

スイッチ内蔵、6A、2MHz ステップダウンレギュレータ

MAX8646

概要

高効率スイッチングレギュレータMAX8646は0.6V~0.9V $\times$ V_{IN} の出力電圧で最大6Aの負荷電流を供給します。このICは2.35V~3.6Vで動作し、ボード搭載のポイントオブロード(POL)およびポストアレギュレーションのアプリケーションに最適です。総合出力誤差は負荷、電源、および温度の全範囲で $\pm 1\%$ 未満です。

MAX8646は外付け抵抗によって設定される500kHz~2MHzのスイッチング周波数の範囲で固定周波数のPWMモードの動作を特長とします。高周波動作を行うため、すべてセラミックコンデンサによる設計が可能です。高い周波数で動作するため、小型の外付け部品とすることも可能です。

チップに搭載した低オン抵抗のnMOSスイッチによって、重負荷での高効率性が保証され、重要なインダクタンスが小型化され、個別部品によるソリューションに比べてレイアウト設計が単純な作業となります。単純なレイアウトとフットプリントによって、新設計の場合に1回の試作による成功が保証されます。

MAX8646は広帯域幅(>14MHz)の電圧誤差アンプを備えています。電圧モード制御方式と電圧誤差アンプのためにタイプIIIの補償方式が可能であり、この方式を使用してスイッチング周波数の20%までの最大ループ帯域幅が確保されます。広帯域幅のため、高速応答が提供され、その結果、小さい容量の出力コンデンサしか必要とせず、すべてをセラミックコンデンサとする設計が可能となります。

MAX8646は2つのトライステートロジック入力を備えて9種のプリセットされた出力電圧の内の1つを選択することができます。出力電圧をプリセットすることで、高価な0.1%の抵抗器(複数)を使用せずに $\pm 1\%$ の出力電圧精度を達成します。それに加えて、0.6Vの内部リファレンスの場合、フィードバック点に2個の外付け抵抗を使用するか、またはREFIN入力に外付けリファレンス電圧を印加して出力電圧を任意のカスタム値に設定することができます。MAX8646は入力突入電流を減らすために、コンデンサを用いる可変ソフトスタート時間を提供します。MAX8646は鉛フリー、4mm x 4mmの24ピンTQFNパッケージで提供されます。

アプリケーション

POL

ASIC/CPU/DSPコア、およびI/O電圧

DDR電源

基地局電源

テレコムおよびネットワーク用電源

RAID制御用電源

ピン配置はデータシートの最後に記載されています。

特長

- ◆ 23m Ω の $R_{DS(ON)}$ を備えたMOSFET (複数)内蔵
- ◆ 出力電流：連続6A
- ◆ 出力精度： $\pm 1\%$ (負荷、電源、および温度の全範囲)
- ◆ 動作電源電圧：2.35V~3.6V
- ◆ 調整可能出力電圧：0.6V~(0.9 $\times$ V_{IN})
- ◆ ソフトスタートによって、入力突入電流を低減
- ◆ 500kHz~2MHzの可変スイッチング周波数
- ◆ セラミック、高分子、および電解コンデンサを出力コンデンサとして使用可能
- ◆ VIDを選択可能な出力電圧
0.6V、0.7V、0.8V、1.0V、1.2V、1.5V、1.8V、2.0V、および2.5V
- ◆ 過電流および過温度に対する完全保護
- ◆ 鉛フリーパッケージ、4mm x 4mmの24ピンTQFNパッケージ

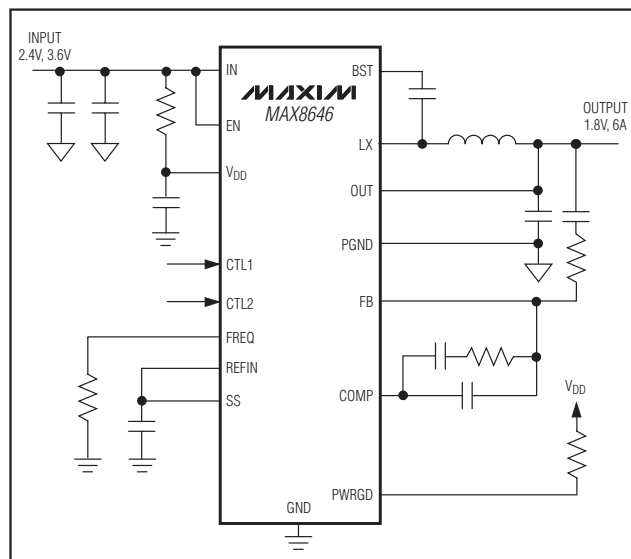
型番

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE	PKG CODE
MAX8646ETG+	-40°C to +85°C	24 Thin QFN-EP* 4mm x 4mm	T2444-4

+は鉛フリーパッケージを表します。

*EPはエクスポーズドパッド。

標準動作回路



スイッチ内蔵、6A、2MHz ステップダウンレギュレータ

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

IN, V_{DD}, PWRGD to GND -0.3V to +4.5V
 COMP, FB, REFIN, OUT,
 CTL₁, EN, SS, FREQ to GND -0.3V to (V_{DD} + 0.3V)
 LX Current (Note 1) -8A to +8A
 BST to LX -0.3V to +4V
 PGND to GND -0.3V to +0.3V

Continuous Power Dissipation (T_A = +70°C)
 (derate 27.8mW/°C above +70°C) 2222.2mW
 Operating Temperature Range -40°C to +85°C
 Junction Temperature +150°C
 Storage Temperature Range -65°C to +150°C
 Lead Temperature (soldering, 10s) +300°C

Note 1: LX has internal clamp diodes to GND and IN. Applications that forward bias these diodes should take care not to exceed the IC's package power dissipation limits.

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_{IN} = V_{DD} = 3.3V, V_{FB} = 0.5V, T_A = -40°C to +85°C, typical values are at T_A = +25°C, circuit of Figure 1, unless otherwise noted.)
 (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
IN/V _{DD}						
IN and V _{DD} Voltage Range			2.35		3.60	V
IN Supply Current	f _S = 1MHz, no load, L = 0.47μH (includes gate-drive current)	V _{IN} = 2.5V		4	4.6	mA
		V _{IN} = 3.3V		5.5		
V _{DD} Supply Current	f _S = 1MHz	V _{IN} = 2.5V		1.4	2.3	mA
		V _{IN} = 3.3V		2		
Total Shutdown Current from IN and V _{DD}	V _{IN} = V _{DD} = V _{BST} - V _{LX} = 3.6V, V _{EN} = 0V				13	μA
V _{DD} Undervoltage Lockout Threshold	LX starts/stops switching	V _{DD} rising		2	2.1	V
		V _{DD} falling	1.8	1.9		
		Deglitching		2		μs
BST						
BST Supply Current	V _{BST} = V _{DD} = V _{IN} = 3.6V, V _{LX} = 3.6V or 0V, V _{EN} = 0V	T _A = +25°C			5	μA
		T _A = +85°C		10		
PWM COMPARATOR						
PWM Comparator Propagation Delay	10mV overdrive			20		ns
COMP						
COMP Clamp Voltage, High	V _{IN} = 2.35V to 3.6V			2		V
COMP Slew Rate				1.4		V/μs
PWM Ramp Amplitude				1		V
COMP Shutdown Resistance	From COMP to GND, V _{EN} = V _{SS} = 0V			8		Ω
ERROR AMPLIFIER						
Preset Output-Voltage Accuracy	REFIN = SS		-1	Select from Table 1	+1	%
FB Regulation Accuracy Using External Resistors	CTL1 = CTL2 = GND		0.594	0.600	0.606	V
FB to OUT Resistor	All VID settings except CTL1 = CTL2 = GND		5	8	11	kΩ
Open-Loop Voltage Gain	1kΩ from COMP to GND			115		dB

スイッチ内蔵、6A、2MHz ステップダウンレギュレータ

MAX8646

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = V_{DD} = 3.3V$, $V_{FB} = 0.5V$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$, circuit of Figure 1, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS			MIN	TYP	MAX	UNITS
Error-Amplifier Unity-Gain Bandwidth	Parallel 10kΩ, 40pF from COMP to GND (Note 3)			14	26		MHz
Error-Amplifier Common-Mode Input Range	V _{DD} = 2.35V to 2.6V			0		V _{DD} - 1.65	V
	V _{DD} = 2.6V to 3.6V			0		V _{DD} - 1.7	
Error-Amplifier Minimum Output Current	V _{COMP} = 1V	Sourcing		1000			μA
		Sinking		-500			
FB Input Bias Current	V _{FB} = 0.7, CTL1 = CTL2 = GND, T _A = +25°C			-200	-40		nA
CTL_							
CTL_ Input Bias Current	V _{CTL_} = 0V			-7			μA
	V _{CTL_} = V _{DD}			+7			
High-Z Threshold	Rising			0.75			V
	Falling			V _{DD} - 1.2			
Hysteresis	All VID transitions			50			mV
REFIN							
REFIN Input Bias Current	V _{REFIN} = 0.6V, T _A = +25°C			-500	-100		nA
REFIN Common-Mode Range	V _{DD} = 2.3V to 2.6V			0		V _{DD} - 1.65	V
	V _{DD} = 2.6V to 3.6V			0		V _{DD} - 1.7	
REFIN Offset Voltage	CTL1 = CTL2 = GND, T _A = +25°C			-3		+3	mV
LX (All pins combined)							
LX On-Resistance, High Side	I _{LX} = -2A	V _{IN} = V _{BST} - V _{LX} = 2.5V		27			mΩ
		V _{IN} = V _{BST} - V _{LX} = 3.3V		26 45			
LX On-Resistance, Low Side	I _{LX} = 2A	V _{IN} = 2.5V		24			mΩ
		V _{IN} = 3.3V		23 38			
LX Current-Limit Threshold	V _{IN} = 2.5V, high-side sourcing			8	11		A
LX Leakage Current	V _{IN} = 3.6V, V _{EN} = V _{SS} = 0V	T _A = +25°C	V _{LX} = 0V	-2			μA
			V _{LX} = 3.6V	+2			
		T _A = +85°C	V _{LX} = 0V	1			
			V _{LX} = 3.6V	1			
LX Switching Frequency	V _{IN} = 2.5V to 3.3V	R _{FREQ} = 50kΩ		0.9	1	1.1	MHz
		R _{FREQ} = 23.2kΩ		1.8	2	2.2	

スイッチ内蔵、6A、2MHz ステップダウンレギュレータ

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = V_{DD} = 3.3V$, $V_{FB} = 0.5V$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$, circuit of Figure 1, unless otherwise noted.)
(Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Frequency Range			500		2000	kHz
LX Minimum Off-Time	VIN = 2.5V to 3.3V			40	75	ns
LX Maximum Duty Cycle	RFREQ = 50kΩ, VIN = 2.5V to 3.3V		93	96		%
LX Minimum On-Time	RFREQ = 50kΩ, VIN = 2.5V to 3.3V			80		ns
RMS LX Output Current			6			A
ENABLE						
EN Input Logic Low					0.7	V
EN Input Logic High			1.7			V
EN, Input Current	VEN = 0V or 3.6V, VDD = 3.6V	TA = +25°C	1			μA
		TA = +85°C	0.01			
SS						
SS Charging Current	VSS = 0.45V		7	8	9	μA
SS Discharge Resistance				500		Ω
THERMAL SHUTDOWN						
Thermal-Shutdown Threshold				+165		°C
Thermal-Shutdown Hysteresis				20		°C
POWER-GOOD (PWRGD)						
Power-Good Threshold Voltage	VFB falling, 3mV hysteresis		87	90	93	%
Power-Good Falling Edge Deglitch				48		Clock cycles
PWRGD Output Voltage Low	IPWRGD = 4mA			0.03	0.15	V
PWRGD Leakage Current	VDD = VPWRGD = 3.6V, VFB = 0.9V			0.01		μA
OVERCURRENT LIMIT						
Current-Limit Startup Blanking				128		Clock cycles
Restart Time				1024		Clock cycles

Note 2: Specifications are 100% production tested at $T_A = +25^{\circ}C$. Limits over the operating temperature range are guaranteed by design and characterization.

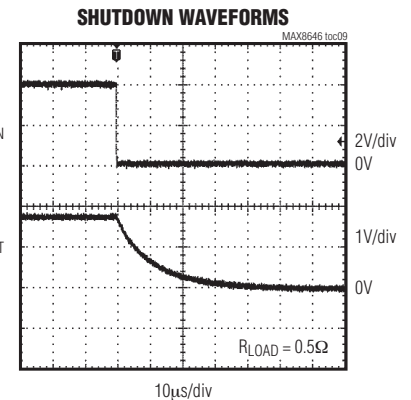
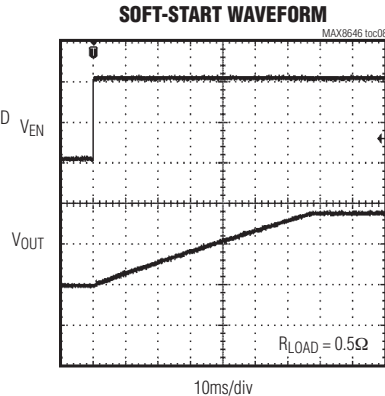
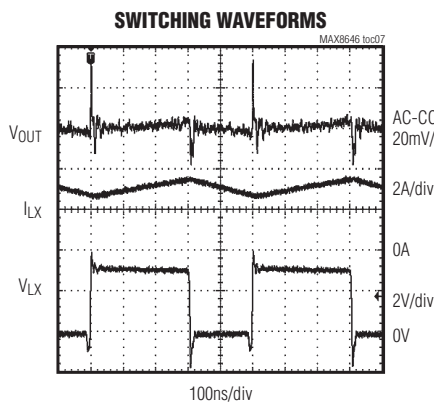
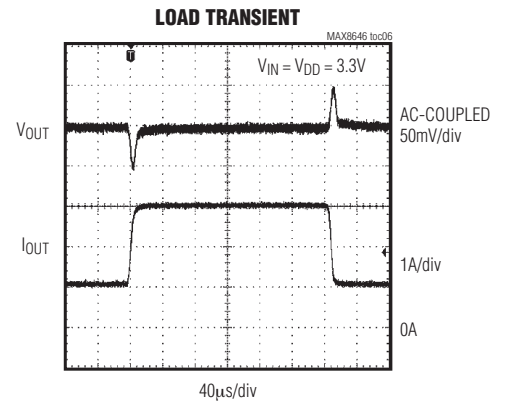
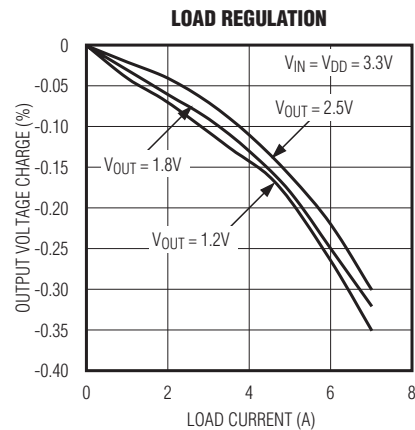
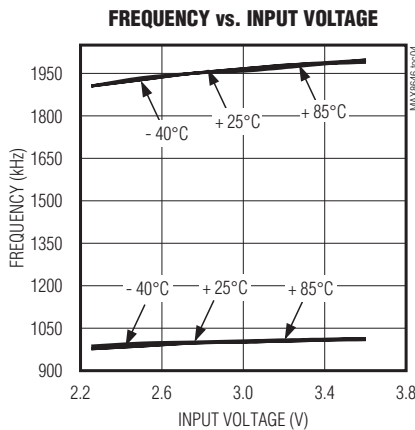
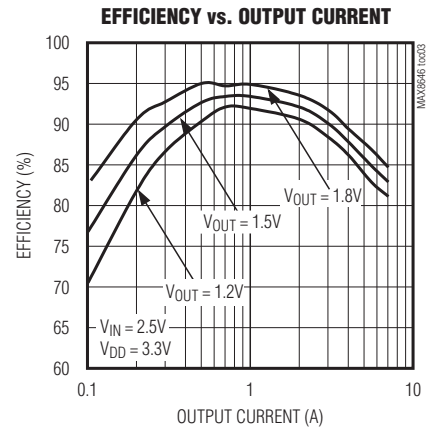
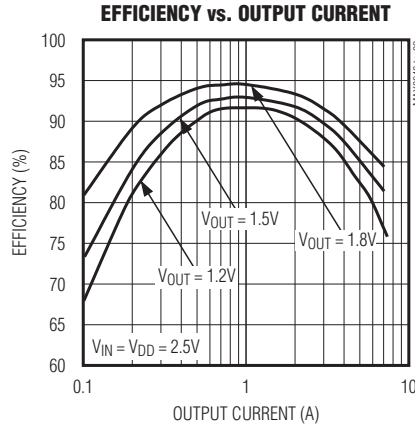
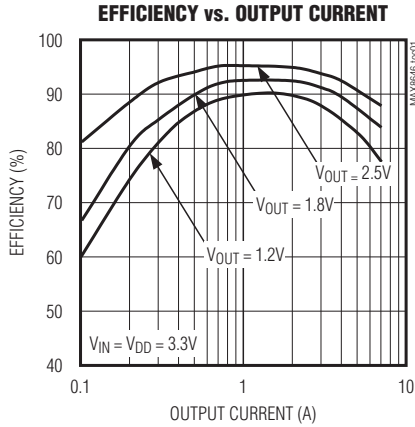
Note 3: Guaranteed by design.

スイッチ内蔵、6A、2MHz ステップダウンレギュレータ

MAX8646

標準動作特性

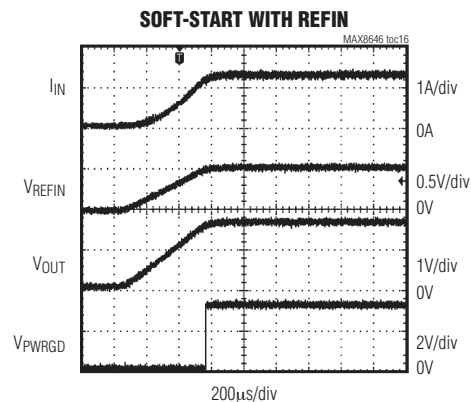
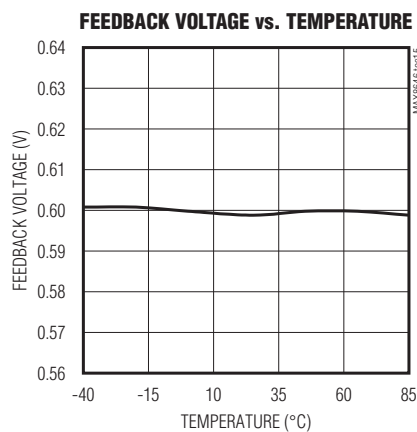
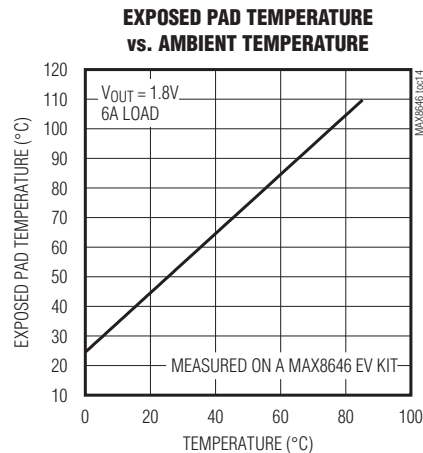
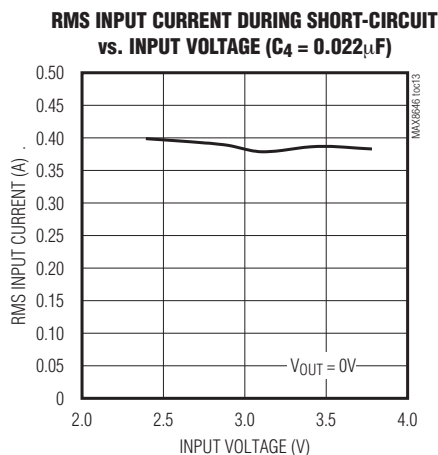
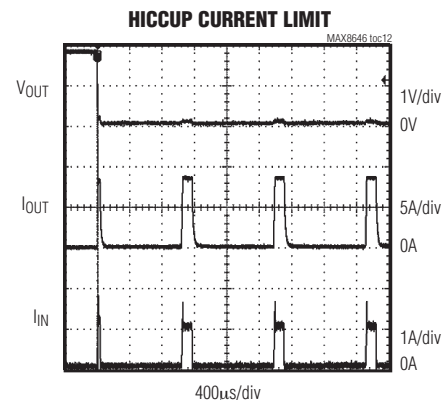
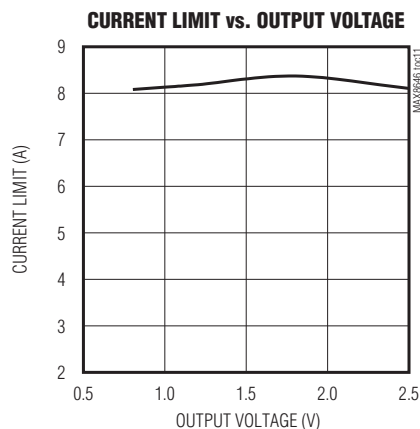
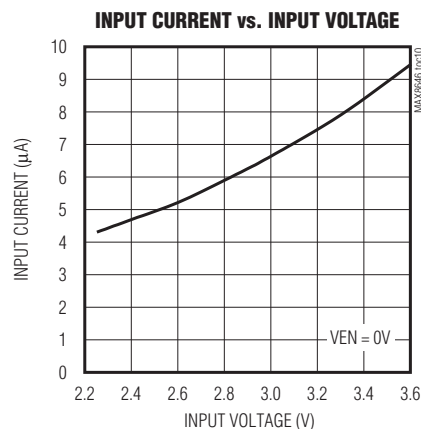
(Typical values are: $V_{IN} = V_{DD} = 3.3V$; $V_{OUT} = 1.8V$, $R_{FREQ} = 50k\Omega$, $I_{OUT} = 6A$, and $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



スイッチ内蔵、6A、2MHz ステップダウンレギュレータ

標準動作特性(続き)

(Typical values are: $V_{IN} = V_{DD} = 3.3V$; $V_{OUT} = 1.8V$, $R_{FREQ} = 50k\Omega$, $I_{OUT} = 6A$, and $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



スイッチ内蔵、6A、2MHz ステップダウンレギュレータ

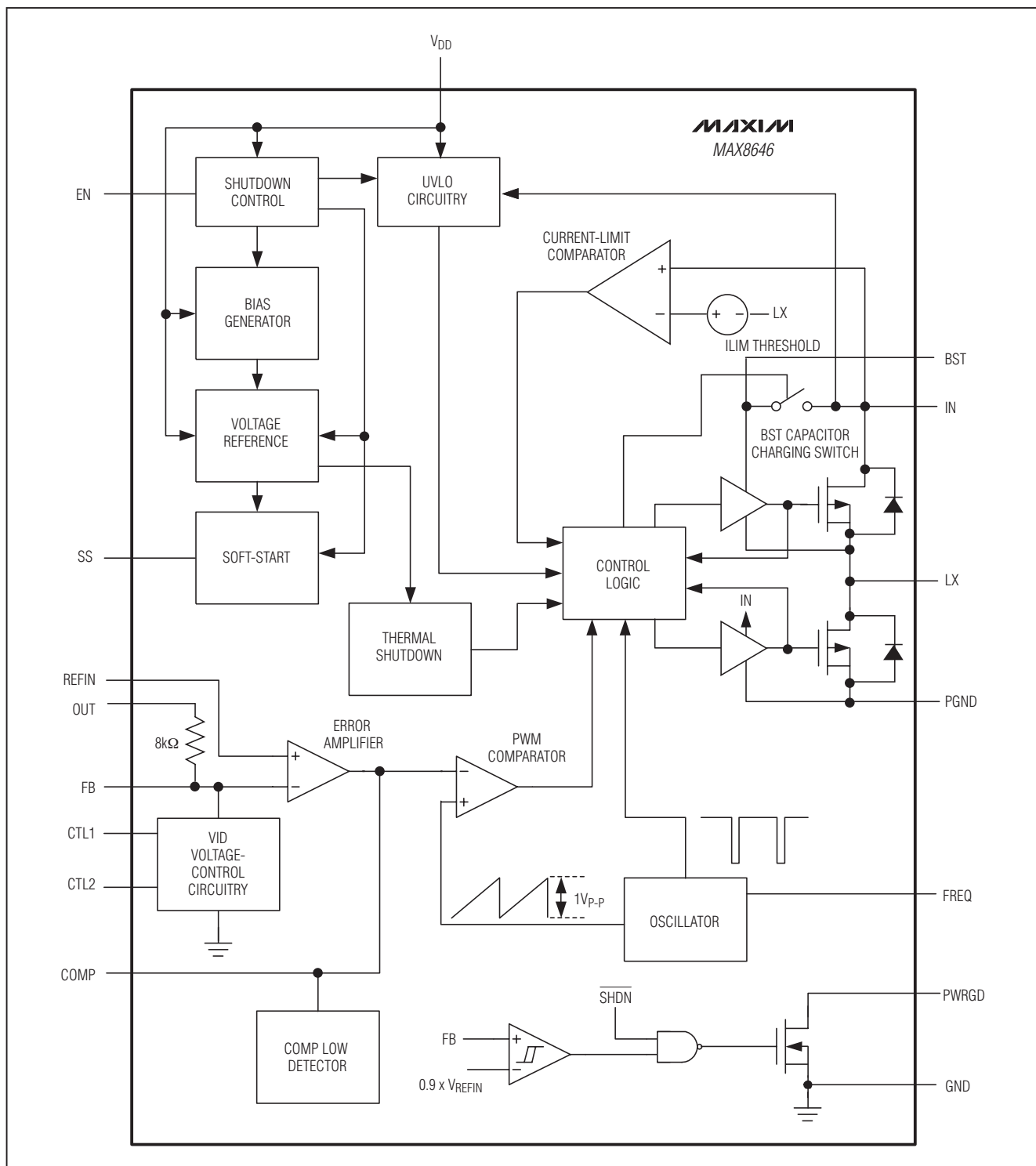
MAX8646

端子説明

端子	名称	機能
1, 7	GND	アナログ回路グランド
2	V _{DD}	電源電圧およびバイパス入力。10Ωの抵抗でV _{DD} をINに接続してください。1μFのセラミックコンデンサをV _{DD} とGND間に接続してください。
3, 4	CTL1, CTL2	プリセット出力電圧の選択入力。CTL1とCTL2によって、9種のプリセット電圧の中の1種に出力電圧を設定します。プリセット電圧は表1を参照してください。
5	REFIN	外部リファレンス入力。REFINを外部リファレンス電圧に接続すると、FBがREFINに印加された電圧にレギュレートされます。ICがシャットダウンモードのとき、REFINは内部でGNDに強制されます。
6	SS	ソフトスタート入力。起動時間を設定するためにはSSとGND間にコンデンサを接続してください。ソフトスタート時間の設定に関する詳細は「ソフトスタートとREFIN」の項を参照してください。
8	COMP	電圧誤差アンプの出力。COMPとFBの間に必要とする補償回路を接続してください。ICがシャットダウンモードのとき、COMPは内部でGNDに強制されます。
9	FB	フィードバック入力。出力とGND間の外付け分圧抵抗のセンタータップをFBに接続すると、0.6V～V _{IN} × 90%の出力電圧を設定することができます。CTL1とCTL2を用いて9種のプリセット電圧の中からいずれかを選択する場合には、RC回路を通してFBを出力に接続してください。
10	OUT	出力電圧の検出。出力に接続してください。外付けの分圧器を使用する場合はOUTには何も接続しないでください。
11	FREQ	発振器周波数の選択。FREQとGND間に抵抗を接続してスイッチング周波数を選択してください。
12	PWRGD	パワーグッド出力。V _{FB} がV _{REFIN} または0.6Vの90%以上になると、ハイインピーダンスとなるオープンドレイン出力です。V _{FB} がレギュレータポイントの90%未満に下回ると、PWRGDは内部でローに強制されます。ICがシャットダウンモード状態、V _{DD} またはV _{IN} がUVLOスレッシヨルド未満になるか、またはICが熱シャットダウン状態では、PWRGDは内部でローに強制されます。
13	BST	ハイサイドMOSFETドライバ電源。BSTを0.1μFのコンデンサでLXにバイパスしてください。
14, 15, 16	LX	インダクタ接続。LXの各端子はすべて内部で相互に接続されています。LXの各端子はすべて出力インダクタに接続してください。ICがシャットダウンモードの場合、LXはハイインピーダンスです。
17–20	PGND	電源グランド。PGNDの各端子をすべて外部で電源グランドプレーンに接続してください。
21, 22, 23	IN	電源供給入力。入力電源範囲は2.35V～3.6Vです。外部で22μFのセラミックコンデンサでPGNDにバイパスしてください。「標準動作回路」を参照してください。
24	EN	イネーブル入力。MAX8646をイネーブル/ディセーブルするロジック入力。
—	EP	エクスポーズドパッド。熱性能を最適化するために大きいグランドプレーンに接続してください。

スイッチ内蔵、6A、2MHz ステップダウンレギュレータ

ブロックダイアグラム



スイッチ内蔵、6A、2MHz ステップダウンレギュレータ

MAX8646

標準動作回路

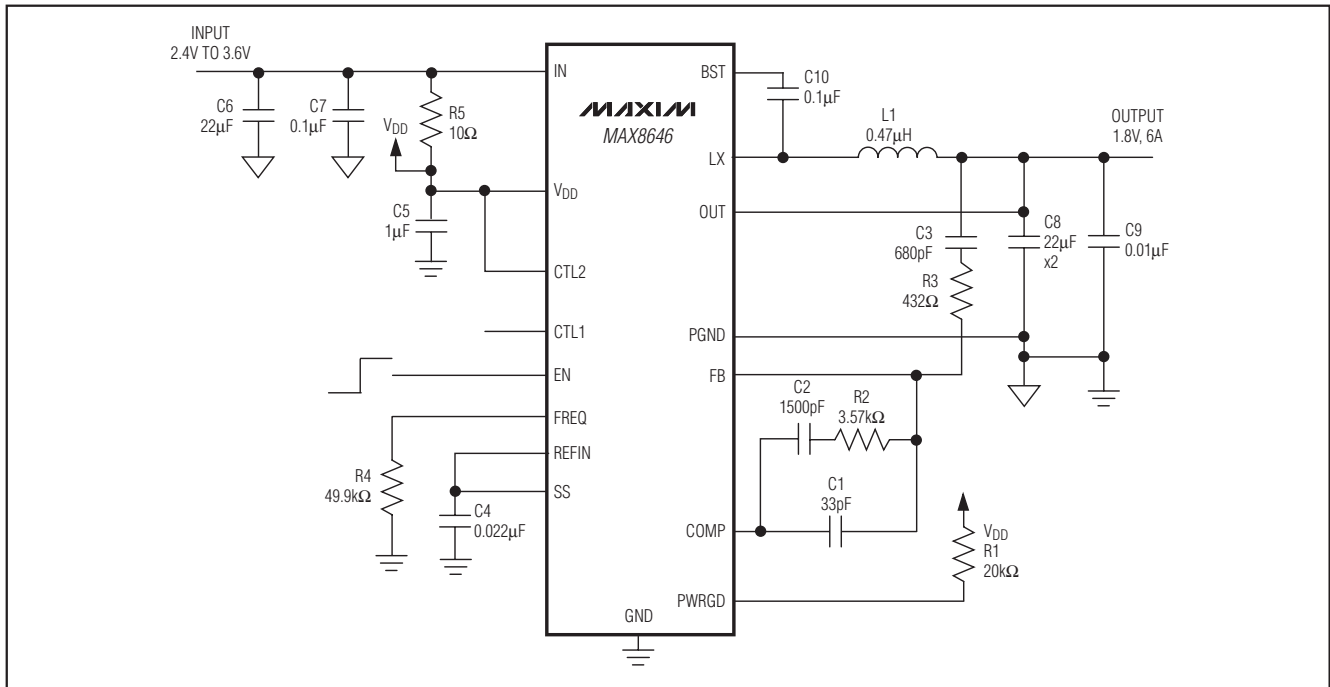


図1. MAX8646 1MHz、 $V_{OUT} = 1.8V$ とした全セラミックコンデンサ設計

詳細

高効率、電圧モードスイッチングレギュレータMAX8646は最大6Aの出力電流を供給することができます。MAX8646は2.35V～3.6Vの入力電源から0.6V～0.9 × V_{IN} の出力電圧を提供し、ボードに搭載するポイントオブロード(POL)アプリケーションに最適です。出力電圧精度は負荷、電源、および温度の全範囲で±1%より優れています。

MAX8646はスイッチング周波数範囲が広いことが特長で、すべてをセラミックコンデンサで設計し、高速過渡応答が達成されます(図1を参照)。高速動作周波数によって、外付け部品が大きくなります。MAX8646は小型(4mm x 4mm)、鉛フリー、24ピンTQFNパッケージで提供されます。REFINの機能によって、MAX8646はDDRおよびトラッキング電源用に最適な候補となります。ハイおよびローサイドスイッチに内蔵低 $R_{DS(ON)}$ (23mΩ)のnチャネルMOSFETを使用しているため、重負荷および高いスイッチング周波数で高効率を維持します。

MAX8646は広帯域(>14MHz)誤差アンプを使用する電圧モード方式を採用しています。電圧モードの制御方式のために最高2MHzまでのスイッチング周波数が可能で、ボード面積が削減されます。オペアンプによる電圧誤差アンプはタイプIIIの補償で動作し、高周波スイッ

チングの帯域幅を十分に利用して高速応答を得ることができます。可変のソフトスタート時間によって、入力起動時の突入電流を最小化する柔軟性を提供します。オープンドレインのパワーグッド(PWRGD)出力は V_{FB} が V_{REFIN} の90%または0.54Vに達すると、ハイになります。

コントローラの機能

コントローラロジックブロックはさまざまな電源、負荷、および温度条件下でハイサイドMOSFETのデューティサイクルを決定する中央プロセッサです。電流リミットおよび温度保護がトリガされない通常の動作では、コントローラロジックブロックはPWMコンパレータからの出力を受け取り、ハイサイドとローサイドの両方のMOSFET用の駆動信号を生成します。ブレークビフォアメークロジックとブートストラップコンデンサの充電時間はコントローラロジックによって計算されます。電圧誤差アンプからの誤差信号は発振器によって生成されるランプ(傾斜)信号とPWMコンパレータで比較され、必要とするPWM信号が作られます。ハイサイドスイッチは発振器サイクルの初めにオンとなり、ランプ電圧が V_{COMP} 信号を超えるか、または電流リミットスレッショルドが超過されると、オフになります。ローサイドスイッチは、その後、発振器サイクルの残りの時間、オンとなります。

スイッチ内蔵、6A、2MHz ステップダウンレギュレータ

電流リミット

内蔵のハイサイドMOSFETの標準的なピーク電流制限スレッショルドは11Aです。LXからの流出電流がこのリミット値を超えると、ハイサイドMOSFETはオフとなり、同期整流器がオンとなります。同期整流器はインダクタ電流がローサイド電流リミット値を下回るまで、オンのままです。このことによって、デューティサイクルを低下させ、電流リミット値を超えなくなるまで、出力電圧を低下させます。MAX8646は短絡出力状態での過熱を防止するためにヒカップモードを採用しています。

電流リミット状態で V_{FB} が420mV未満に低下して、12 μ s以上の間、このレベル未満であると、デバイスはヒカップモードになります。ハイサイドMOSFETと同期整流器はオフになり、COMPとREFINとも、内部でローに強制されます。REFINとSSが相互接続されていると、その場合は両方ともローに強制されます。デバイスは、この状態を1024サイクル続け、その後、128サイクルの間、再起動を試みます。電流リミットを発生させている障害がクリアされると、デバイスは通常動作に復帰します。その他の場合は、デバイスはヒカップモードに再び、戻ります。

ソフトスタートとREFIN

MAX8646は起動時の突入電流を制限するために、可変のソフトスタート機能を採用しています。8 μ A (typ)電流源によってSSに外付けしたコンデンサが充電されます。ソフトスタート時間はSSとGND間に接続された外付けコンデンサの値によって調整されます。必要とするコンデンサ値は次の式で計算されます：

$$C = \frac{8\mu A \times t_{SS}}{0.6V}$$

ここで、 t_{SS} は必要なソフトスタート時間(秒)です。MAX8646は外付けリファレンス入力(REFIN)も備えています。ICはREFINに印加された電圧に対してFBをレギュレートさせます。外付けリファレンスを使用する場合は、内部ソフトスタートを使用することができません。外付けリファレンスを使用する場合のソフトスタートの方法は図2に示されています。内蔵の0.6Vリファレンスを使用するためには、REFINをSSに接続してください。

低電圧ロックアウト(UVLO)

UVLO回路は V_{DD} が2V (typ)未満になると、スイッチングを抑止します。 V_{DD} が2V (typ)を超えて上昇すると、UVLOはクリアされて、ソフトスタート機能がアクティブになります。100mVのヒステリシスがグリッチ耐性を持たせるために作られています。図3はタイプIIIの補償回路を示しています。

BST

ハイサイドnチャネルスイッチ用のゲート駆動電圧はフライングコンデンサのブースト回路によって生成されます。ローサイドMOSFETがオンとなっている間にBSTとLX間のコンデンサに V_{IN} から充電されます。ローサイドMOSFETがオフになると、このコンデンサの電圧はLXの上にスタックされてハイサイド内蔵MOSFETのターンオンに必要な電圧が供給されます。

周波数選択(FREQ)

スイッチング周波数は500kHz~2MHzに抵抗可変です。ICのスイッチング周波数はFREQとGND間に接続する抵抗(R_{FREQ})で設定してください。 R_{FREQ} は次のように計算されます：

$$R_{FREQ} = \frac{50k\Omega}{0.95\mu s} \times \left(\frac{1}{f_s} - 0.05\mu s \right)$$

ここで、 f_s はHzで表した所望のスイッチング周波数です。

パワーグッド出力(PWRGD)

PWRGDはオープンドレイン出力であり、 V_{FB} が $0.9 \times V_{REFIN}$ を超えるとハイインピーダンスになります。PWRGDは V_{FB} がレギュレーションの90%未満を少なくとも48クロックサイクルの間、続けるとローに強制されます。PWRGDはシャットダウンの間はローです。

出力電圧の設定(CTL1、CTL2)

表1に示すように、出力電圧はCTL1とCTL2のロジック状態によって端子設定することができます。CTL1とCTL2は3レベル入力(V_{DD} 、無接続、およびGND)です。CTL1とCTL2のロジック状態は電源投入の前にのみ設定してください。デバイスがイネーブルされた後、CTL1とCTL2を変化させてはいけません。出力電圧を再設定する必要がある場合は、電源またはENをサイクルさせてかつイネーブルとする前に再設定してください。

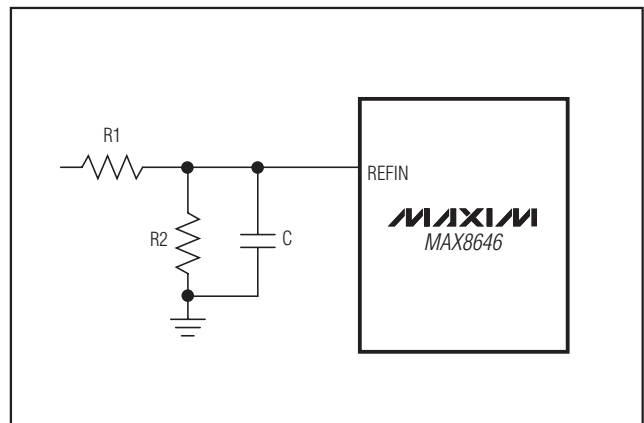


図2. 外部リファレンスを使う場合の標準的なソフトスタート構成

スイッチ内蔵、6A、2MHz ステップダウンレギュレータ

MAX8646

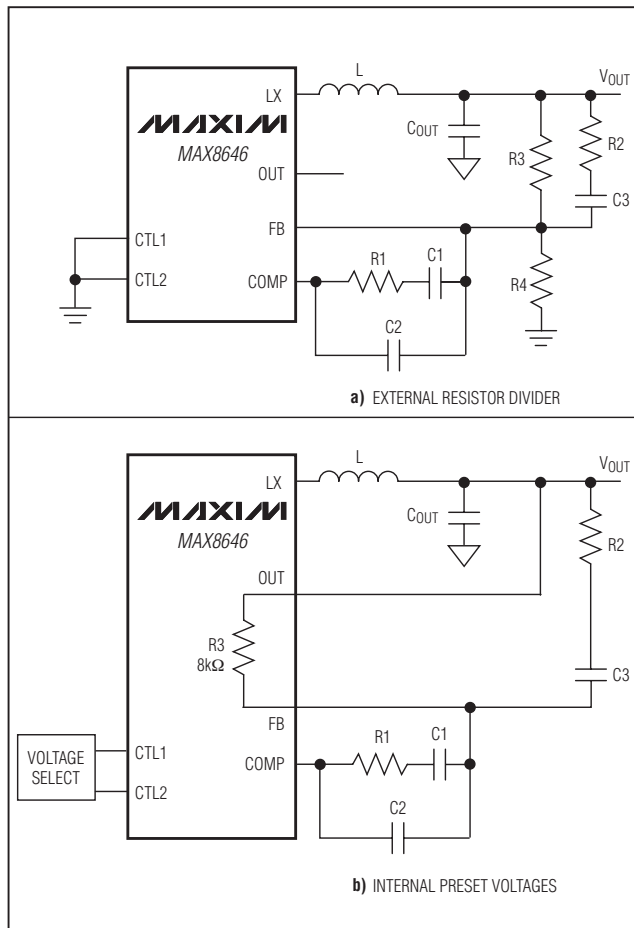


図3. タイプIIIの補償回路

シャットダウンモード

ENをGNDに駆動すると、ICをシャットダウンして自己消費電流は12μA未満になります。シャットダウン中は、LXはハイインピーダンスになります。MAX8646をイネーブルとするためにはENをハイとしてください。

熱保護

熱過負荷保護によってデバイスの総合電力消費を制限します。接合部温度が $T_J = +165^{\circ}\text{C}$ を超えると、熱センサがデバイスをシャットダウンし、ダイの冷却が可能になります。接合部温度が 20°C だけ冷却されると、熱センサはデバイスを再びオンとするため、連続して過負荷が続いていると、パルス状の出力となります。熱シャットダウン状態から回復すると、ソフトスタートシーケンスが始まります。

表1. CTL1とCTL2による出力電圧の選択

CTL1	CTL2	V _{OUT} (V)
GND	GND	0.6
V _{DD}	V _{DD}	0.7
GND	Unconnected	0.8
GND	V _{DD}	1.0
Unconnected	GND	1.2
Unconnected	Unconnected	1.5
Unconnected	V _{DD}	1.8
V _{DD}	GND	2.0
V _{DD}	Unconnected	2.5

アプリケーション情報

INとV_{DD}のデカップリング

高速スイッチング周波数によるノイズの影響を減少し、MAX8646の出力精度を最良にするためには、V_{IN}とPGND間に22μFのコンデンサを接続してV_{IN}をデカップルしてください。また、V_{DD}とGND間に1μFを接続してV_{DD}をデカップルしてください。これらのコンデンサはICのできる限り近くに配置してください。

インダクタの選択

次の式を使ってインダクタを選択してください：

$$L = \frac{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}{f_S \times V_{IN} \times LIR \times I_{OUT(MAX)}}$$

ここで、LIRは最小デューティサイクルにおけるリップル電流の最大負荷電流に対する比です。最良の性能と安定性を得るためには、LIRは20%～40%に選んでください。

割り当てられた寸法に収容可能な最小のDC抵抗を持つインダクタを使用してください。粉末鉄フェライトコアタイプを選択すると、多くの場合、最良の性能が得られます。

どのようなコア材料の場合でも、MAX8646の電流リミットで飽和しないようにコアは十分に大きくしてください。

出力コンデンサの選択

出力コンデンサ選択の重要パラメータは容量値、ESR、ESL、および電圧定格要件です。

これらはDC-DCコンバータの総合安定性、出力リップル電圧、および過渡応答に影響します。出力リップルは出力コンデンサの蓄積電荷の変動、コンデンサのESRによる電圧降下、およびコンデンサのESLによる電圧降下によって起こります。次の式を使って、出力コンデンサ値、ESR、およびESLによる出力電圧リップルを計算してください：

スイッチ内蔵、6A、2MHz ステップダウンレギュレータ

$$V_{\text{RIPPLE}} = V_{\text{RIPPLE(C)}} + V_{\text{RIPPLE(ESR)}} + V_{\text{RIPPLE(ESL)}}$$

ここで、出力コンデンサ値、ESR、およびESLによる出力リップルは：

$$V_{\text{RIPPLE(C)}} = \frac{I_{\text{P-P}}}{8 \times C_{\text{OUT}} \times f_{\text{S}}}$$

$$V_{\text{RIPPLE(ESR)}} = I_{\text{P-P}} \times \text{ESR}$$

$$V_{\text{RIPPLE(ESL)}} = \frac{I_{\text{P-P}}}{t_{\text{ON}}} \times \text{ESL}$$

または：

$$V_{\text{RIPPLE(ESL)}} = \frac{I_{\text{P-P}}}{t_{\text{OFF}}} \times \text{ESL}$$

どちらか大きい方です。

インダクタ電流のピーク値($I_{\text{P-P}}$)は次の式のようになります：

$$I_{\text{P-P}} = \frac{V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}}{f_{\text{S}} \times L} \times \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}}$$

これらの式は最初にコンデンサを選択する場合に使用してください。最終値はプロトタイプまたは同等な回路の試験によって定めてください。リップル電流を小さくすると、出力電圧リップルが小さくなります。インダクタのリップル電流はインダクタ値によって決まるため、インダクタンスを大きくすると、出力電圧リップルが小さくなります。コンバータのスイッチング周波数において小さいESRと小さいESLを持つセラミックコンデンサを採用してください。ESL起因のリップル電圧はセラミックコンデンサを使うと無視することができます。

負荷過渡応答は選択した出力コンデンサの値に依存します。負荷の過渡状態では、出力は即座に $\text{ESR} \times \Delta I_{\text{LOAD}}$ だけ変化します。コントローラが応答可能となる前に、出力はさらに偏移してゆきますが、これはインダクタと出力コンデンサの値に依存します。

短時間の後、コントローラは出力電圧をレギュレートしてその既定値に復帰させます。コントローラの応答時間はクローズドループの帯域幅に依存します。帯域幅が広いと、高速応答時間が得られ、出力がレギュレート値から、さらに偏移してゆくことを阻止します。詳細は「補償設計」の項を参照してください。

入力コンデンサの選択

入力コンデンサは入力電源から引き出される電流ピークを減少させて、ICのスイッチングノイズを減少させます。入力リップル電圧を規格以内に保ち、入力源に戻ってくる高周波のリップル電流を最小化するためには、入力

の総合容量値は次の式によって与えられる値以上としなければなりません：

$$C_{\text{IN_MIN}} = \frac{D \times T_{\text{S}} \times I_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}} - \text{RIPPLE}}$$

ここで、 $V_{\text{IN-RIPPLE}}$ は入力コンデンサの両端間に許される入力リップル電圧の最大値であり、最小入力電圧の2%未満とすることを推奨します。Dはデューティサイクル($V_{\text{OUT}}/V_{\text{IN}}$)であり、 T_{S} はスイッチング周期です($1/f_{\text{S}}$)。

入力コンデンサのスイッチング周波数におけるインピーダンスは、高周波スイッチング電流が入力源に流れず、入力コンデンサを通して短絡して流れるようにするために、入力源のインピーダンスより低くするようにしなければなりません。電源インピーダンスが高い場合には、入力コンデンサの値を大きくしなければなりません。入力コンデンサはスイッチング電流によって与えられるリップル電流要件を満たさなければなりません。

入力リップル電流のRMS値は次の式で与えられます：

$$I_{\text{RIPPLE}} = I_{\text{LOAD}} \times \sqrt{\frac{V_{\text{OUT}} \times (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}})}{V_{\text{IN}}}}$$

ここで I_{RIPPLE} は入力リップル電流のRMS値です。

補償設計

この電源の伝達関数は1個のダブルポールと1個のゼロで構成されます。出力フィルタ用のインダクタLと出力フィルタ用のコンデンサ C_{O} によってダブルポールが作られます。出力フィルタコンデンサのESRがゼロを決定します。ダブルポールとゼロ周波数は次の式で与えられます：

$$f_{\text{P1_LC}} = f_{\text{P2_LC}} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L \times C_{\text{O}} \times \left(\frac{R_{\text{O}} + \text{ESR}}{R_{\text{O}} + R_{\text{L}}} \right)}}$$

$$f_{\text{Z_ESR}} = \frac{1}{2\pi \times \text{ESR} \times C_{\text{O}}}$$

ここで、 R_{L} は出力インダクタのDCRと内蔵スイッチ抵抗の $R_{\text{DS(ON)}}$ の和に等しい値です。 $R_{\text{DS(ON)}}$ の標準値は23mΩです。 R_{O} は出力負荷抵抗であり、それは定格出力電圧を定格出力電流で除算した値です。ESRは出力フィルタコンデンサの等価直列抵抗の合計値です。同じタイプの出力コンデンサが2個以上並列になっている場合は、上の式におけるESR値は1個の出力コンデンサのESRを出力コンデンサの合計数で除算した値に等しくなります。

MAX8646のスイッチング周波数は高い範囲にあるため、出力にセラミックコンデンサを使用することができます。

スイッチ内蔵、6A、2MHz ステップダウンレギュレータ

MAX8646

セラミックコンデンサのESRは通常、非常に小さいため、それに関係する伝達関数のゼロ周波数はユニティゲインクロスオーバー周波数の f_C よりも高く、ゼロを出力フィルタ用のインダクタとコンデンサで作られるダブルポールの補償に使うことはできません。ダブルポールによって、40dB/decadeの利得低下と180°/decadeの位相シフトが生じます。誤差アンプはこの利得低下と位相シフトを補償して、安定な広帯域幅のクロズドループシステムを作らなければなりません。したがって、図3と4に示すようにタイプIII補償を使用してください。タイプIII補償は3個のポールと2個のゼロを備え、最初のポールの f_{P1_EA} はゼロ周波数(DC)の位置にあります。タイプIIIのその他のポールとゼロの位置は次の式で与えられます：

$$f_{Z1_EA} = \frac{1}{2\pi \times R1 \times C1}$$

$$f_{Z2_EA} = \frac{1}{2\pi \times R3 \times C3}$$

$$f_{P3_EA} = \frac{1}{2\pi \times R1 \times C2}$$

$$f_{P2_EA} = \frac{1}{2\pi \times R2 \times C3}$$

上の式は $C1 \gg C2$ 、および $R3 \gg R2$ を仮定しており、これはほとんどのアプリケーションで成立します。これらのポールとゼロの位置は電源の伝達関数のダブルポールとESRゼロ周波数によって決定されます。それは所望のクロズドループの帯域幅の関数でもあります。次のセクションはMAX8646に要求される補償部品を計算する段階的設計手順の概要です。MAX8646の出力電圧をプリセット電圧に設定する場合は、R3はIC内部にあり、R4は存在しません(図3b)。

MAX8646を外部設定する場合(図3a)、出力電圧は次の式で決定されます：

$$R4 = \frac{0.6 \times R3}{(V_{OUT} - 0.6)}$$

クロズドループのゼロクロス周波数の f_C はスイッチング周波数 f_S の10%~20%になるようにしてください。ゼロクロス周波数を高くするほど、過渡応答が高速となります。 f_C が選択されると、C1は次の式で計算されます：

$$C1 = \frac{2.5 \times V_{IN}}{2 \times \pi \times R3 \times (1 + \frac{R_L}{R_O}) \times f_C}$$

出力LCダブルポールは不足制動となる性質があるため、タイプIII補償の2つのゼロ周波数をLCダブルポール周波数よりも低く選択して、十分な位相ブーストを与えてください。2つのゼロ周波数をLCダブルポール周波数の80%に設定してください。

したがって：

$$R1 = \frac{1}{0.8 \times C1} \times \sqrt{\frac{L \times C_O \times (R_O + ESR)}{R_L + R_O}}$$

$$C3 = \frac{1}{0.8 \times R3} \times \sqrt{\frac{L \times C_O \times (R_O + ESR)}{R_L + R_O}}$$

2番目の補償ポールの f_{P2_EA} を f_{Z_ESR} に設定すると：

$$R2 = \frac{C_O \times ESR}{C3}$$

3番目の補償ポールをスイッチング周波数の1/2に設定してください。C2を次の式で計算してください：

$$C2 = \frac{1}{\pi \times R1 \times f_S \times 2}$$

ゼロクロス周波数がダブルポール周波数よりも十分に高い場合、上述の式を使うと、正確な補償が得られます。ゼロクロス周波数がダブルポール周波数に近いと、実際のゼロクロス周波数は計算した周波数よりも高くなります。この場合、R1の値を小さくすると、ゼロクロス周波数は低くなります。また、位相マージンを大きくするために、ゼロクロス周波数を200kHzより高くする場合はタイプIII補償の3番目のポールをスイッチング周波数の近くに設定してください。R3の推奨範囲は2kΩ~10kΩです。異なった電圧を設定するためにR4の抵抗値のみを変えても、ループ補償に変化はありません。

PCBレイアウトと熱性能

クリーンで安定な動作を得るためには、PCBのレイアウトを注意深く行うことが重要です。最適な性能を得るためには、MAX8646のEVキットのレイアウトをそのまま使うことを強く推奨します。変更する必要がある場合は、優れたPCBレイアウトを行うために、このガイドラインに従ってください：

- 1) 入力および出力コンデンサを電源グランドプレーンに接続してください。その他のコンデンサはすべて信号グランドプレーンに接続してください。
- 2) V_{DD} 、 V_{IN} 、およびSSのコンデンサは可能な限りICの近くに配置し、その対応する端子は直接配線してください。パワーグランドプレーン(PGNDに接続)と信号グランドプレーン(GNDに接続する)を分離してください。

スイッチ内蔵、6A、2MHz ステップダウンレギュレータ

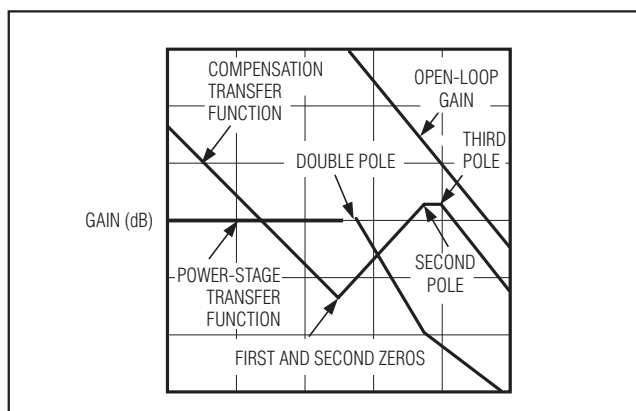
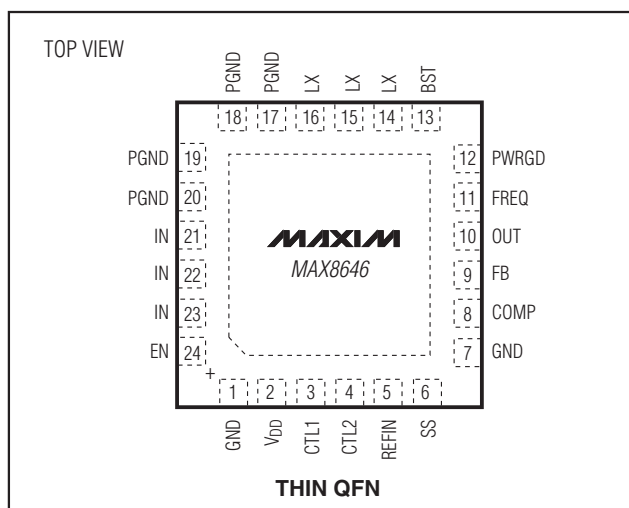


図4. タイプIIIの補償の図

- 3) 大電流経路を可能な限り短く太くしてください。スイッチング電流経路を短くしてLX、出力コンデンサ、および入力コンデンサで形成されるループを最小化してください。
- 4) IN、LX、およびPGNDを別々に大きい銅領域に接続してICの冷却に役立たせ、さらに効率と長期信頼性を改善してください。
- 5) すべてのフィードバックの接続を短く、直接的に行ってください。フィードバック抵抗と補償部品を可能な限りICの近くに配置してください。
- 6) LXのような高速スイッチングノードを敏感なアナログ領域(FB、COMP)から引き離して配置してください。

ピン配置



チップ情報

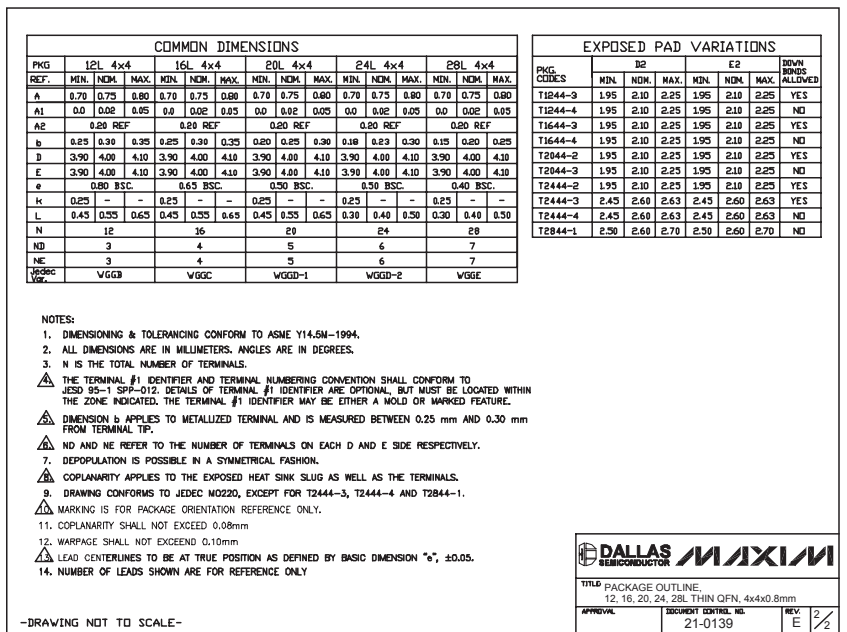
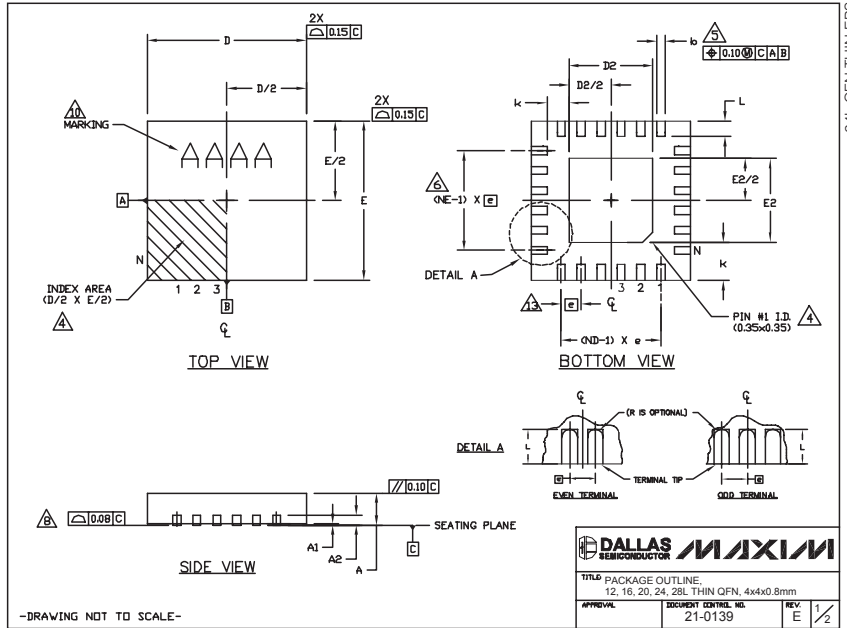
PROCESS: BiCMOS

スイッチ内蔵、6A、2MHz ステップダウンレギュレータ

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。)

MAX8646



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。

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

15

© 2006 Maxim Integrated Products, Inc. All rights reserved. MAXIM is a registered trademark of Maxim Integrated Products, Inc.