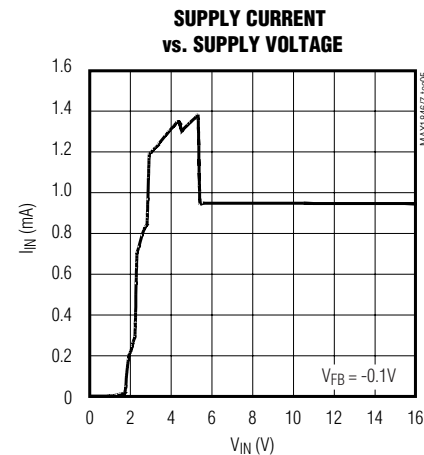
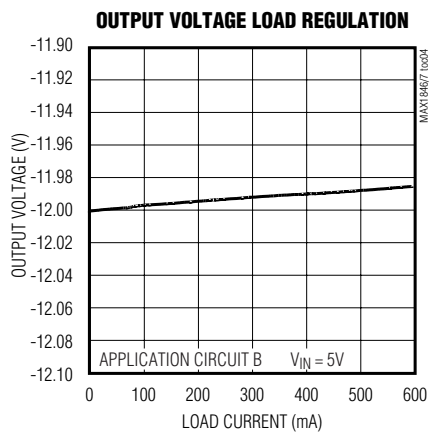
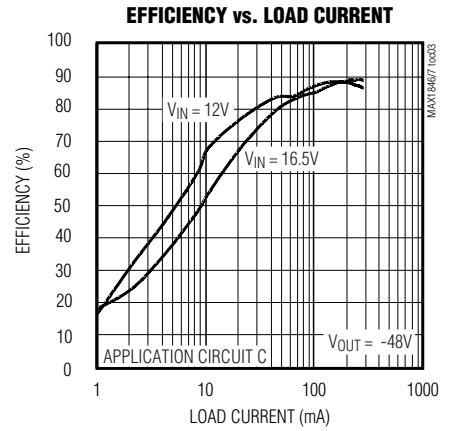
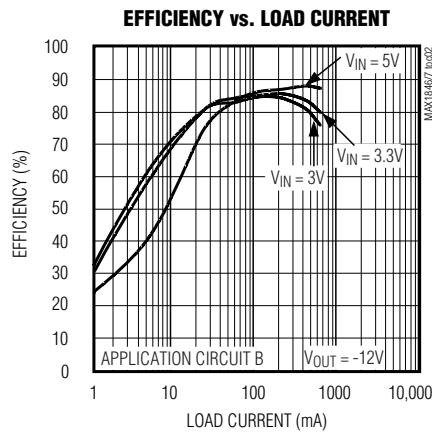
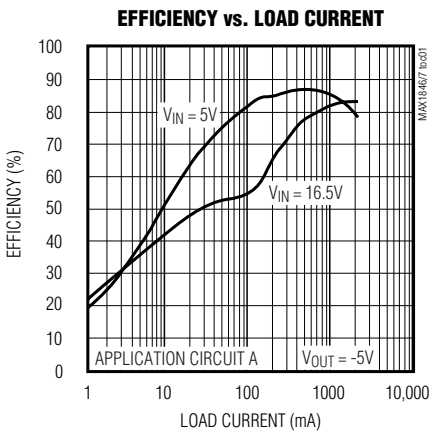
($V_{SHDN} = V_{IN} = +12V$, $SYNC = GND$, $PGND = GND$, $R_{FREQ} = 147k\Omega \pm 1\%$, $C_{VL} = 0.47\mu F$, $C_{REF} = 0.1\mu F$, $T_A = -40^\circ C$ to $+85^\circ C$, unless otherwise noted.) (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	MAX	UNITS
POL, SYNC Input Current	POL, SYNC = GND or VL		40	μA
SHDN Input Current	$V_{SHDN} = +5V$ or GND	-12	0	μA
	$V_{SHDN} = +16.5V$		6	
EXT OUTPUT				
EXT On-Resistance	EXT high or low, $I_{EXT} = 100mA$, $V_{IN} = +5V$		7.5	Ω
	EXT high or low, $I_{EXT} = 100mA$, $V_{IN} = +3V$		12	

Note 3: Parameters to $-40^\circ C$ are guaranteed by design and characterization.

標準動作特性

(Circuit references are from Table 1 in the *Main Application Circuits* section, $C_{VL} = 0.47\mu F$, $C_{REF} = 0.1\mu F$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

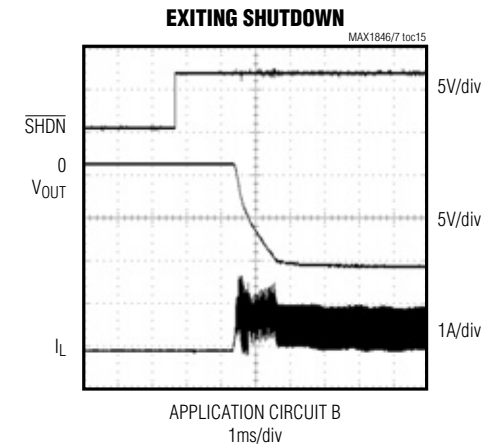
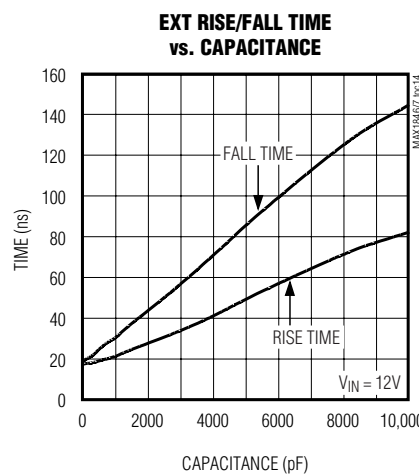
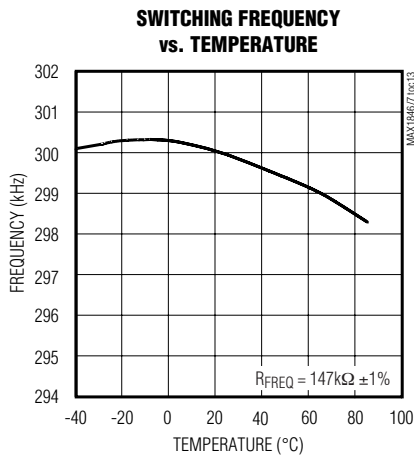
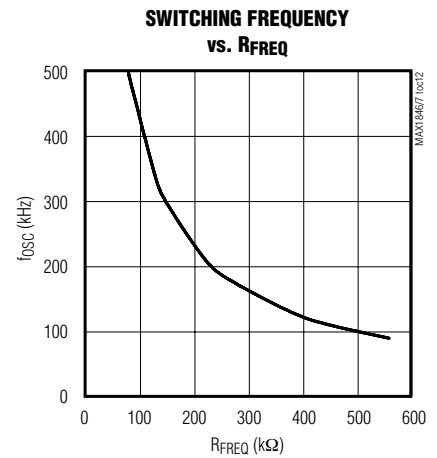
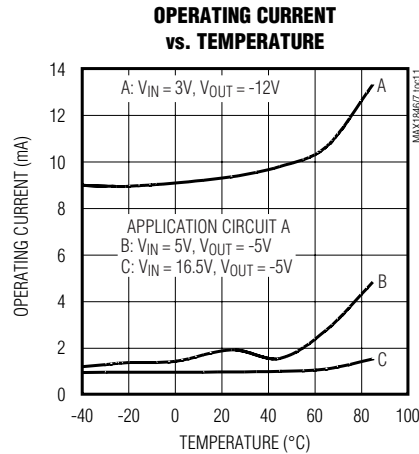
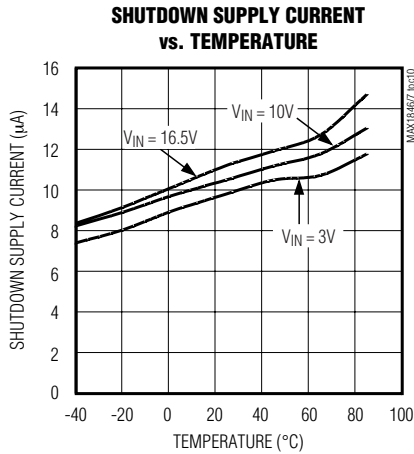
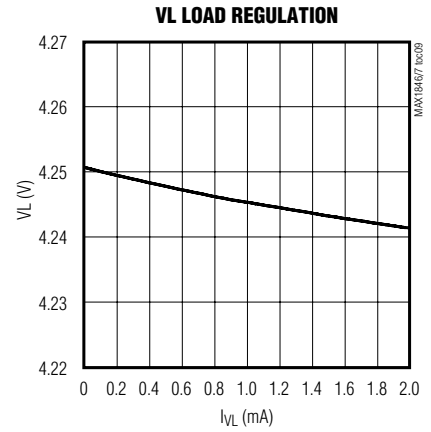
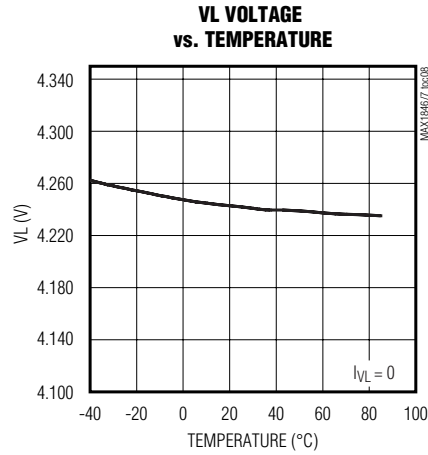
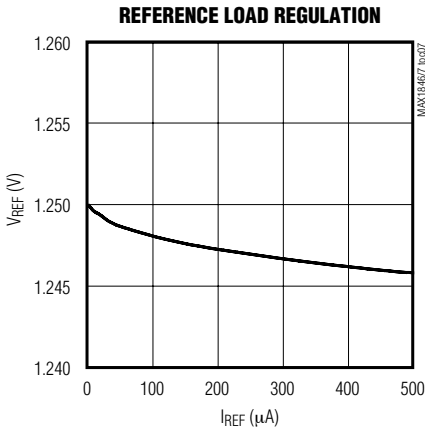


高効率、電流モード、 反転PWMコントローラ

MAX1846/MAX1847

標準動作特性(続き)

(Circuit references are from Table 1 in the *Main Application Circuits* section, $C_{VL} = 0.47\mu\text{F}$, $C_{REF} = 0.1\mu\text{F}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

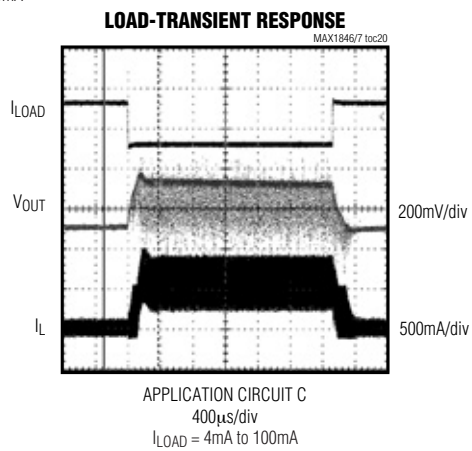
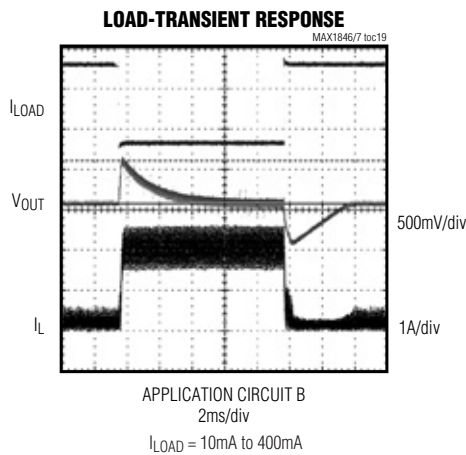
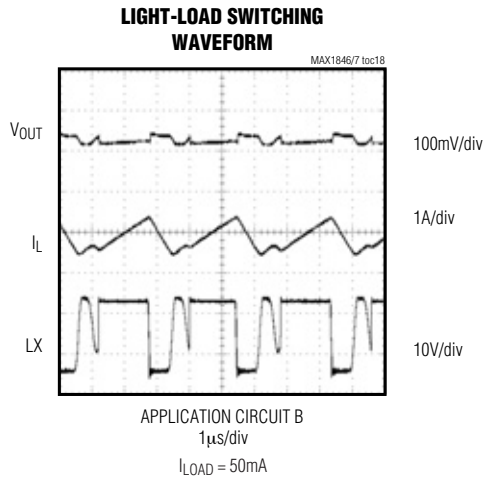
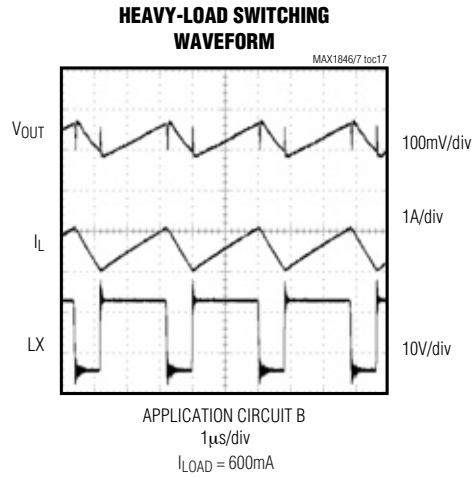
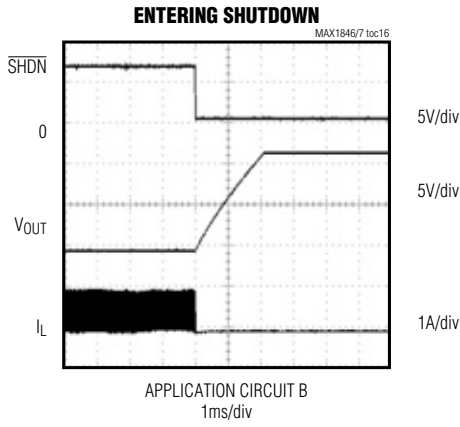


高効率、電流モード、 反転PWMコントローラ

MAX1846/MAX1847

標準動作特性(続き)

(Circuit references are from Table 1 in the *Main Application Circuits* section, $C_{VL} = 0.47\mu\text{F}$, $C_{REF} = 0.1\mu\text{F}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)



高効率、電流モード、 反転PWMコントローラ

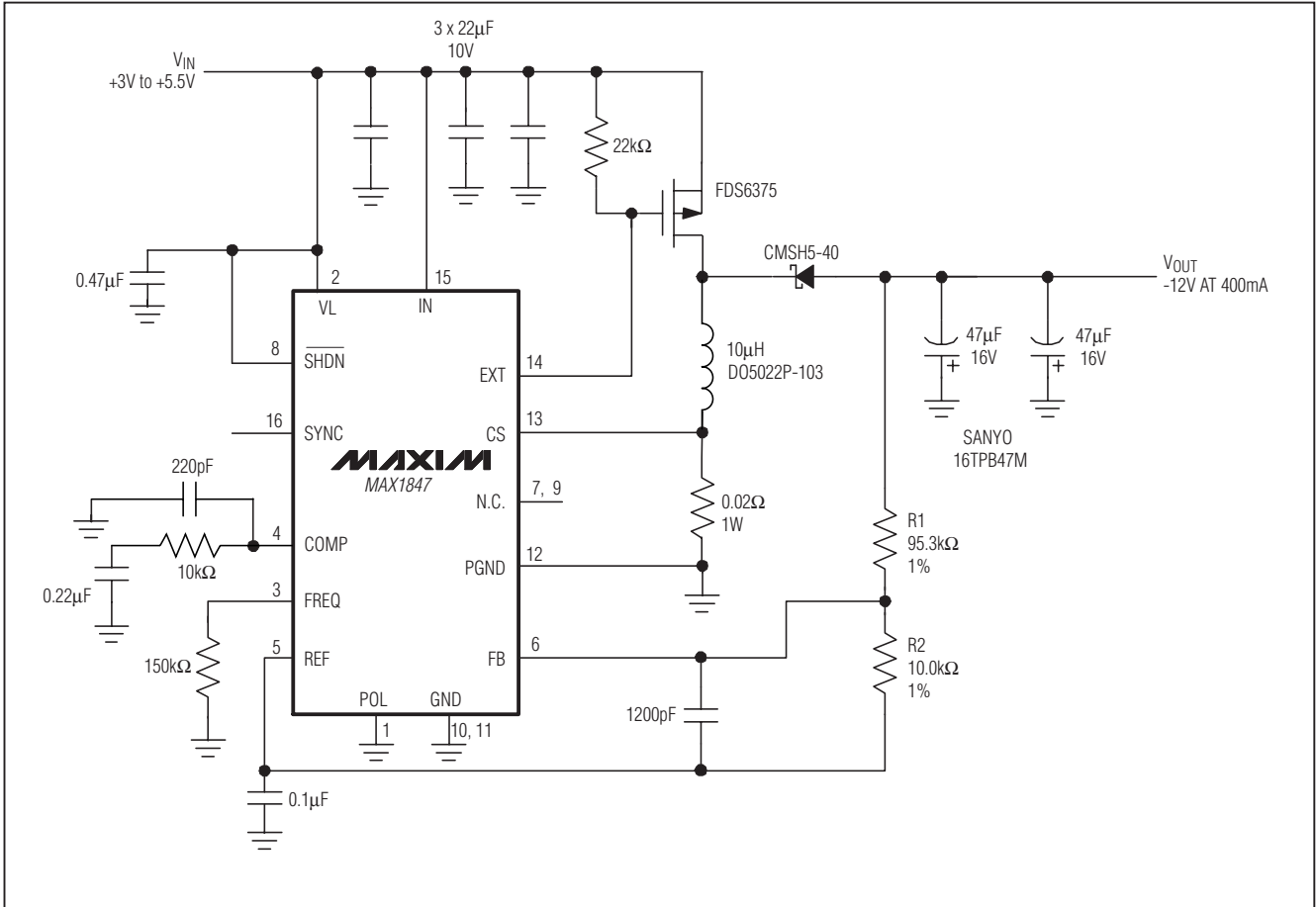
MAX1846/MAX1847

端子説明

端子		名称	機能
MAX1846	MAX1847		
—	1	POL	EXT端子の極性を設定します。EXTを外付けPMOS/ハイサイドFETに使用するよう設定する時は、POLをGNDに接続します。変圧器を使用するアプリケーションで、EXTを外付けNMOSローサイドFETに使用するよう設定する時は、POLをVLに接続します。
1	2	VL	VL低ドロップアウトレギュレータ。VLとGNDの間に0.47 μ Fセラミックコンデンサを接続して下さい。
2	3	FREQ	発振器周波数設定入力。内部発振器周波数を100kHz($R_{FREQ}=500k\Omega$)~500kHz($R_{FREQ}=76.8k\Omega$)に設定する時は、FREQとGNDの間に抵抗(R_{FREQ})を接続します。 R_{FREQ} は、SYNCに外部クロックが使用されている場合も必要です。動作周波数の設定の節を参照して下さい。
3	4	COMP	エラーアンプ/積分器用の補償ノード。COMPとGNDの間にループ補償用の直列抵抗/コンデンサ回路網を接続します。設計手順の項を参照して下さい。
4	5	REF	1.25V基準出力。REFは、最高500 μ Aまで供給することができます。REFからGNDに0.1 μ Fセラミックコンデンサによってバイパスして下さい。
5	6	FB	フィードバック入力。出力とREFの間に接続された抵抗分圧器の中間にFBを接続します。FBスレッシュホールドは0です。
—	7,9	N.C.	接続なし
—	8	$\overline{\text{SHDN}}$	シャットダウン制御。DC-DCコントローラをオフにする時は、 $\overline{\text{SHDN}}$ をローに駆動します。通常動作では、ハイに設定するかINに接続して下さい。
6	10,11	GND	アナロググランド。PGNDに接続します。
7	12	PGND	EXTドライバ及び負電流検出入力用のネガティブレール。GNDに接続します。
8	13	CS	正電流検出入力。CSとPGNDの間に電流検出抵抗(R_{CS})を接続して下さい。
9	14	EXT	外付けMOSFETゲートドライバ出力。EXTは、INからPGNDに変わります。
10	15	IN	電源入力
—	16	SYNC	動作周波数同期制御。 R_{FREQ} で内部発振器周波数を設定する時は、SYNCをローに駆動するかGNDに接続します。コンバータの動作周波数を外部から設定する時は、SYNCを論理レベルクロック入力信号で駆動します。DC-DC変換サイクルは、入力クロック信号の立上りで始まります。SYNCを外部信号で駆動する時にも、 R_{FREQ} がFREQに接続されていないことに注意して下さい。

高効率、電流モード、 反転PWMコントローラ

標準アプリケーション回路

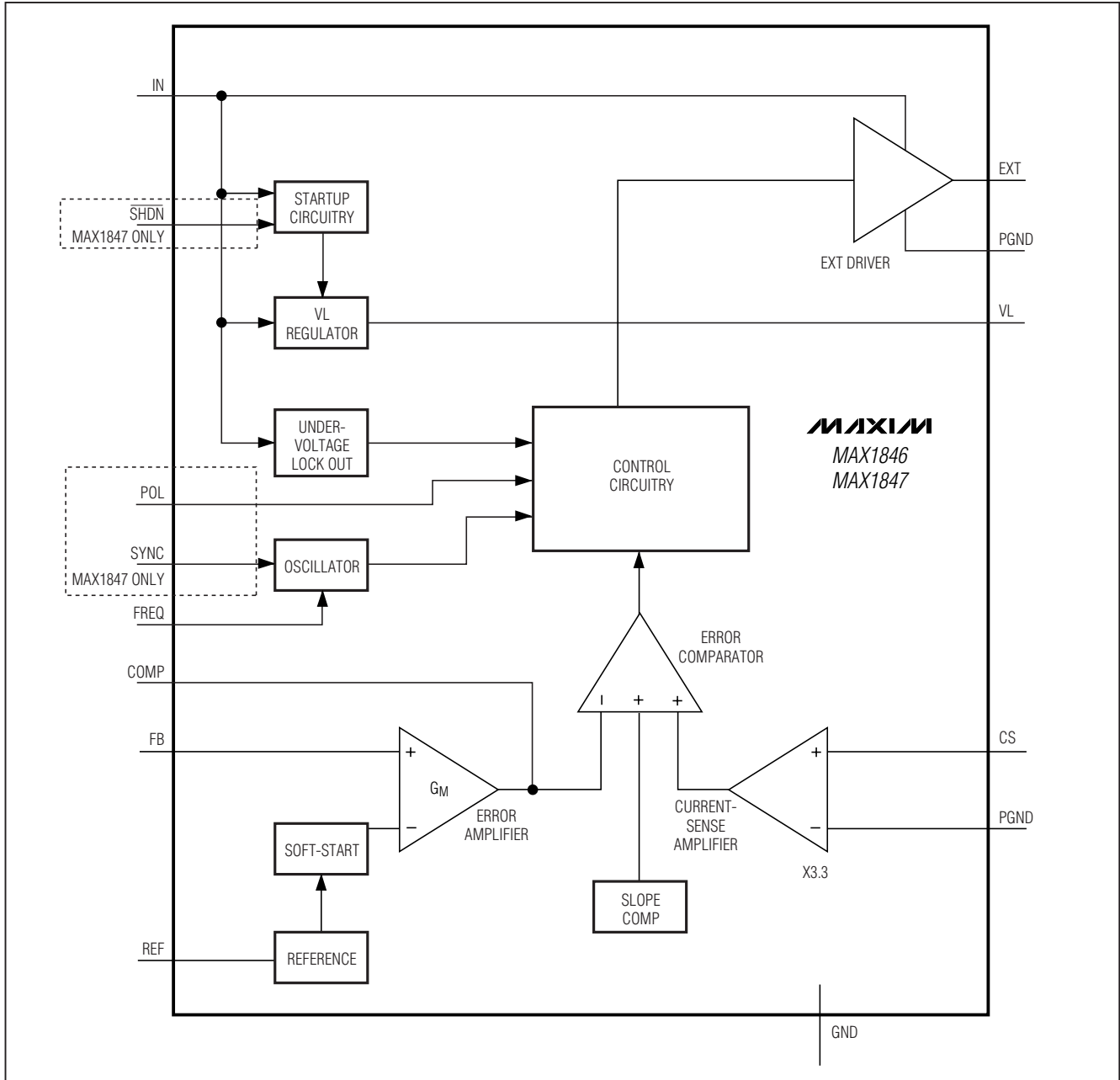


MAX1846/MAX1847

高効率、電流モード、 反転PWMコントローラ

ファンクションダイアグラム

MAX1846/MAX1847



詳細

MAX1846/MAX1847電流モードPWMコントローラは、-500mV~-200Vの出力電圧を生成するのに理想的な反転トポロジを使用しています。シャットダウン、調整可能な内部動作周波数又は外部クロックに対する同期、ソフトスタート、調整可能な電流制限、及び広い(+3V~+16.5V)入力電圧範囲などを備えています。

PWMコントローラ

MAX1846/MAX1847電流モードPWMコントローラのアーキテクチャは、出力エラー信号、電流検出信号、及びスロープ補償ランプ(ファンクションダイアグラム)を同時に処理するBiCMOSマルチ入力システムです。スロープ補償は、電流モードレギュレータが50%を超えるデューティサイクルで動作する場合に起こることがある副高調波発振を防ぎます。このコントローラは、デューティ比が入出力電圧比によって設定された固定周波数の電流モード動作を使用しています。電流モードのフィードバックループは、ピークインダクタ電流を出力エラー信号の関数として安定化します。

内部レギュレータ

MAX1846/MAX1847は、低ドロップアウトレギュレータ(LDO)を内蔵しています。このLDOは、4.25Vの出力を備え、ICの動作を幅広い入力電圧範囲(+3V~+16.5V)にわたって安定化させるという主な目的のために、MAX1846/MAX1847のすべての機能(EXTを除く)に電力を供給します。このレギュレータへの入力にはINに接続され、ドロップアウト電圧は一般に100mVです。したがって、 V_{IN} が4.35Vより低い時に、 V_L は一般に、 V_{IN} より100mV低くなります。LDOがドロップアウトしても、MAX1846/MAX1847は、3Vまでの低電圧の V_{IN} で動作します。最も高い性能を得るために、入力電圧が4.5Vより低い時は、 V_L をINに接続することを推奨します。

低電圧ロックアウト

MAX1846/MAX1847には、 V_L の電圧を監視する低電圧ロックアウト回路があります。 V_L が、スレッショルドUVLO(標準2.8V)より低くなると、制御ロジックが、PチャネルFETをオフにします(EXTがハイインピーダンス)。IC回路の残りの部分は、まだ電力が供給されており動作しています。 V_L が、スレッショルドUVLOより60mV高い値まで上昇した時、ICは、スタートアップ状態から動作を回復します(ソフトスタート)。

ソフトスタート

MAX1846/MAX1847は、設定用の外付けコンデンサを必要としない「デジタル」ソフトスタートを特徴としています。スタートアップ時、FBスレッショルドは、基準電圧から0電圧まで、 f_{OSC} 又は f_{SYNC} の全1024サイクルのうちに64のステップで低下します。ソフトスタート動作のスコープ写真は、標準動作特性の項を参照して下さい。ソフトスタートは、1) ICに最初に電力が供給された時、2) 電力が既に加えられた状態でシャットダウンを終了する時、及び3) 低電圧ロックアウトを終了する時に機能します。

シャットダウン(MAX1847のみ)

MAX1847は、 \overline{SHDN} がローの時、シャットダウンして供給電流を10 μ Aに減少させます。このモードでは、内部基準、エラーアンプ、コンパレータ及びバイアス回路がオフになります。EXT出力は、ハイインピーダンスになり、EXTに接続された外付けプルアップ抵抗が V_{EXT} を V_{IN} にし、PチャネルMOSFETがオフになります。シャットダウンモードでは、コンバータの出力は0になります。

周波数同期(MAX1847のみ)

MAX1847は、スイッチング周波数を外部クロックソースと同期させることができます。MAX1847を同期させるには、SYNCを論理レベルクロック入力信号で駆動して下さい。スイッチングサイクルは、SYNCに印加される信号の立ち上がりで始まります。SYNCに印加される信号の周波数は、 R_{FREQ} によって設定されるデフォルト周波数よりも高くなければならないことに注意して下さい。これは、内部クロックがスイッチングサイクルを早く始めすぎないようにするために必要です。SYNCが、内部発振器のクロックサイクル全体にわたってアクティブでない場合は、内部発振器が、スイッチング動作を引き継ぎます。 $f_{OSC}=0.9 \times f_{SYNC}$ となるように R_{FREQ} を選択して下さい。

EXT極性(MAX1847のみ)

MAX1847の特徴は、一般的なPチャネルMOSFET構成(図1)ではなくNチャネルMOSFET構成を利用することができることです。異なる極性のそのようなMOSFETを駆動するために、MAX1847は、EXTの位相を180度反転させることができます。PチャネルMOSFETを駆動する時は、POLをGNDに接続して下さい。NチャネルMOSFETを駆動する時は、POLを V_L に接続して下さい。POLのそのような接続により、EXTの極性を適正にすることができます。このアプリケーションの設計については、MAX1856データシートを参照して下さい。

高効率、電流モード、 反転PWMコントローラ

MAX1846/MAX1847

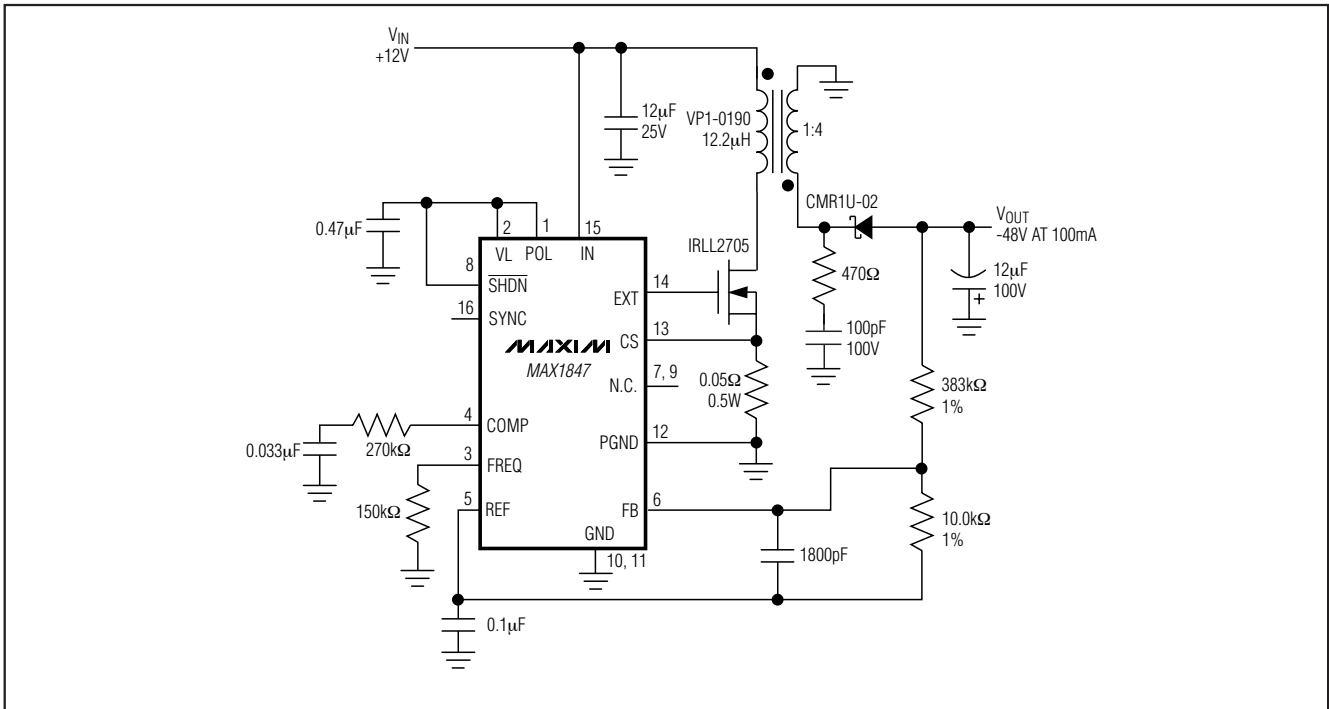


図1. NチャンネルMOSFETの使用法(MAX1847のみ)

設計手順

初期仕様

設計手順を開始する時は、予想最小入力電圧($V_{IN(MIN)}$)、予想最大入力電圧($V_{IN(MAX)}$)、目標出力電圧(V_{OUT})、予想最大負荷電流(I_{LOAD})などのいくつかのパラメータを確認して下さい。

等価負荷抵抗の計算

これは、確認式を短くするために使用される次のような単純な計算です。

$$R_{LOAD} = V_{OUT} / I_{LOAD}$$

デューティサイクルの計算

デューティサイクルは、発振器の周期に対するMOSFETスイッチのオンタイムの比率です。これは、入力電圧と出力電圧の比率によって決定されます。一般に、入力電圧にはある動作の範囲があるので、最小(D_{MIN})と最大(D_{MAX})のデューティサイクルは、次のように計算されます。

$$D_{MIN} = \frac{-V_{OUT} + V_D}{V_{IN(MAX)} - V_{SW} - V_{LIM} - V_{OUT} + V_D}$$

$$D_{MAX} = \frac{-V_{OUT} + V_D}{V_{IN(MIN)} - V_{SW} - V_{LIM} - V_{OUT} + V_D}$$

ここで、 V_D は、出力ダイオードの両端の順方向降下電圧、 V_{SW} は、外付けFETがオンの時のそのFET両端の降下電圧、 V_{LIM} は、電流制限スレッショルドです。まず第一に、ショットキダイオードの $V_D=0.5V$ 、 $V_{SW}=100mV$ 、 $V_{LIM}=100mV$ と仮定します。この式を使用する時、 V_{OUT} が負であることに注意して下さい。

出力電圧の設定

出力電圧は、2つの外付け抵抗を使用して出力とREFの間にFBに対する抵抗分圧器を構成することによって設定されます(図1のR1とR2を参照)。 V_{REF} は公称1.25V、FBのレギュレーション電圧は公称0です。基準電圧に対してフィードバック抵抗によって生じる負荷は、 $500\mu A$ より少なくなければなりません。これにより、 V_{REF} が調整されていることが保証されます(Electrical Characteristicsの表を参照)。逆に言うと、フィードバック抵抗に流れる電流は、FB入力(50nA)の漏れ電流がほとんどないほど大きくなければなりません。したがって、R2は、 I_{R2} が $50\mu A \sim 250\mu A$ になるように選択して下さい。

$$I_{R2} = V_{REF} / R2$$

ここで $V_{REF} = 1.25V$ となります。R2の標準的な値は10kΩです。R2を選択したら次式でR1を計算して下さい。

$$R1 = R2 \times (-V_{OUT} / V_{REF})$$

動作周波数の設定

MAX1846/MAX1847は、100kHz~500kHzのスイッチング周波数で動作することができます。動作周波数の選択は、いくつかの要因で決まります。

- 1) 特にRFアプリケーションでは、ノイズを考慮するために、 f_{OSC} を一定周波数又は周波数帯よりも上か下に設定し(又は同期させ)なければならない場合があります。
- 2) 周波数が高くなるほど、小さい値(つまり、小さいサイズ)のインダクタとコンデンサを使用することができます。
- 3) 周波数が高くなるほど、ICの自身と外付けFETゲートの充放電の両方に消費される動作電力が多くなります。これは、軽負荷時の効率を低下させる傾向があります。
- 4) FETのスイッチング損失が多くなるため、周波数が高くなるほど全体の効率が低下することがあります。しかし、この欠点は、インダクタとコンデンサの小型化の利点をいくつかを犠牲にして低抵抗の部品と交換することによって、なくすことができる場合があります。
- 5) デューティサイクルの高いアプリケーションでは、コントローラの0.4 μ sの最小オフタイムに対応する低い周波数が必要ことがあります。最大発振器周波数を次の式で、計算して下さい。

$$f_{OSC(MAX)} = \frac{V_{IN(MIN)} - V_{SW} - V_{LIM}}{V_{IN(MIN)} - V_{SW} - V_{LIM} - V_{OUT} + V_D} \times \frac{1}{t_{OFF(MIN)}}$$

この式を使用する時、 V_{OUT} が負であることに注意して下さい。最大発振器周波数($f_{OSC(MAX)}$)および最大デューティサイクル(D_{MAX})で動作しているときは、Electrical Characteristicsの表に記載されている D_{MAX} の最小値を超えないようにして下さい。 D_{MAX} と $f_{OSC(MAX)}$ を超える設計では、オートトランスがデューティサイクルを小さくし、動作周波数が高くなる場合があります。

発振器周波数は、 $FREQ$ とGNDの間に接続された抵抗 R_{FREQ} によって設定されます。標準動作特性の項に示したように、 f_{OSC} (Hz)と R_{FREQ} (Ω)の関係は、わずかに非線形です。グラフから抵抗値を選択し、以下の式を使って発振器周波数を確認して下さい。

$$f_{OSC} = \frac{1}{\left[(5.21 \times 10^{-7}) + (1.92 \times 10^{-11}) \times R_{FREQ} - (4.86 \times 10^{-19}) \times (R_{FREQ})^2 \right]}$$

外部同期(MAX1847のみ)

SYNC入力は、外部クロック同期を(必要に応じて)提供します。SYNCが外部クロックで駆動されている時、

MAX1847のスイッチング周波数は、クロックの周波数によって直接設定されます。SYNCのクロックの立上りが、同期入力と解釈されます。同期信号がなくなった場合は、内部発振器が、直前のサイクルの終わりを引き継ぎ、周波数は、 R_{FREQ} で設定されたレートに戻されます。 R_{FREQ} を、 $f_{OSC} = 0.9 \times f_{SYNC}$ となるように選択して下さい。

インダクタンス値の選択

電流モードレギュレータの動作は、インダクタンス値によって決まります。低電流アプリケーションを除くほとんどの回路は、連続モードの方が効率的かつ経済的に動作します。この連続モードとは、インダクタに連続的に電流が流れていることを指します。連続モードでは、効率と過渡応答の間にトレードオフがあります。インダクタンスが大きくなると、インダクタリップル電流が少なくなり、ピーク電流が少なくなり、スイッチング損失が少なくなり、したがって効率が高くなります。インダクタンスが小さくなると、インダクタリップル電流が多くなり、過渡応答が早くなります。適当な妥協点は、最低デューティサイクルにおける平均連続電流に対するインダクタリップル電流の比率が0.4になるように選択することです。インダクタリップルは次の式で計算します。

$$I_{RIPPLE} = \frac{0.4 \times I_{LOAD(MAX)} \times (V_{IN(MAX)} - V_{SW} - V_{LIM} - V_{OUT} + V_D)}{(V_{IN(MAX)} - V_{SW} - V_{LIM})}$$

つづいてインダクタンス値を計算して下さい。

$$L = (V_{IN(MAX)} / I_{RIPPLE}) \times (D_{MIN} / f_{OSC})$$

最も近い標準値を選択して下さい。前と同じように、この式を使用する時、 V_{OUT} が負であることに注意して下さい。

ピークインダクタ電流の決定

特定の出力に必要なピークインダクタ電流は、次の通りです。

$$I_{LPEAK} = I_{LDC} + (I_{LPP} / 2)$$

ここで、 I_{LDC} は、平均DCインダクト電流、 I_{LPP} はインダクタピークトゥピークリップル電流です。 I_{LDC} と I_{LPP} は、次のように決定されます。

$$I_{LDC} = \frac{I_{LOAD}}{(1 - D_{MAX})}$$

$$I_{LPP} = \frac{(V_{IN(MIN)} - V_{SW} - V_{LIM}) \times D_{MAX}}{L \times f_{OSC}}$$

ここで、 L は、選択されたインダクタンス値です。選択されたインダクタの飽和率は、 I_{LPEAK} の計算値と同じか

高効率、電流モード、反転PWMコントローラ

又はそれよりも大きくなければなりません。ほとんどのタイプのコイルは、その飽和率よりも最大20%高くても問題なく動作することができます。飽和の基準の他に、インダクタの直列抵抗はできるだけ小さくなければなりません。インダクタ電流が連続的な場合、インダクタ抵抗(P_{LR})の消費電力は、次の式で近似されます。

$$P_{LR} \sim R_L \times \left(\frac{I_{LOAD}}{1 - D_{MAX}} \right)^2$$

ここで、 R_L は、インダクタ直列抵抗です。

ピークインダクタ電流を計算した後で、電流検出抵抗器(R_{CS})を、次の式で決定します。

$$R_{CS} = 85\text{mV} / I_{LPEAK}$$

ピークインダクタ電流が高い場合(>1A)は、ケルビン検出接続を使用してCSとPGNDを R_{CS} に接続して下さい。PGNDとGNDを R_{CS} のアース側で接続して下さい。負荷が大きい時にスイッチングノイズによって電流検出コンパレータが作動しないように、 R_{CS} とCSの間に低域フィルタが必要になることがあります。CSと R_{CS} のハイ側の間に100Ωの抵抗を接続し、CSとGNDの間に1000pFのコンデンサを接続して下さい。

スロープ補償安定性の確認

電流モードレギュレータにおいて、サイクルごとの安定性は、デューティサイクルが50%を超えた時の副高調波を防ぐスロープ補償に依存します。MAX1846/MAX1847の場合、内部スロープ補償は、デューティサイクルに対する最小インダクタ値(L_{MIN})に関して最適化されます。デューティサイクルが50%よりも大きい場合は、次の式を使って L_{MIN} を計算し、安定性を確認して下さい。

$$L_{MIN} = \left[\left(V_{IN(MIN)} \times R_{CS} \right) / M_S \right] \times \left[\left(2 \times D_{MAX} - 1 \right) / \left(1 - D_{MAX} \right) \right]$$

ここで、 $V_{IN(MIN)}$ は最低予想入力電圧、 M_S はスロープ補償ランプ(41mV/μs)、 D_{MAX} は最大予想デューティサイクルです。 L_{MIN} が L よりも大きい場合は、スロープ補償の安定性を保証するために、 L の値を、 L_{MIN} よりも大きい次の標準値まで高めて下さい。

インダクタコアの選択

コスト効果の高いインダクタを選択するには、電界と磁束の大きさを最適化する必要があります。出力電圧が高いとき、巻数が多いインダクタが必要になることがあり、これによってコストが上昇します。非連続インダクタ電流が許容されるのであれば、 L_{MIN} でインダクタ値を選択するのがよいでしょう。電力を印加された鉄心が最も経済的なソリューションを提供しますが、フェライトよりもサイズが大きくなってしまいます。

パワーMOSFETの選択

MAX1846/MAX1847は、さまざまなPチャネルパワーMOSFET(PFET)を駆動します。特に入力電圧が5Vより低い場合の最も高い性能は、ゲート・ソース間電圧(V_{GS})が2.7V以下のオン抵抗を指定する低スレッショルドPFETによって得られます。PFETを選択する時、重要なパラメータには次のものがあります。

- 1) 全ゲート電荷(Q_G)
- 2) 逆伝達容量(C_{RSS})
- 3) オン抵抗($R_{DS(ON)}$)
- 4) 最高ドレイン・ソース間電圧($V_{DS(MAX)}$)
- 5) 最低スレッショルド電圧($V_{TH(MIN)}$)

スイッチング速度が高い時は、スイッチング損失を予測する動特性(上のパラメータ1及び2)が、DC損失を予測する $R_{DS(ON)}$ よりも効率に大きな影響を及ぼすことがあります。 Q_G は、ゲートの充電と関連するすべての容量を含みます。さらに、このパラメータは、選択された動作周波数でゲートを駆動するのに必要な電流を予測するのに役立ちます。反転コンバータ内のパワーMOSFETは、入力電圧に出力電圧と漏れインダクタンスおよびリンキングによって生じるスパイクの大きさを加えたものを処理できる高さの電圧定格でなければなりません。

リンキングおよびノイズのピークを抑えるには、ドレインからグラウンドへのRCスナバ回路が必要になることがあります。

$V_{GS} < V_{IN(MIN)}$ で指定される $R_{DS(ON)(MAX)}$ を、 $R_{CS} \#$ の1~2倍になるように選択して下さい。 $V_{IN(MAX)} < V_{GS(MAX)}$ で $V_{DS(MAX)} > V_{IN(MAX)} - V_{OUT} + V_D$ であることを確認して下さい。立上り時間と立下り時間(t_r 、 t_f)が、50nsより短くなるように選択して下さい。

出力コンデンサの選択

出力コンデンサ(C_{OUT})は、反転コンバータ内のすべてのフィルタリングを行います。出力リップルは、各パルスによって出力コンデンサに蓄積される電荷の変動と、コンデンサに流れる電流によって生じるコンデンサの等価直列抵抗(ESR)の両端の電圧降下とによって生じます。リップル電圧に影響を及ぼす出力コンデンサの特性には、容量値とコンデンサのESRの2つがあります。出力コンデンサの値による出力リップルは、次の式で与えられます。

$$V_{RIPPLE-C} = (I_{LOAD} \times D_{MAX} \times T_{OSC}) / C_{OUT}$$

出力コンデンサのESRによる出力リップルは、次の式で与えられます。

$$V_{RIPPLE-R} = I_{LPP} \times R_{ESR}$$

これらの2つのリップル電圧は加算され、総出力リップルは、次の通りです。

$$V_{RIPPLE-T} = V_{RIPPLE-C} + V_{RIPPLE-R}$$

通常、この最後の式は、ESRで生じるリップルによって決まります。したがって、一般に、出力コンデンサの選択は、ほとんどの場合、コンデンサのESR、電圧定格、及びリップル電流定格に基づいて行われます。必要な出力リップル電圧($V_{RIPPLE-D}$)の最大ESRを決定する時は、次の式を使用して下さい。

$$R_{ESR} = V_{RIPPLE-D} / I_{LPP}$$

ESR定格が R_{ESR} より小さいコンデンサを選択して下さい。このコンデンサの値は、誘電体の種類、パッケージサイズ及び電圧定格に大きく左右されます。一般的に、コンデンサを選択する時は、セラミックコンデンサ、有機物コンデンサ、タンタルコンデンサなど、ESRが小さいタイプのコンデンサを使用することを推奨します。選択されたコンデンサが、最大RMSリップル電流を安全に処理できるように十分な余裕があるようにして下さい。

連続インダクタ電流に対しては、出力フィルタコンデンサの最大RMSリップル電流は以下の通りとなります。

$$I_{RMS} = \frac{I_{LOAD}}{1 - D_{MAX}} \times \sqrt{D_{MAX} - D_{MAX}^2}$$

補償部品の選択

MAX1846/MAX1847は、外部からループ補償されるICです。これは、様々なアプリケーションに対応する設計の柔軟性を提供します。制御ループを適切に補償することは、不安定性によって過剰な出力リップルが生じたり効率が低下したりするのを防ぐために重要です。補償の目標は、電力スイッチング及びフィルタ要素によって生成されるDC-DCコンバータの伝達関数の望ましくない極とゼロを削除することです。もっと正確に言うと、補償の目的は、ループゲインが1より低くなった周波数で、DC-DCコンバータの位相のずれが 180° より安全マージンだけ小さくなるようにして安定性を補償することです。十分な位相マージンを保証する1つの方法は、1つの極の応答をゲイン1のクロスオーバーまでの-20dB/10進のスロープと近似させるように、フィードバック回路網に対応するゼロと極を導入することです。

極及びゼロの計算

MAX1846/MAX1847の電流モードアーキテクチャは、インダクタ及び出力コンデンサによって生成される2つの極を取得し、その極の1つをさらに高い周波数にシフトします。これにより、ループ補償が容易になります。これらのデバイスを補償するには、右半平面のゼロ(Z_{RHP})と高い方の周波数の極(p_{OUT2})の中心周波数が分かっている必要があります。次の式で Z_{RHP} 周波数を計算します。

$$Z_{RHP} = \frac{-\left[(1 - D_{MAX})^2 \times (V_{IN(MIN)} - V_{OUT}) \times R_{LOAD}\right]}{(2\pi \times V_{OUT} \times L)}$$

p_{OUT2} の計算は、とても複雑です。 V_{OUT} が-48Vを超えない(負の向き)ほとんどのアプリケーションでは、 p_{OUT2} は、発振器周波数の8分の1よりも低くならず、一般に Z_{RHP} より高い周波数です。したがって、次の通りです。

$$p_{OUT2} \geq 0.125 \times f_{OSC}$$

極は、出力コンデンサと負荷抵抗によって生成されます。又、この極は、補償しなければならず、その中心周波数は、次の式で与えられます。

$$p_{OUT1} = 1 / (2\pi \times R_{LOAD} \times C_{OUT})$$

最後に、ゼロが、出力コンデンサのESRによって導入されます。このゼロは、次の式から決定されます。

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

必要な極周波数の計算

MAX1846/MAX1847の安定性を確保するためには、 Z_{RHP} または p_{OUT2} が生じる前に、エラーアンプのゲインがトータルループゲインを1に下げなければなりません。まず、DC開ループゲイン A_{DC} を計算してください。

$$A_{DC} = \frac{B \times G_M \times R_O \times (1 - D_{MAX}) \times R_{LOAD}}{A_{CS} \times R_{CS}}$$

ここで、

A_{CS} は電流検出アンプゲイン = 3.3

B は帰還抵抗分割の減衰率 =

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

G_M は、エラーアンプの相互コンダクタンス=400 μ A/V

R_O は、エラーアンプの出力抵抗=3M Ω

R_{CS} は、選択された電流検出抵抗

補償部品の値の決定

ユニティゲインクロスオーバー周波数(f_{CROS})を、 Z_{RHP} と p_{OUT2} よりも低く、また p_{OUT1} よりも高くなるように選択してください。 f_{CROS} を用いて、補償抵抗(R_{COMP})を計算してください。

$$R_{COMP} = \frac{f_{CROS} \times R_O}{A_{DC} \times p_{OUT1} - f_{CROS}}$$

高効率、電流モード、反転PWMコントローラ

次に小さい標準的な抵抗値を選択して、先ほど求めた出力コンデンサ誘導極(POUT1[$\$$])打ち消すのに必要となる補償コンデンサを計算してください。

$$C_{COMP} = \frac{1}{6.28 \times P_{OUT1} \times R_{COMP}}$$

次に大きな標準的なコンデンサ値を選択してください。

p_{COMP} がループを補償するために、開ループゲインは、右半平面ゼロか第2の出力極のどちらか周波数の低い方よりも低い周波数で1に達しなければなりません。第2の出力極と右半平面ゼロの周波数が接近している場合は、ゲイン1で生じる位相のずれが大きいほど、より低いクロスオーバー周波数が必要になることがあります。デューティサイクルが50%以上の場合、スロー補償は A_{DC} を小さくし、実際のクロスオーバー周波数を f_{CROS} よりも低くしてしまいます。また、グランドへのコンデンサ(C_{COMP2})で、COMPのノイズを小さくすると良いでしょう。クロスオーバーでの余分な位相マージンを追加することを避けるために、コンデンサ(C_{COMP2})はクロスオーバー周波数の5倍でノイズをロールオフすべきです。 C_{COMP2} の値は次式で求めることができます。

$$C_{COMP2} = \frac{R_O + R_{COMP}}{5 \times 6.28 \times f_{CROS} \times R_O \times R_{COMP}}$$

補償用部品の最適な組み合わせを得るには何度かの逐次代入の必要がある場合があります。

最後に、出力コンデンサのESRによって導入されるゼロを補償しなければなりません。これは、REFとFBの間に、フィードバックループにおいて直接極を生成するコンデンサを入れることによって行われます。次の式で、 Z_{ESR} の周波数と選択したフィードバック抵抗値を使って、このコンデンサの値を計算して下さい。

$$C_{FB} = R_{ESR} \times C_{OUT} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1 \times R_2}$$

アプリケーション情報

最大出力電力

MAX1846/MAX1847が提供できる最大出力電力は、使用できる最大入力電力と回路の効率によって決まります。

$$P_{OUT(MAX)} = \text{Efficiency} \times P_{IN(MAX)}$$

さらに、効率と入力電力は共に、部品の選択により決まります。効率損失は、次の3つのカテゴリーに分けることができます。すなわち、1) インダクタの抵抗損失、MOSFETオン抵抗、電流検出抵抗、整流ダイオード、および入出力コンデンサのESR、2) MOSFETのゲート容量の充電、及びMOSFETの遷移領域によるスイッチング損失、及び3) インダクタコアの損失です。一般に、最初の計算には、80%の効率を想定することができます。必要な入力電力は、インダクタ電流制限、入力電圧、出力電圧、出力電流、インダクタ値、及びスイッチング周波数によって決まります。最大出力電力は、次の式で近似されます。

$$P_{MAX} = [V_{IN} - (V_{LIM} + I_{LIM} \times R_{DS(ON)})] \times I_{LIM} \times [1 - (LIR / 2)] \times [(-V_{OUT} + V_D) / (V_{IN} - V_{SW} - V_{LIM} - V_{OUT} + V_D)]$$

ここで、 I_{LIM} はピーク電流制限、LIRは、インダクタ電流リップル比率であり次の式で計算されます。

$$LIR = I_{LPP} / I_{LDC}$$

この場合も、MAX1846/MAX1847の V_{OUT} が負であることに注意して下さい。

ダイオードの選択

MAX1846/MAX1847はスイッチング周波数が高いため、高速の整流器が必要です。ほとんどのアプリケーションでは、回復時間が早く順方向電圧が低いショットキダイオードを推奨します。ダイオードメーカーのデータを使って、ダイオードの平均電流定格がピークインダクタ電流よりも大きくなるようにして下さい。さらに、ダイオードの逆方向降伏電圧は、 V_{OUT} と入力電圧の電位差と漏れインダクタンズスパイクを加えたものよりも高くなければなりません。出力電圧が高い(-50V以上)場合は、電圧要件のために、ショットキダイオードが使用できないことがあります。そのような場合は、適切な逆方向降伏電圧を有する超高速リカバリダイオードを使用して下さい。

入力フィルタコンデンサ

入力コンデンサ(C_{IN})はインバータにピーク電流を提供する必要があります。このコンデンサは出力コンデンサ(C_{OUT})と同じ方法で選択します。実際、理想的な条件下で、入力コンデンサのRMS電流は出力コンデンサと同じになります。コンデンサ値とESRは、ノイズを許容値にまで減らし、また次式で求められるリップル電流(I_{NRMS})を扱わなければなりません。

$$I_{NRMS} = \frac{1.2 \times I_o}{(1 - D_{MAX})} \times \sqrt{D_{MAX} - D_{MAX}^2}$$

バイパスコンデンサ

MAX1846/MAX1847には、C_{IN}とC_{OUT}の他にセラミックバイパスコンデンサが必要です。REFをGNDに0.1μF以上のコンデンサでバイパスして下さい。VLをGNDに0.47μF以上のコンデンサでバイパスして下さい。バイパスコンデンサはすべて、できるだけ端子を近づけて配置して下さい。

プリント基板のレイアウトガイドライン

最適なレギュレーションを行い、効率を高め、安定性を得るために、高周波スイッチング電源のプリント

基板のレイアウトと配線を適切に行う必要があります。評価キットのプリント基板のレイアウトにできるだけ正確に従うことを強く推奨します。電源部品は、できるだけ近づけて配置し、そのトレースが短く、直接に、幅広くなるようにして下さい。内部グランド面を貫通するビアを使用して、電源部品のグランド端子が相互接続しないようにして下さい。あるいは、電源部品を互いに近づけて配置し、部品面側の銅線を使って「スター」グランド構成で配線し、複数のビアを使用してスターグランドを内部アースに接続して下さい。

主なアプリケーション回路

MAX1846/MAX1847は、きわめて用途の広いデバイスです。図2は、MAX1846の一般的な回路図です。表1は、いくつかの代表的なアプリケーションの部品定数リストです。又、これらの部品の値は、MAX1847にも当てはまります。最初の2つのアプリケーションは、MAX1846/MAX1847EVキットで主に使用されます。

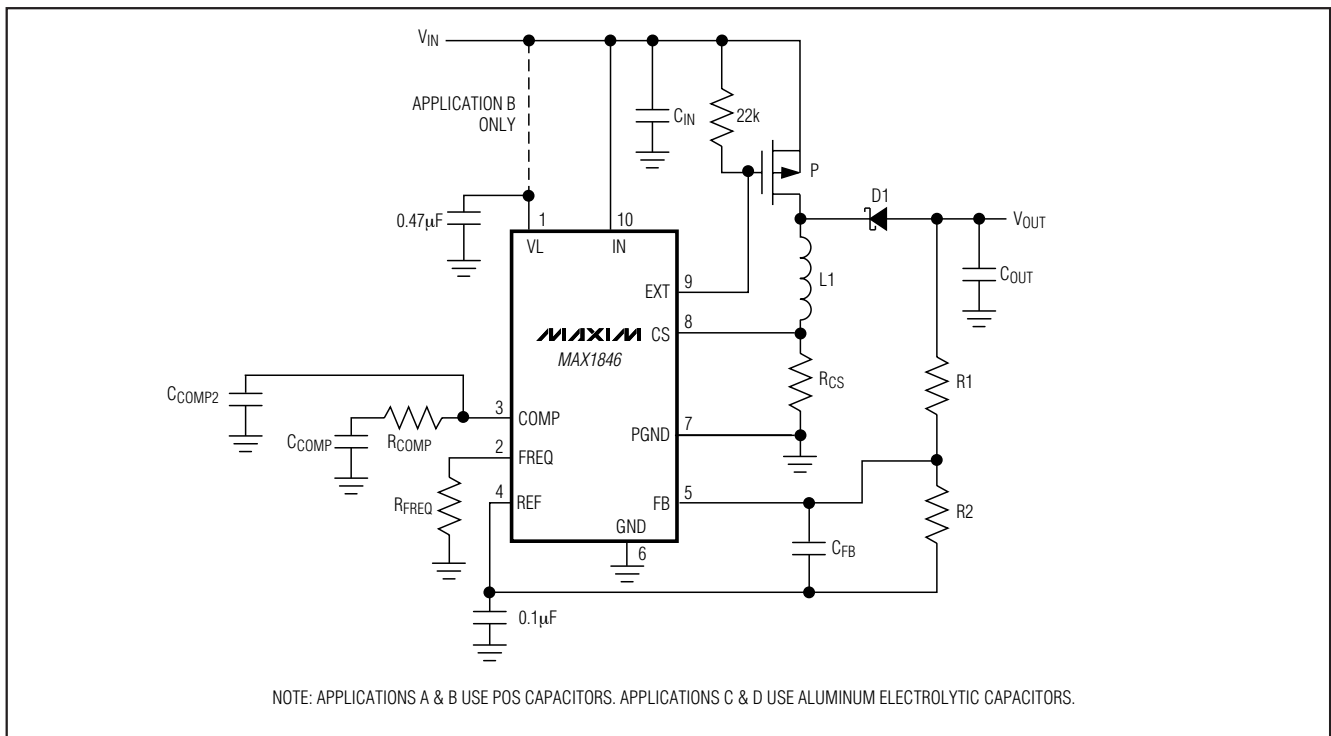


図2. MAX1846の主なアプリケーション回路

高効率、電流モード、 反転PWMコントローラ

MAX1846/MAX1847

表1. 主なアプリケーション回路の部品リスト

CIRCUIT ID	A	B	C	D
Input (V)	12	3 to 5.5	12	12
Output (V)	-5	-12	-48	-72
Output (A)	2	0.4	0.1	0.1
C _{COMP} (μF)	0.047	0.22	0.1	0.068
C _{IN} (μF)	3 x 10	3 x 22	10	10
C _{OUT} (μF)	2 x 100	2 x 47	39	39
C _{FB} (pF)	390	1200	1000	1000
R ₁ (kΩ) (1%)	40.2	95.3	383	576
R ₂ (kΩ) (1%)	10	10	10	10
R _{COMP} (kΩ)	8.2	10	220	470
R _{CS} (Ω)	0.02	0.02	0.05	0.05
R _{FREQ} (kΩ)	150	150	150	150
D1	CMSH5-40	CMSH5-40	CMR1U-02	CMR1U-02
L1 (μH)	10	10	47	82
P1	FDS6685	FDS6375	IRFR5410	IRFR5410
C _{COMP2} (pF)	220	220	22	12

部品メーカー

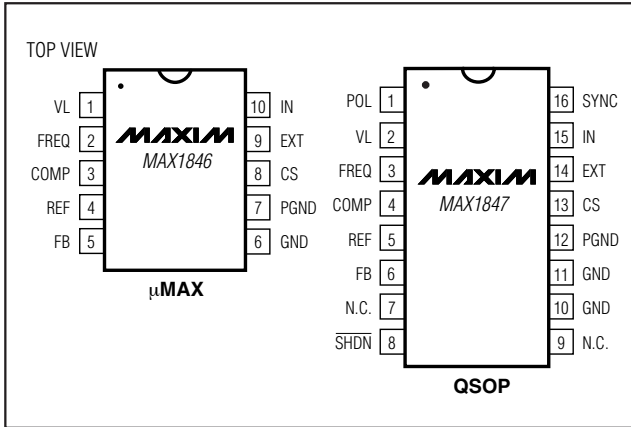
SUPPLIER	COMPONENT	PHONE	WEBSITE
AVX	Capacitors	803-946-0690	www.avxcorp.com
Central Semiconductor	Diodes	516-435-1110	www.centalsemi.com
Coilcraft	Inductors	847-639-6400	www.coilcraft.com
Dale	Resistors	402-564-3131	www.vishay.com/brands/dale/main.html
Fairchild	MOSFETs	408-721-2181	www.fairchildsemi.com
International Rectifier	MOSFETs	310-322-3331	www.irf.com
IRC	Resistors	512-992-7900	www.irctt.com
Kemet	Capacitors	864-963-6300	www.kemet.com
On Semiconductor	MOSFETs, Diodes	602-303-5454	www.onsemi.com
Panasonic	Capacitors, resistors	201-348-7522	www.panasonic.com
Sanyo	Capacitors	619-661-6835	www.secc.co.jp
Siliconix	MOSFETs	408-988-8000	www.siliconix.com
Sprague	Capacitors	603-224-1961	www.vishay.com/brands/sprague/main.html
Sumida	Inductors	847-956-0666	www.remtechcorp.com
Vitramon	Resistors	203-268-6261	www.vishay.com/brands/vitramon/main.html

注記：上記の部品メーカーにお問い合わせの際は、MAX1846/MAX1847を使用していることを明示して下さい。

高効率、電流モード、 反転PWMコントローラ

MAX1846/MAX1847

ピン配置

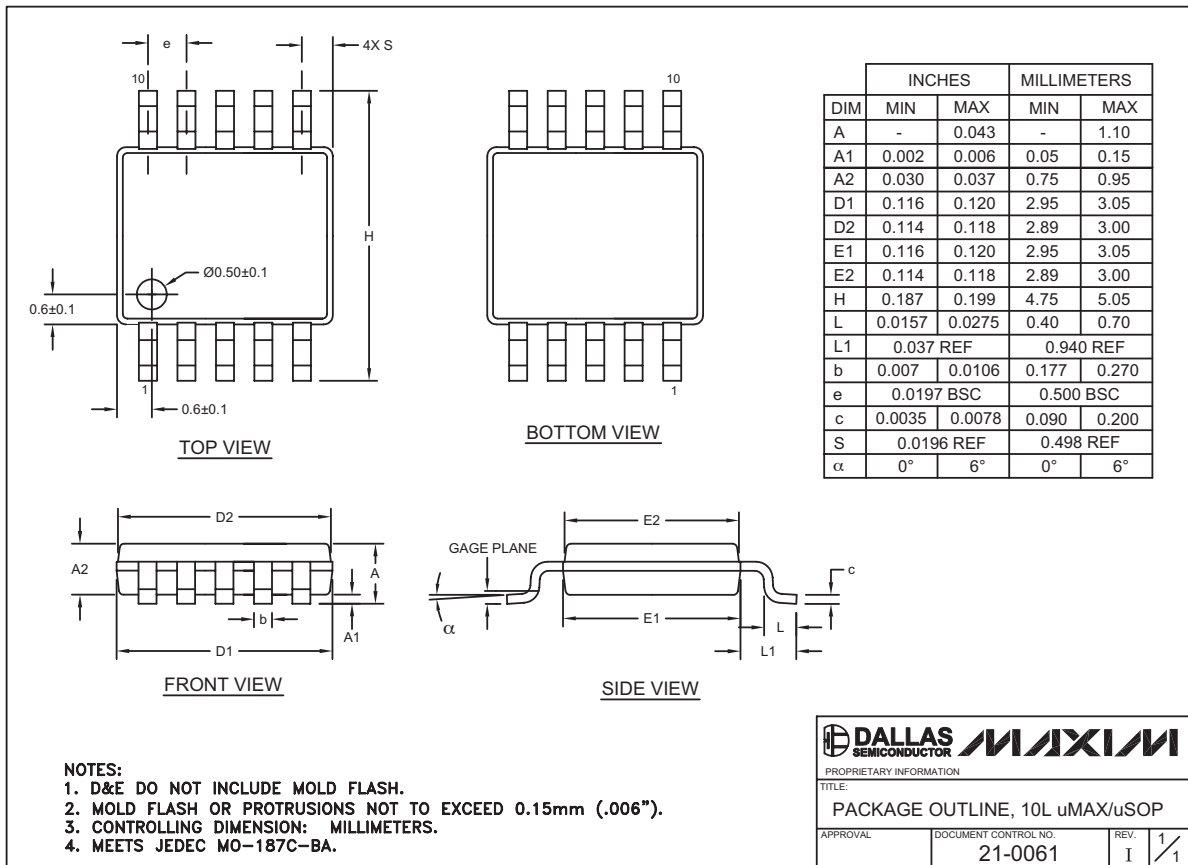


チップ情報

TRANSISTOR COUNT: 2441
PROCESS TECHNOLOGY: BiCMOS

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。)

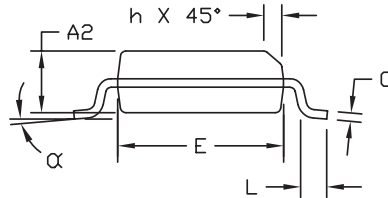
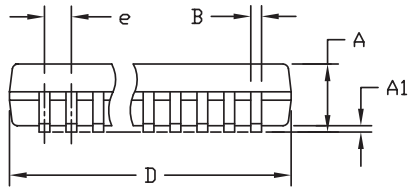
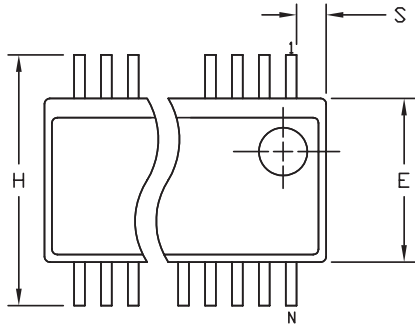


10LUMAX.EPS

高効率、電流モード、 反転PWMコントローラ

パッケージ(続き)

(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。)



DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	.061	.068	1.55	1.73
A1	.004	.0098	0.102	0.249
A2	.055	.061	1.40	1.55
B	.008	.012	0.20	0.30
C	.0075	.0098	0.191	0.249
D	SEE VARIATIONS			
E	.150	.157	3.81	3.99
e	.025 BSC		0.635 BSC	
H	.230	.244	5.84	6.20
h	.010	.016	0.25	0.41
L	.016	.035	0.41	0.89
N	SEE VARIATIONS			
α	0°	8°	0°	8°

VARIATIONS:

DIM	INCHES		MILLIMETERS		N
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
D	.189	.196	4.80	4.98	16 AB
S	.0020	.0070	0.05	0.18	
D	.337	.344	8.56	8.74	20 AD
S	.0500	.0550	1.270	1.397	
D	.337	.344	8.56	8.74	24 AE
S	.0250	.0300	0.635	0.762	
D	.386	.393	9.80	9.98	28 AF
S	.0250	.0300	0.635	0.762	

NOTES:

- 1). D & E DO NOT INCLUDE MOLD FLASH OR PROTRUSIONS.
- 2). MOLD FLASH OR PROTRUSIONS NOT TO EXCEED .006" PER SIDE.
- 3). CONTROLLING DIMENSIONS: INCHES.
- 4). MEETS JEDEC MO137.

DALLAS SEMICONDUCTOR		MAXIM	
<small>PROPRIETARY INFORMATION</small>			
<small>TITLE:</small>			
<small>PACKAGE OUTLINE, QSOP .150", .025" LEAD PITCH</small>			
<small>APPROVAL</small>	<small>DOCUMENT CONTROL NO.</small> 21-0055	<small>REV.</small> E	<small>1/1</small>

QSOP.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。

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

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