

高効率、8A、電流モード 同期ステップダウンスイッチングレギュレータ

概要

パワースイッチを内蔵した高効率、電流モード、同期ステップダウンスイッチングレギュレータのMAX15108は、最大8Aの出力電流を供給します。このレギュレータは2.7V~5.5Vで動作し、0.6V~入力電圧の95%までの出力電圧を提供するため、分散電源システム、ポータブル機器、およびプリレギュレーションアプリケーションに最適です。

このICは、高利得のトランスコンダクタンスエラーアンプによる電流モード制御アーキテクチャを採用しています。この電流モード制御アーキテクチャは、補償設計を簡略化し、サイクル単位の電流制限、ラインおよび負荷トランジェントに対する高速応答を確保します。

このレギュレータは、選択可能なスキップモード機能を備えており、電流消費を低減し、軽出力負荷時の効率向上を実現します。低 $R_{DS(ON)}$ の内蔵スイッチによって、重要なインダクタンスを最小限に抑制しながら、重負荷で高効率を実現し、ディスクリートソリューションに比べてレイアウト設計が大幅に容易になります。このICのシンプルなレイアウトおよびフットプリントの使用によって、新規設計の簡略化を担います。

このレギュレータは、出荷時調整済みの1MHzの固定周波数PWMモード動作を備えています。高スイッチング周波数は、PWM電流モードアーキテクチャとともに、コンパクトなオールセラミックコンデンサ設計を可能にします。

このICは、入力突入電流を低減するために、コンデンサで設定可能なソフトスタートを備えています。内部制御回路によって、プリバイアス出力への安全な起動が保証されます。電源シーケンシングは、イネーブル入力およびパワーグッド出力を使用して制御します。

このICは、20ピン(4 x 5アレイ)、ウェハレベルパッケージ(WLP) (2.5mm x 2mm)で提供され、-40°C~+85°Cの温度範囲での動作が完全に保証されています。

アプリケーション

- 分散電源システム
- DDRメモリ
- 基地局
- ポータブル機器
- ノートブック電源
- サーバ電源

特長

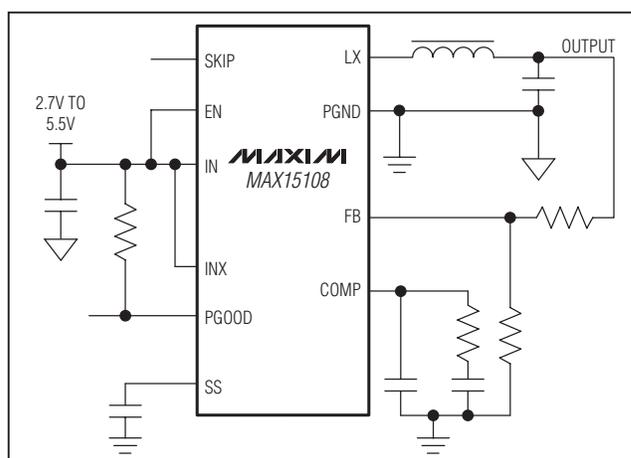
- ◆ 連続出力電流：8A
- ◆ 効率：96% (max)
- ◆ 精度：±1% (全負荷、ライン、および全温度範囲)
- ◆ 動作電源電圧：2.7V~5.5V
- ◆ 可変出力：0.6V~0.95 x V_{IN}
- ◆ 設定可能なソフトスタート
- ◆ プリバイアス出力への安全な起動
- ◆ 外部リファレンス入力
- ◆ スイッチング周波数：1MHz
- ◆ 低ESRのセラミック出力コンデンサで安定動作
- ◆ スキップモードまたは強制PWMモード
- ◆ 電源シーケンシング用のイネーブル入力およびパワーグッド出力
- ◆ サイクル単位の過電流保護
- ◆ 過電流および温度過昇に対する完全な保護機能
- ◆ 入力低電圧ロックアウト
- ◆ 20ピン(4 x 5アレイ)、ウェハレベルパッケージ(WLP) (2.5mm x 2mm)

型番

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX15108EWP+	-40°C to +85°C	20 WLP

+は鉛(Pb)フリー/RoHS準拠パッケージを表します。

標準動作回路



高効率、8A、電流モード 同期ステップダウンスイッチングレギュレータ

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

IN, PGOOD to PGND	-0.3V to +6V	Continuous Power Dissipation (T _{BOARD} = +70°C)
LX to PGND	-0.3V to (V _{IN} + 0.3V)	WLP (derate 31.7mW/°C above T _{BOARD} = +70°C).....
LX to PGND	-1V to (V _{IN} + 0.3V) for 50ns	Operating Temperature Range
EN, COMP, FB, SS, SKIP to PGND	-0.3V to (V _{IN} + 0.3V)	Operating Junction Temperature (Note 2).....
Continuous LX Current (Note 1).....	-12A to +12A	Storage Temperature Range.....
Output Short-Circuit Duration.....	Continuous	Soldering Temperature (reflow) (Note 3)

Note 1: LX has internal clamp diodes to PGND and IN. Do not exceed the power dissipation limits of the device when forward biasing these diodes.

Note 2: Limit the junction temperature to +110°C for continuous operation at full current.

Note 3: The WLP package is constructed using a unique set of package techniques that impose a limit on the thermal profile the device can be exposed to during board-level solder attach and rework. This limit permits only the use of the solder profiles recommended in the industry-standard specification JEDEC 020A, paragraph 7.6, Table 3 for IR/VPR and convection reflow. Preheating is required. Hand or wave soldering is not allowed.

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.

PACKAGE THERMAL CHARACTERISTICS (Note 4)

WLP

Junction-to-Ambient Thermal Resistance (θ_{JA})31.5°C/W

Note 4: Package thermal resistances were obtained using the method described in JEDEC specification JESD51-7, using a four-layer board. For detailed information on package thermal considerations, refer to japan.maxim-ic.com/thermal-tutorial.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{IN} = 5V, C_{SS} = 4.7nF, T_A = T_J = -40°C to +85°C. Typical values are at T_A = +25°C, unless otherwise noted.) (Note 4)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
IN Voltage Range	V _{IN}		2.7		5.5	V
IN Shutdown Supply Current		V _{EN} = 0V		0.3	3	μA
IN Supply Current	I _{IN}	V _{EN} = 5V, V _{FB} = 0.75V, not switching		3.4	6	mA
V _{IN} Undervoltage Lockout Threshold		LX starts switching, V _{IN} rising		2.6	2.7	V
V _{IN} Undervoltage Lockout Hysteresis		LX stops switching, V _{IN} falling		200		mV
ERROR AMPLIFIER						
Transconductance	g _{MV}			1.4		mS
Voltage Gain	A _{VEA}			90		dB
FB Set-Point Accuracy	V _{FB}	Over line, load, and temperature	594	600	606	mV
FB Input Bias Current	I _{FB}		-100		+100	nA
COMP to Current-Sense Transconductance	G _{MOD}			25		A/V
COMP Clamp Low		V _{FB} = 0.75V		0.93		V
Compensation RAMP Valley				1		V
POWER SWITCHES						
High-Side Switch Current-Limit Threshold	I _{HSC}			14		A
Low-Side Switch Sink Current-Limit Threshold				14		A
Low-Side Switch Source Current-Limit Threshold				14		A

高効率、8A、電流モード 同期ステップダウンスイッチングレギュレータ

MAX15108

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = 5V$, $C_{SS} = 4.7nF$, $T_A = T_J = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$, unless otherwise noted.) (Note 4)

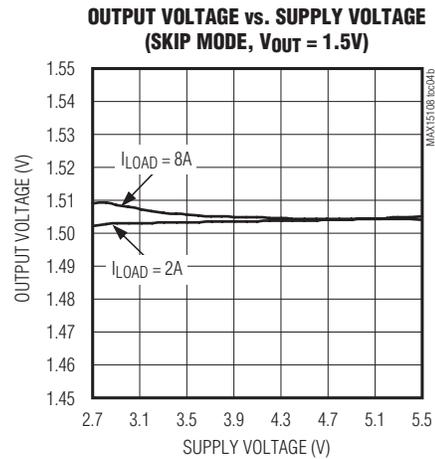
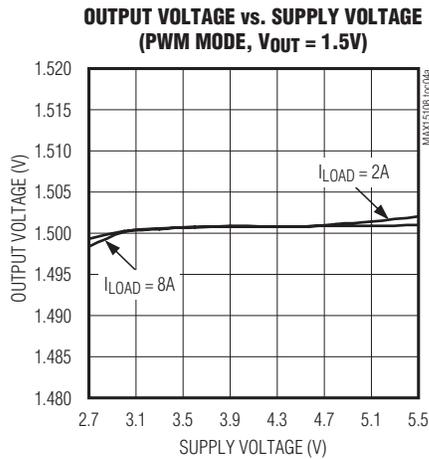
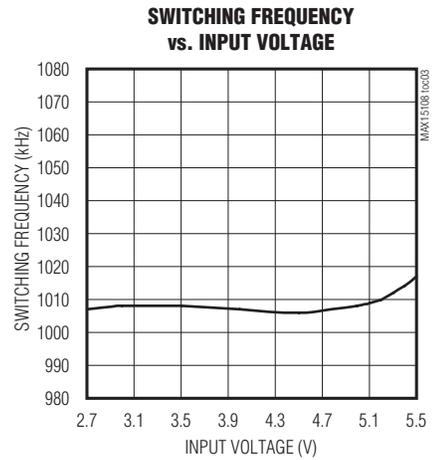
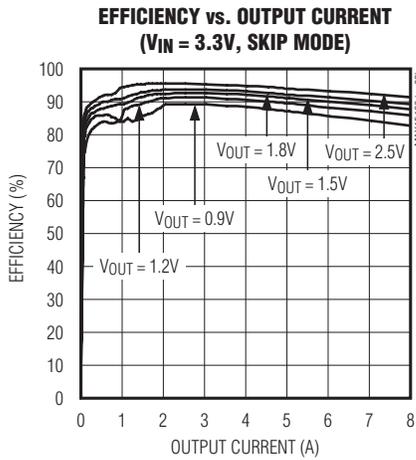
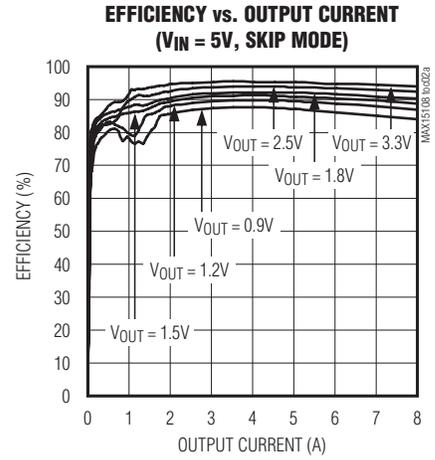
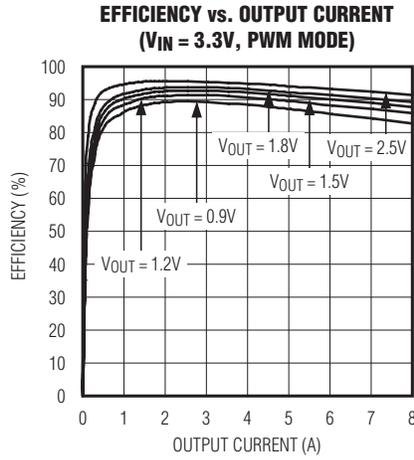
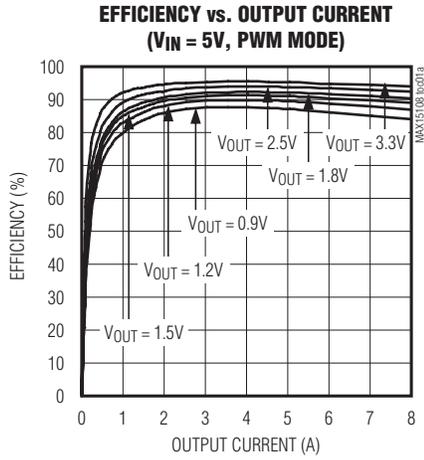
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
LX Leakage Current		$V_{EN} = 0V$			10	μA
RMS LX Output Current			8			A
OSCILLATOR						
Switching Frequency	f _{sw}		850	1000	1150	kHz
Maximum Duty Cycle	D _{MAX}			94		%
Minimum Controllable On-Time				100		ns
ENABLE						
EN Input High Threshold Voltage		V_{EN} rising	1.3			V
EN Input Low Threshold Voltage		V_{EN} falling			0.4	V
EN Input Leakage Current		$V_{EN} = 5V$			1	μA
SKIP						
Skip Input High Threshold Voltage		V_{SKIP} rising	1.3			V
Skip Input Low Threshold Voltage		V_{SKIP} falling			0.4	V
Skip Input Leakage Current		$V_{SKIP} = 5V$			30	μA
Zero-Crossing Current Threshold		I_{LX} falling		0.7		A
On-Time in Skip Mode				335		ns
SOFT-START, PREBIAS						
Soft-Start Current	I _{SS}	$V_{SS} = 0.45V$, sourcing		10		μA
SS Discharge Resistance	R _{SS}	I _{SS} = 10mA, sinking		8.5		Ω
SS Prebias Mode Stop Voltage		SS rising		0.58		V
HICCUP						
Number of Consecutive Current-Limit Events to Hiccup				8		Events
Timeout				1024		Clock Cycles
POWER-GOOD OUTPUT						
PGOOD Threshold		FB rising	0.54	0.56	0.58	V
PGOOD Threshold Hysteresis		FB falling		25		mV
PGOOD V _{OL}		I _{PGOOD} = 5mA, V _{FB} = 0.5V		22	100	mV
PGOOD Leakage		V _{PGOOD} = 5V, V _{FB} = 0.75V			1	μA
THERMAL SHUTDOWN						
Thermal Shutdown Threshold				+160		$^{\circ}C$
Thermal Shutdown Hysteresis		Temperature falling		25		$^{\circ}C$

Note 5: Specifications are 100% production tested at $T_A = +25^{\circ}C$. Limits over the operating temperature range are guaranteed by design and characterization.

高効率、8A、電流モード 同期ステップダウンスイッチングレギュレータ

標準動作特性

(Circuit of Typical Application Circuit, $T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

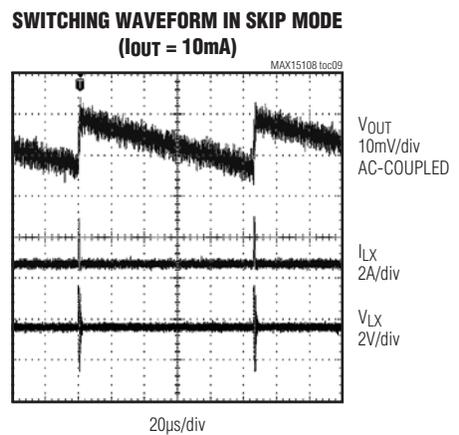
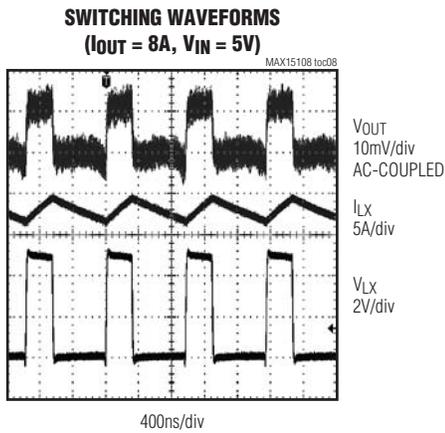
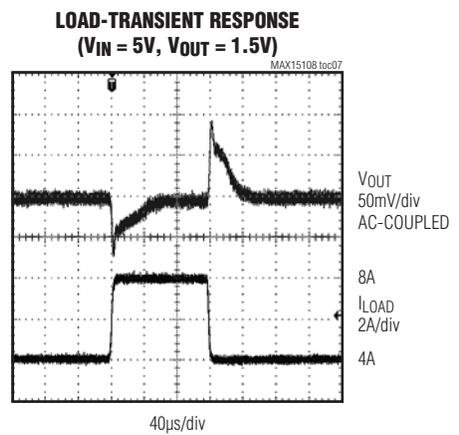
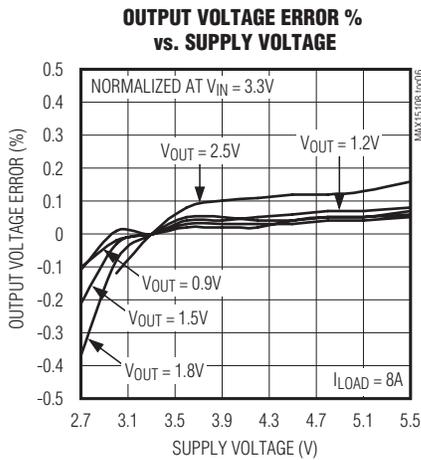
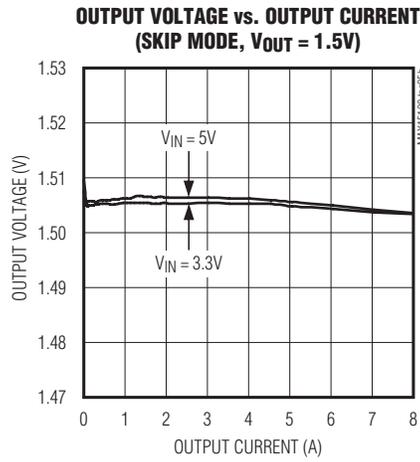
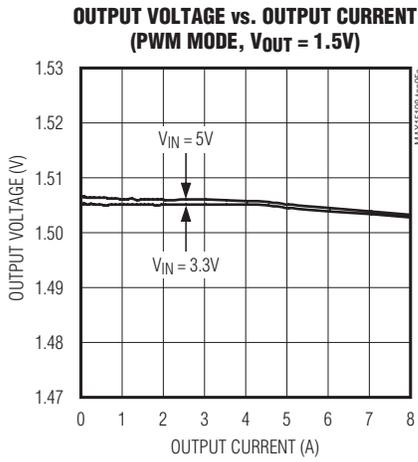


高効率、8A、電流モード 同期ステップダウンスイッチングレギュレータ

MAX15108

標準動作特性(続き)

(Circuit of Typical Application Circuit, $T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

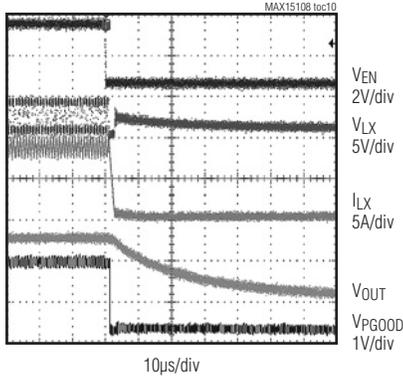


高効率、8A、電流モード 同期ステップダウンスイッチングレギュレータ

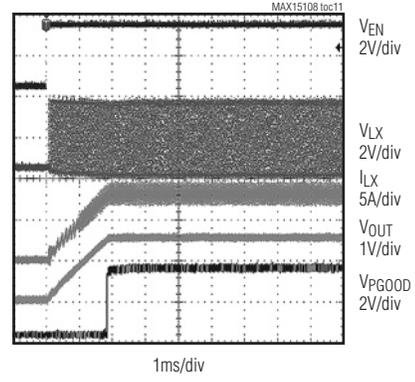
標準動作特性(続き)

(Circuit of Typical Application Circuit, $T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

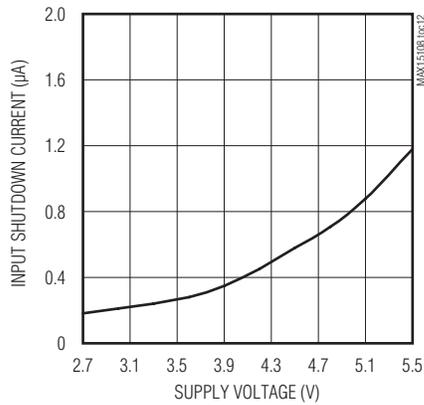
SHUTDOWN WAVEFORM ($I_{LOAD} = 8\text{A}$)



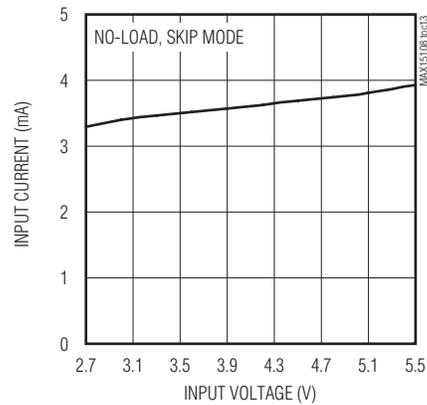
SOFT-START WAVEFORMS ($I_{LOAD} = 8\text{A}$)



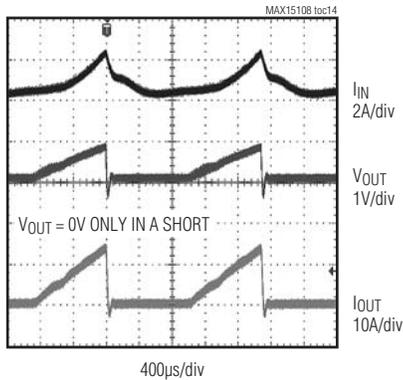
INPUT SHUTDOWN CURRENT
vs. SUPPLY VOLTAGE



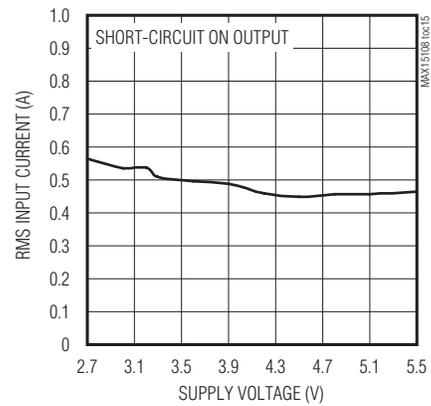
INPUT CURRENT vs. INPUT VOLTAGE



OVERLOAD HICCUP MODE



RMS INPUT CURRENT
vs. SUPPLY VOLTAGE

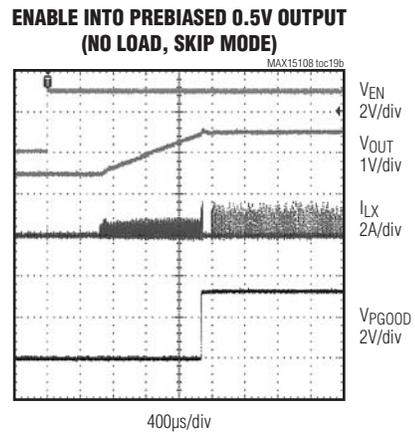
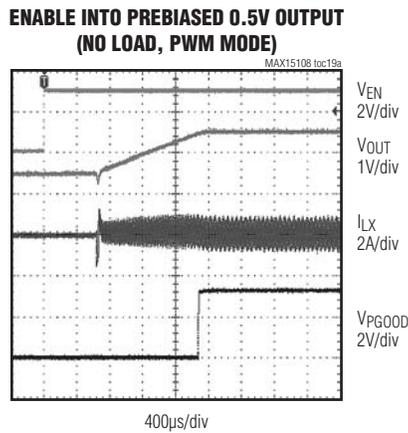
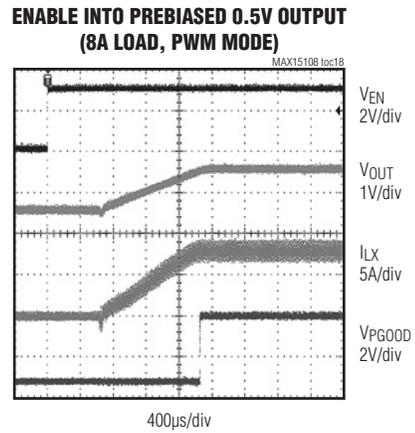
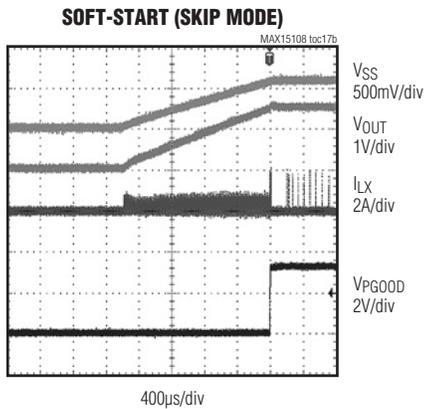
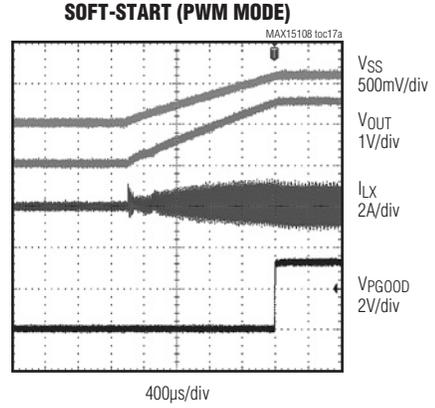
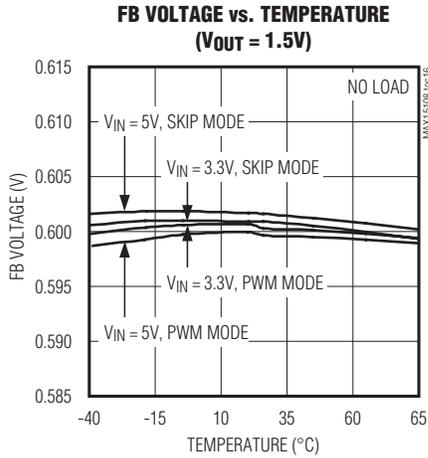


高効率、8A、電流モード 同期ステップダウンスイッチングレギュレータ

MAX15108

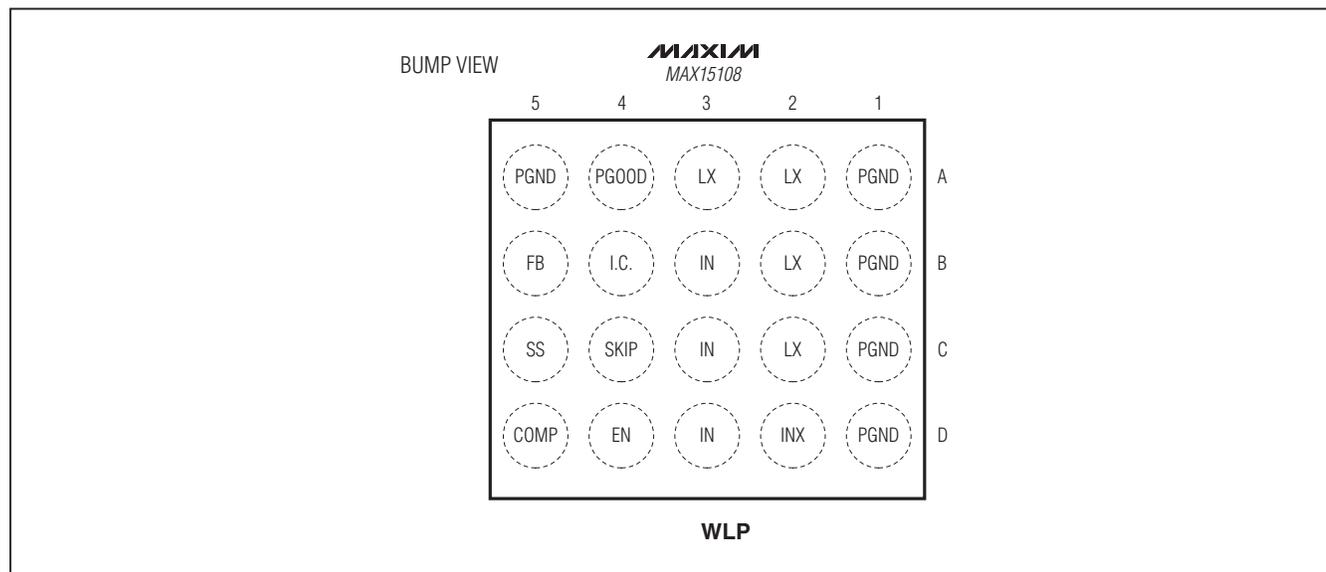
標準動作特性(続き)

(Circuit of Typical Application Circuit, $T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)



高効率、8A、電流モード 同期ステップダウンスイッチングレギュレータ

ピン配置



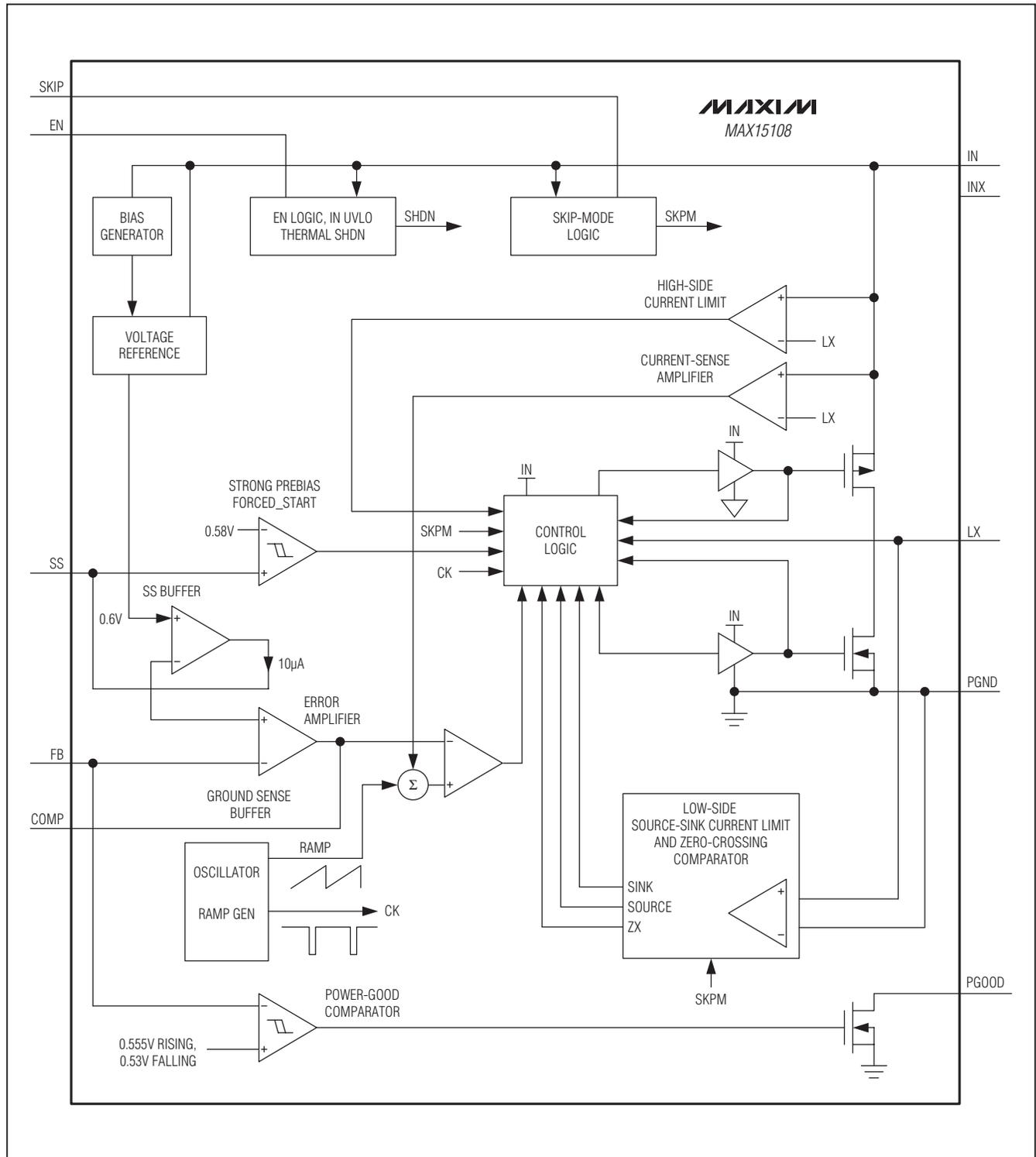
端子説明

端子	名称	機能
A1, A5, B1, C1, D1	PGND	電源グランド。ローサイドスイッチのソース端子です。PGNDおよび入力コンデンサと出力コンデンサのリターン端子を電源グランドプレーンに接続してください。
A2, A3, B2, C2	LX	インダクタ接続。LXをインダクタのスイッチング側に接続してください。デバイスがシャットダウンモードのとき、LXはハイインピーダンスです。
A4	PGOOD	オープンドレインのパワーグッド出力。PGOODは V_{FB} が530mV以下の場合にローになります。
B3, C3, D3	IN	入力電源。入力電源範囲は2.7V~5.5Vです。10 μ F (min)のセラミックコンデンサでINをPGNDにバイパスしてください。「標準アプリケーション回路」を参照してください。
B4	I.C.	内部接続。未接続のままにしてください。
B5	FB	フィードバック入力。FBを出力とPGNDの間の外付け抵抗分圧器のセンタータップに接続して、0.6V~ V_{IN} の95%までの範囲で出力電圧を設定してください。
C4	SKIP	スキップモード入力。スキップモードを選択する場合はSKIPをENに接続し、固定周波数PWM動作の場合は未接続のままにしてください。
C5	SS	ソフトスタート。SSとPGNDの間にコンデンサを接続して、起動時間を設定してください。ソフトスタート時間の設定の詳細については、「ソフトスタート起動時間の設定」の項を参照してください。SSは、外部リアレンス入力にもなります。ソフトスタートを外部的に駆動する場合は、0V~ $V_{IN} - 1.5V$ の外部電圧リアレンスを印加してください。
D2	INX	制御セクション用の入力ピン。INIに接続してください。
D4	EN	イネーブル入力。ENはレギュレータのオン/オフを行うデジタル入力です。レギュレータをオンにするには、ENをハイに駆動してください。常時オンの動作とする場合は、INIに接続してください。
D5	COMP	エラーアンプ出力。COMPと信号グランド(SGND)の間に補償回路を接続してください。「補償設計のガイドライン」の項を参照してください。

高効率、8A、電流モード 同期ステップダウンスイッチングレギュレータ

ファンクションダイアグラム

MAX15108



高効率、8A、電流モード 同期ステップダウンスイッチングレギュレータ

詳細

高効率、電流モードスイッチングレギュレータのMAX15108は、最大8Aの出力電流を供給します。このレギュレータは、2.7V~5.5Vの入力電源で0.6V~(0.95 × V_{IN})の出力電圧を提供するため、内蔵のポイントオブロードアプリケーションに最適です。

このICは、高利得のトランスコンダクタンスエラーアンプを使用した電流モード制御アーキテクチャを提供します。この電流モード制御アーキテクチャは、補償設計を簡略化し、サイクル単位の電流制限、ラインおよび負荷トランジェントに対する高速応答を確保します。

このレギュレータは1MHzの固定スイッチング周波数を備えているため、オールセラミックコンデンサ設計および高速な過渡応答を実現することができます。高い動作周波数によって、外付け部品のサイズが最小化されます。このICは、2.5mm x 2mm (4 x 5アレイ)、0.5mmピッチのウエハレベルパッケージ(WLP)で提供されます。

このレギュレータは、選択可能なスキップモード機能を備えており、電流消費を低減し、軽負荷時の高効率を実現します。低R_{DS(ON)}の内蔵スイッチによって、重要なインダクタンスを最小限に抑制しながら、重負荷で高効率を実現し、ディスクリットソリューションに比べてレイアウト設計が大幅に容易になります。このICのシンプルなレイアウトおよびフットプリントの使用によって、新規設計の簡略化を担います。

このICはPWM電流モード制御を採用しており、オールセラミックコンデンサのソリューションが可能です。このレギュレータは、入力突入電流を低減するために、コンデンサで設定可能なソフトスタートを備えています。このデバイスは、プリバイアス出力に対して安全に起動します。このICは、他のデバイスとのシーケンシング用に、イネーブル入力およびオープンドレインのPGOOD出力を備えています。

コントローラ機能—PWMロジック

コントローラロジックブロックは、さまざまなライン、負荷、および温度条件下でのハイサイドMOSFETのデューティサイクルを決定します。電流制限および温度保護がトリガされていない通常動作時は、コントローラロジックブロックはPWMコンパレータから出力を取得して、ハイサイドとローサイドの両方のMOSFETのドライバ信号を生成します。コントローラロジックブロックは、ブレークビフォアメークのロジックおよび必要なすべてのタイミングを制御します。

ハイサイドMOSFETは、発振器のサイクルの最初でオンになり、COMPの電圧が内部の電流モードランプ波形を通過した時点でオフになります。内部ランプは、補償ランプと、インダクタ電流(電流検出ブロック)から導かれる電流モードランプの和です。また、最大デューティサイクルが95%を上回った場合、または電流制限に達した場合にも、ハイサイドMOSFETがオフになります。スイッチングサイクルの残り時間は、ローサイドMOSFETがオンになります。

プリバイアス出力への起動

このICは、出力コンデンサを放電することなくプリバイアス出力へのソフトスタートが可能です。安全なプリバイアススタートアップでは、ローサイドとハイサイドの両方のMOSFETがオフのままになり、プリバイアス出力の放電を防止します。SSの電圧がFBの電圧を通過した時点で、PWM動作が開始します。

このICは、出力を急激に放電することなく公称セットポイントより高いプリバイアス電圧への起動が可能です。SSの電圧が0.58Vに達した場合、強制PWM動作が開始して、コンバータを強制的に始動させます。ローサイドシンク電流制限スレッショルドである1Aに達した場合、クロック周期の終了前にローサイドスイッチがオフになります。ローサイドシンク電流制限は1Aです。以下の条件の1つが成立するまでハイサイドスイッチがオンになります。

- ハイサイドのソース電流が低減されたハイサイド電流制限(14A)に到達する。クロック周期の残り時間はハイサイドスイッチがオフになります。
- クロック周期が終了する。

デバイスの破損の原因となる可能性がある内蔵ハイサイドポティダイオードではなく、ハイサイドのパワースイッチに電流を再循環させるために、低減されたハイサイド電流制限が作動します。ハイサイド電流制限は14Aに設定されています。

ローサイドシンク電流制限は、プリバイアス動作中の過度の逆電流からローサイドスイッチを保護します。

イネーブル入力

このICは、フレキシブルな電源シーケンスを可能にする個別のデバイスイネーブル制御およびパワーグッド信号を備えています。レギュレータをイネーブルするにはイネーブル入力(EN)をハイに駆動して、常時オン動作の場合はENをINに接続してください。パワーグッド(PGOOD)はオープンドレイン出力で、V_{FB}が555mV以上の場合にデアサートされ、V_{FB}が530mV以下の場合ローにアサートされます。

高効率、8A、電流モード 同期ステップダウンスイッチングレギュレータ

MAX15108

設定可能なソフトスタート(SS)

このICは、ソフトスタート機能を利用して安定化出力電圧を低速で漸増させることによって、起動時の入力突入電流を低減します。SSとSGNDの間にコンデンサを接続して、起動時間を設定してください。コンデンサの選択の詳細については、「ソフトスタート起動時間の設定」の項を参照してください。

エラーアンプ

高利得エラーアンプは、電圧フィードバックループのレギュレーションのための精度を提供します。COMPとSGNDの間に補償回路を接続してください。「補償設計のガイドライン」の項を参照してください。エラーアンプのトランスコンダクタンスは1.4mSです。COMPのクランプローはPWMランプ補償の谷のすぐ下の0.93Vに設定されており、負荷およびライン過渡中にCOMPが正常なセットポイントに素早く復帰するために役立ちます。

PWMコンバータ

PWMコンバータは、COMPの電圧と電流から導かれるランプ波形を比較します(LXの電流からCOMPの電圧へのトランスコンダクタンス値は25A/Vです)。デューティサイクルが約50%以上の場合にサブハーモニック発振に起因する不安定を避けるために、電流から導かれるランプ波形に補償ランプが加算されます。補償ランプの傾斜($0.3V \times 1MHz = 0.3V/\mu s$)は、ワーストケース(負荷2A、電流リップル30%、および最大デューティサイクル動作95%)のインダクタ電流下降傾斜の半分に相当します。補償ランプの谷は1Vに設定されています。

過電流保護およびヒカッパ

コンバータ出力がグラウンドに接続されているかまたはデバイスが過負荷の場合、個々のハイサイドMOSFET電流制限イベント(14A)がハイサイドMOSFETをオフにしてローサイドMOSFETをオンにします。個々の電流制限イベントごとに、3ビットのカウンタがインクリメントされます。電流制限に達することなくハイサイドMOSFETのターンオンのイベントが3回連続した場合、その後にカウンタがリセットされます。電流制限状態が継続した場合、カウンタは8回の

イベントまで増加していきます。その時点で、制御ロジックがSSを放電させ、ハイサイドとローサイドの両方のMOSFETを停止して、ヒカッパ期間(1024クロックサイクル)待機したあと新しいソフトスタートシーケンスを試みます。ヒカッパモードは、ソフトスタート中も動作します。

サーマルシャットダウン保護

このICは内蔵サーマルセンサーを備えており、長時間の熱フォルト状態が発生した場合に総電力消費を制限してICを保護します。ダイ温度が+160°Cを超えた時点でサーマルセンサーはデバイスをシャットダウンし、DC-DCコンバータをオフにしてダイを冷却させます。ダイ温度が25°Cだけ低下したあとで、デバイスは再起動してソフトスタートシーケンスを実行します。

スキップモード動作

SKIPがENに接続された場合、ICはスキップモードで動作します。スキップモード時には、インダクタ電流が0.7Aを下回った場合にLXの出力がハイインピーダンスになります。インダクタ電流は負にはなりません。クロックサイクル中にインダクタ電流が(オフ時間の間に)0.7Aのスレッシュホールドを下回った場合、ローサイドがオフになります。次のクロックサイクルで、出力電圧がセットポイント以上の場合、PWMロジックはハイサイドとローサイドの両方のMOSFETをオフのままにします。そうではなく、出力電圧がセットポイント以下の場合、PWMロジックは最小固定オン時間(330ns)だけハイサイドをオンに駆動します。これによって、システムはサイクルをスキップして動作周波数を低下させ、負荷への対応に必要な回数のみスイッチングさせますが、引き換えに出力電圧リップルが増大します。詳細については、「スキップモードの周波数と出力リップル」の項を参照してください。スキップモードでは、内蔵パワーMOSFETがクロックサイクル単位でスイッチングしないため、軽負荷時の電力消費が低減して効率が向上します。スキップモードは、ICのイネーブルより前または同時に決定する必要があります。ICが動作している状態でスキップモード動作を変更することはできません。

高効率、8A、電流モード 同期ステップダウンスイッチングレギュレータ

アプリケーション情報

出力電圧の設定

OUTとFBおよびPGNDの間に抵抗分圧器(R1およびR2、図1を参照)を接続して、DC-DCコンバータの出力電圧を設定してください。FB入力のバイアス電流に起因するDC誤差が出力電圧の精度に影響しないようにR1およびR2を選択してください。抵抗値が低いほどDC誤差は小さくなりますが、抵抗分圧器で消費される電力量が増大します。R2の標準的なトレードオフの値は5kΩですが、1kΩ～20kΩの範囲の値が許容されます。R2を選択したあと、次式を使用してR1を計算してください。

$$R_1 = R_2 \times \left(\frac{V_{OUT}}{V_{FB}} - 1 \right)$$

ここで、フィードバックレシオド電圧は $V_{FB} = 0.6V$ です。

インダクタの選択

大きな値のインダクタを使用することでインダクタのリプル電流が減少し、それによって出力リプル電圧が低減されます。大きな値のインダクタほど物理的サイズも大きく、直列抵抗(DCR)が高くなり、飽和電流定格が低くなります。リプル電流が負荷電流の30%に等しくなるインダクタ値を選択してください。

次式を使用して、インダクタを選択してください。

$$L = \frac{V_{OUT}}{f_{SW} \times \Delta I_L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

ここで、 f_{SW} は内部固定の1MHzのスイッチング周波数、 ΔI_L はインダクタリプル電流の推定値(通常は $0.3 \times I_{LOAD}$ に設定)です。さらに、ピークインダクタ電流 I_{L_PK} は、ハイサイド電流制限値 I_{HSC} およびインダクタの飽和電流定格 I_{L_SAT} を常に下回っている必要があります。

次式の関係が満たされることを守ってください。

$$I_{L_PK} = I_{LOAD} + \frac{1}{2} \times \Delta I_L < \text{MIN}(I_{HSC}, I_{L_SAT})$$

入力コンデンサの選択

ステップダウンコンバータの場合、入力コンデンサ C_{IN} は不連続な入力AC電流にもかかわらずDC入力電圧を一定に保つために役立ちます。ESRに起因する電圧リプルを最小限に抑えるために、低ESRのコンデンサを使用してください。

次式を使用して、 C_{IN} の大きさを決定してください。

$$C_{IN} = \frac{I_{LOAD}}{f_{SW} \times \Delta V_{IN_RIPPLE}} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

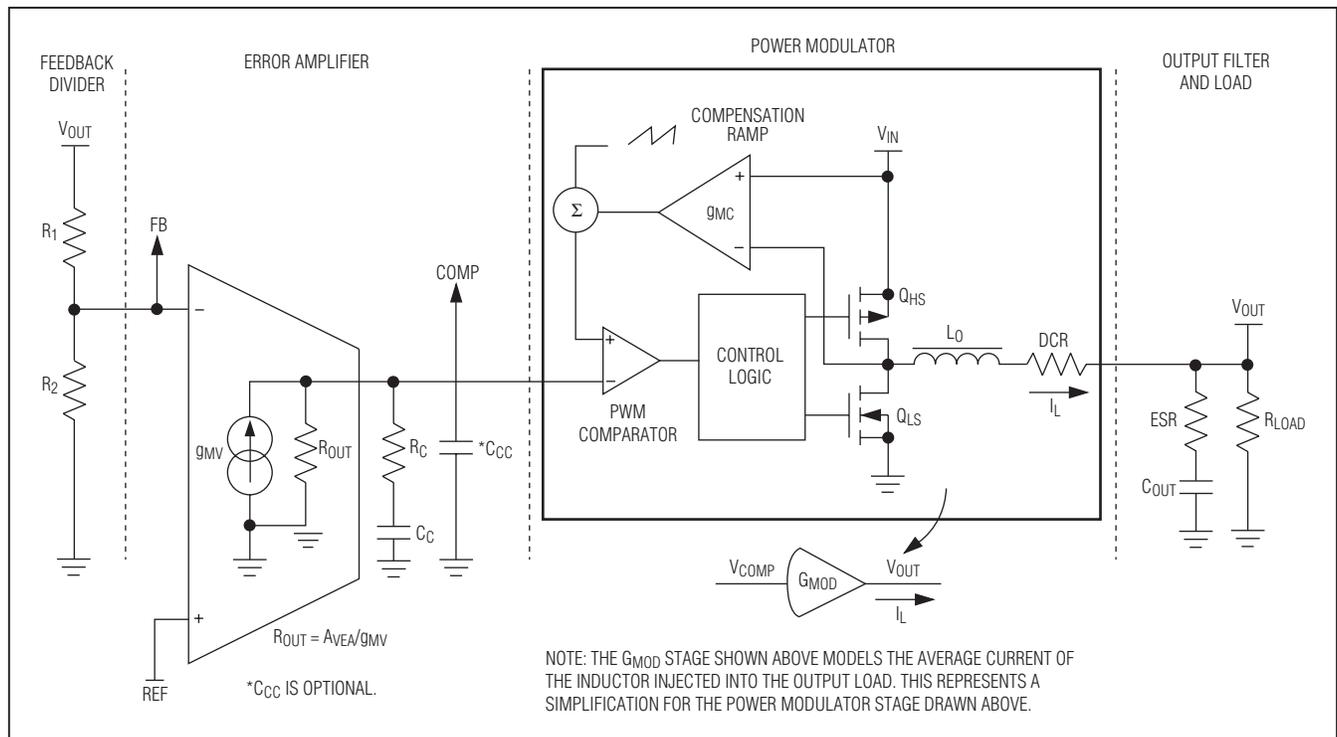


図1. ピーク電流モードレギュレータの伝達モデル

高効率、8A、電流モード 同期ステップダウンスイッチングレギュレータ

選択した容量値が、次式で与えられる入力リップル電流に対応可能であることを確認してください。

$$I_{RMS} = I_O \times \frac{\sqrt{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}}{V_{IN}}$$

必要に応じて、RMS電流定格の要件に適合するために複数のコンデンサを並列に使用してください。

出力コンデンサの選択

ESRに起因する電圧リップルを最小限に抑えるために、低ESRのセラミックコンデンサを使用してください。次式を使用して、総出力電圧ピーク間リップルを概算してください。

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_{SW} \times L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times \left(R_{ESR_C_{OUT}} + \frac{1}{8 \times f_{SW} \times C_{OUT}}\right)$$

生成される出力リップル電圧が設定出力電圧の2%以下になるように出力コンデンサを選択してください。

ソフトスタート起動時間の設定

ソフトスタート機能は、出力電圧を低速で漸増させることによって、起動時の入力突入電流を低減させます。次式を使用して、目的のソフトスタート時間 t_{SS} を達成するための C_{SS} のコンデンサの大きさを決定してください。

$$C_{SS} = \frac{I_{SS} \times t_{SS}}{V_{FB}}$$

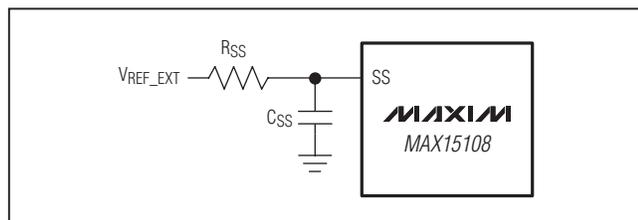


図2. ソフトスタート時間の設定

I_{SS} (ソフトスタート電流)は10 μ Aで、 V_{FB} (出力フィードバック電圧スレッシュホールド)は0.6Vです。 C_{OUT} に大きな容量値を使用している場合、ソフトスタート期間中にハイサイド電流制限がトリガされる可能性があります。適切なソフトスタート時間 t_{SS} を保証するために、次式を満たす十分な大きさの C_{SS} を選択してください。

$$C_{SS} \gg C_{OUT} \times \frac{V_{OUT} \times I_{SS}}{(I_{HSCL_MIN} - I_{OUT}) \times V_{FB}}$$

I_{HSCL_MIN} は、最小ハイサイドスイッチ電流制限値です。

0V \sim $V_{IN} - 1.5$ Vの範囲の安定した値の外部トラッキングリファレンスをSSに印加することができます。この場合、図2に示すように、外部トラッキングリファレンスとSSの間にRCネットワークを接続してください。 R_{SS} は約1k Ω に設定してください。このアプリケーションでは、ヒカップ期間中にSSを内部でプルダウン可能であることを保証するために R_{SS} が必要です。外部リファレンスをSSに接続する場合、ソフトスタートは外部で提供する必要があります。

スキップモードの周波数と出力リップル

スキップモードでは、図3に示すスイッチング周波数(f_{SKIP})および出力リップル電圧(V_{OUT_RIPPLE})は次のように計算することができます。

t_{ON} は設計による固定の時間(330ns, typ)で、この間に到達するピークインダクタ電流は次のようになります。

$$I_{SKIP_LIMIT} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{2 \times L} \times t_{ON}$$

t_{OFF1} は、インダクタ電流がゼロクロス(約0A)に達するために必要な時間です。

$$t_{OFF1} = \frac{L \times I_{SKIP_LIMIT}}{V_{OUT}}$$

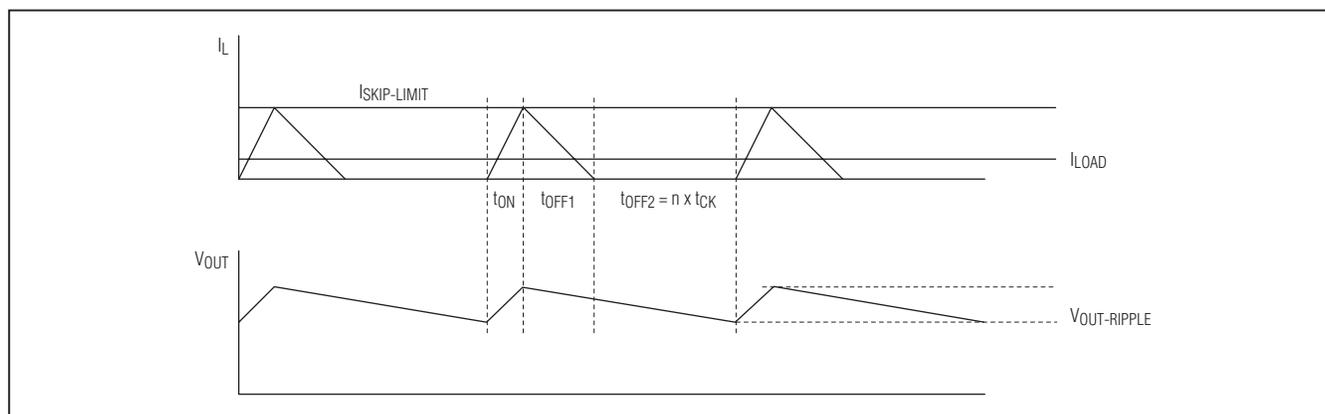


図3. スキップモードの波形

高効率、8A、電流モード 同期ステップダウンスイッチングレギュレータ

t_{ON} および t_{OFF1} の間、出力コンデンサは次式に等しい電荷を蓄積します。

$$\Delta Q_{OUT} = \frac{L \times (I_{SKIP-LIMIT} - I_{LOAD})^2 \times \left(\frac{1}{V_{IN} - V_{OUT}} + \frac{1}{V_{OUT}} \right)}{2}$$

t_{OFF2} (= $n \times t_{CK}$ 、スキップしたクロックサイクル数)の間に、出力コンデンサは次の電荷を失います。

$$t_{OFF2} = \frac{\Delta Q_{OUT}}{I_{LOAD}} \rightarrow$$

$$t_{OFF2} = \frac{L \times (I_{SKIP-LIMIT} - I_{LOAD})^2 \times \left(\frac{1}{V_{IN} - V_{OUT}} + \frac{1}{V_{OUT}} \right)}{2 \times I_{LOAD}}$$

最後に、スキップモードでの周波数は次のようになります。

$$f_{SKIP} = \frac{1}{t_{ON} + t_{OFF1} + t_{OFF2}}$$

スキップモードでの出力リップルは、次のようになります。

$$V_{OUT-RIPPLE} = V_{COUT-RIPPLE} + V_{ESR-RIPPLE} = \frac{(I_{SKIP-LIMIT} - I_{LOAD}) \times t_{ON}}{C_{OUT}} + R_{ESR,COUT} \times (I_{SKIP-LIMIT} - I_{LOAD})$$

$$V_{OUT-RIPPLE} = \left[\frac{L \times I_{SKIP-LIMIT}}{C_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})} + R_{ESR,COUT} \right] \times (I_{SKIP-LIMIT} - I_{LOAD})$$

スキップモードでの出力リップルを制限するために、上記の式に基づいて C_{OUT} の大きさを決めてください。

補償設計のガイドライン

このICは、固定周波数、ピーク電流モード制御方式を使用して容易な補償と高速過渡応答を提供します。インダクタのピーク電流はサイクル単位で監視され、COMPの電圧(電圧エラーアンプの出力)と比較されます。レギュレータのデューティサイクルはインダクタのピーク電流値に基づいて変調されます。このサイクル単位のインダクタ電流の制御によって、制御された電流ソースをエミュレートします。その結果、インダクタのポール周波数はレギュレータの利得帯域幅を超えてシフトされます。COMPとPGNDの間に簡単な直列のコンデンサと抵抗を追加することによって、システムの安定性を実現することができます。このポールとゼロの組合せは、目的のクローズドループシステムの

応答に調整するために役立ちます。基本的なレギュレータループは、パワーモジュレータ(レギュレータのパルス幅モジュレータ、補償ランプ、制御回路、MOSFET、およびインダクタで構成)、容量性出力フィルタ/負荷、出力フィードバック分圧器、および電圧ループエラーアンプとそれに付随する補償回路で構成されます。図1を参照してください。インダクタを流れる平均電流は、次式で表されます。

$$\bar{I}_L = G_{MOD} \times \bar{V}_{COMP}$$

ここで、 \bar{I}_L は平均インダクタ電流、 G_{MOD} はパワーモジュレータのトランスコンダクタンスです。

バックコンバータの場合は、次のようになります。

$$\bar{V}_{OUT} = R_{LOAD} \times \bar{I}_L$$

ここで、 R_{LOAD} は等価負荷抵抗の値です。上記の2つの関係を組み合わせることによって、 \bar{V}_{COMP} に対する \bar{V}_{OUT} で表されるパワーモジュレータの伝達関数は次のようになります。

$$\frac{\bar{V}_{OUT}}{\bar{V}_{COMP}} = \frac{R_{LOAD} \times \bar{I}_L}{\bar{I}_L} = R_{LOAD} \times G_{MOD}$$

パワーモジュレータの伝達関数の利得を定義したため、総合的なシステムのループ利得は次のように表すことができます(図1を参照)。

$$\alpha = \frac{R_{OUT} \times (sC_C R_C + 1)}{[s(C_C + C_{CC})(R_C + R_{OUT}) + 1]} \times \frac{1}{[s(C_C \parallel C_{CC})(R_C \parallel R_{OUT}) + 1]}$$

$$\beta = G_{MOD} \times R_{LOAD} \times \frac{(sC_{OUT} ESR + 1)}{[sC_{OUT}(ESR + R_{LOAD}) + 1]}$$

$$\text{Gain} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times \frac{A_{VEA}}{R_{OUT}} \times \alpha \times \beta$$

ここで、 R_{OUT} はエラーアンプのDC利得(A_{VEA})をエラーアンプのトランスコンダクタンス(g_{MV})で割った商です。 R_{OUT} は R_C よりはるかに大きくなります。

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{V_{FB}}{V_{OUT}}$$

高効率、8A、電流モード 同期ステップダウンスイッチングレギュレータ

同様に、 C_C は C_{CC} よりはるかに大きいため、次のようになります。

$$C_C + C_{CC} \approx C_C$$

および、

$$C_C \parallel C_{CC} \approx C_{CC}$$

書き換えると、次のようになります。

$$\text{利得} = \frac{V_{FB}}{V_{OUT}} A_{VEA} \times \frac{(sC_C R_C + 1)}{\left[sC_C \left(\frac{A_{VEA}}{g_{MV}} \right) + 1 \right] \times (sC_{CC} R_C + 1)} \times G_{MOD} R_{LOAD} \times \frac{(sC_{OUT} ESR + 1)}{[sC_{OUT} (ESR + R_{LOAD}) + 1]}$$

伝達ループ利得の主ポールおよびゼロは、以下に示すようになります。

$$f_{P1} = \frac{g_{MV}}{2\pi \times 10^{\frac{A_{VEA_dB}}{20}} \times C_C}$$

$$f_{P2} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} (ESR + R_{LOAD})}$$

$$f_{P3} = \frac{1}{2\pi \times C_{CC} R_C}$$

$$f_{Z1} = \frac{1}{2\pi \times C_C R_C}$$

$$f_{Z2} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} ESR}$$

ポールとゼロの発生順序は、次のとおりです。

$$f_{P1} < f_{P2} < f_{Z1} < f_{Z2} \leq f_{P3}$$

重負荷では、 f_{P2} が f_{Z1} に接近します。主ポールおよびゼロの位置を含む、システムのクローズドループ応答の漸近的なグラフィック表現を図4に示します。

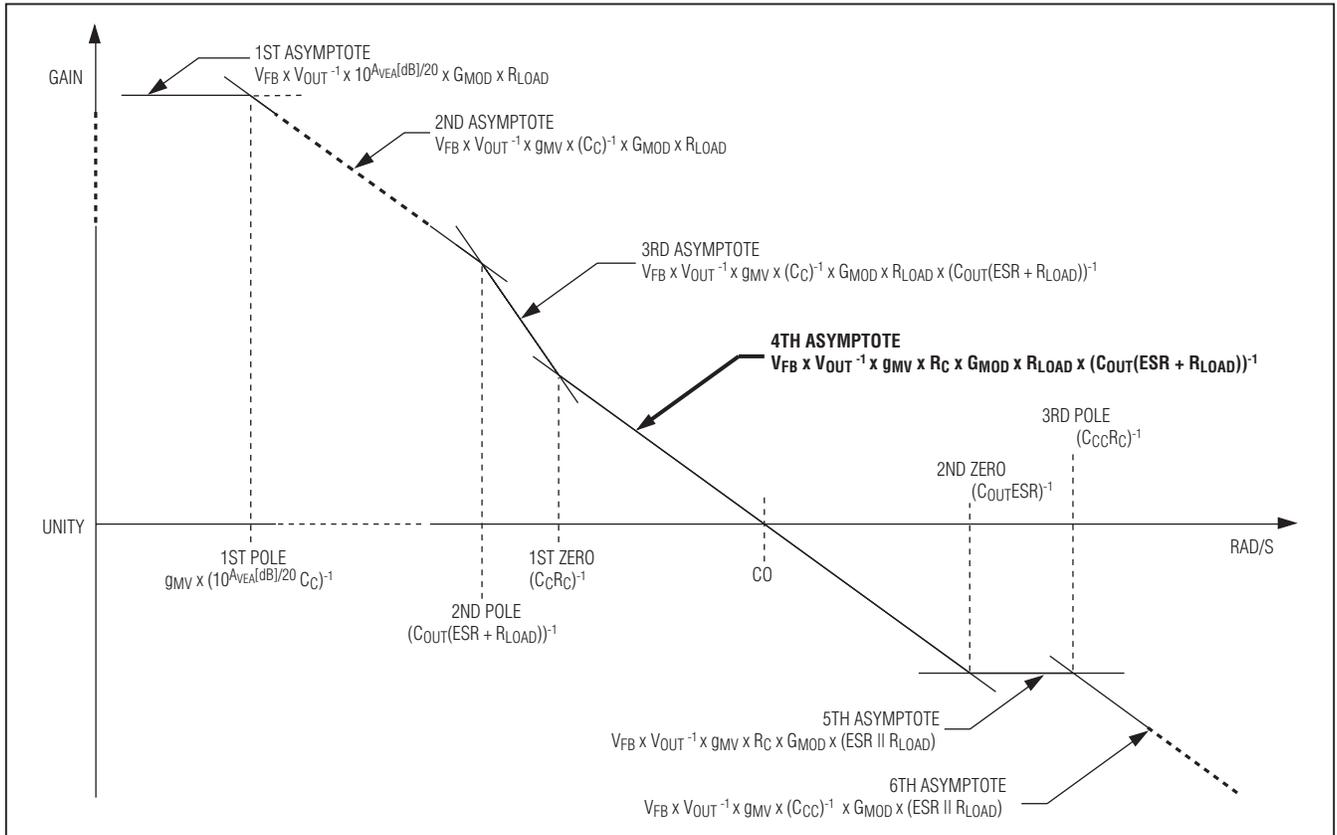


図4. ピーク電流モードレギュレータの漸近的ループ応答

高効率、8A、電流モード 同期ステップダウンスイッチングレギュレータ

C_{OUT} が大きいか、または損失のある等価直列抵抗(大きいESR)を示す場合、回路の第2のゼロがクロスオーバー周波数($f_{CO} = \omega/2\pi$)の付近に影響する可能性があります。この場合、COMPとPGNDの間に第2の(オプションの)小さい補償コンデンサ(C_{CC})を接続することによって、第3のポールを発生させることが可能です。ループ応答の第4の漸近線(図4の太字部分)は、目的のクロスオーバー周波数の確立(および補償部品の値の決定)にとって重要となる部分です。クロスオーバー周波数が低いほど、安定したクローズドループ動作が提供されますが、それと引き換えに負荷およびライン過渡応答が低速化します。クロスオーバー周波数を高くした場合、過渡応答は改善されますが、システムが不安定になる(可能性がある)という犠牲を伴います。クロスオーバー周波数をスイッチング周波数の1/10以下に設定するのが標準的な目安です。最初に、アプリケーションの要件に適合する受動および能動パワー部品を選択してください。その後、「ループを閉じる：補償回路の設計」の項で概説するように、目的のクローズドループ周波数応答および位相マージンを達成するための小信号補償用の部品を選択してください。

ループを閉じる：補償回路の設計

目的のクロスオーバー周波数を選択してください。 f_{CO} はスイッチング周波数(f_{SW})の約1/10、すなわち $f_{CO} \approx 100\text{kHz}$ に選択してください。

伝達関数の第4の漸近線利得を使用して($f_{CO} > f_{P1}$ 、 f_{P2} 、および f_{Z1} と仮定し、総合ループ利得をユニティに設定して)、次のように R_C を選択してください。

$$1 = \frac{V_{FB}}{V_{OUT}} \times g_{MV} \times R_C \times G_{MOD} \times R_{LOAD} \times \frac{1}{2\pi \times f_{CO} \times C_{OUT} \times (ESR + R_{LOAD})}$$

したがって、

$$R_C = \frac{V_{OUT}}{V_{FB}} \times \frac{2\pi \times f_{CO} \times C_{OUT} \times (ESR + R_{LOAD})}{g_{MV} \times G_{MOD} \times R_{LOAD}}$$

R_{LOAD} がESRよりはるかに大きい場合、上の式をさらに次のように簡略化することができます。

$$R_C = \frac{V_{OUT}}{V_{FB}} \times \frac{2\pi \times f_{CO} \times C_{OUT}}{g_{MV} \times G_{MOD}}$$

ここで、 V_{FB} は0.6Vです。

目的の位相マージンに基づいて、目的の最初のシステムゼロ(f_{Z1})を選択することによって、 C_C を決定してください。通常は、 f_{Z1} を f_{CO} の1/5以下に設定することで、十分な位相マージンを得ることができます。

$$f_{Z1} = \frac{1}{2\pi \times C_C R_C} \leq \frac{f_{CO}}{5}$$

したがって、

$$C_C \geq \frac{5}{2\pi \times f_{CO} \times R_C}$$

ESRの出力ゼロがスイッチング周波数の1/2以下に位置する場合は、次のように(オプションの)第2の補償コンデンサ C_{CC} を使用してそれを相殺してください。

$$\frac{1}{2\pi \times C_{CC} R_C} = f_{P3} = f_{Z2} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} ESR}$$

したがって、

$$C_{CC} = \frac{C_{OUT} \times ESR}{R_C}$$

ESRのゼロがスイッチング周波数の1/2を上回る場合は、次式を使用してください。

$$f_{P3} = \frac{1}{2\pi \times C_{CC} R_C} = \frac{f_{SW}}{2}$$

したがって、

$$C_{CC} = \frac{2}{2\pi \times f_{SW} \times R_C}$$

全体的な C_{CC} が全体的なシステムの位相マージンから差し引かれます。クロスオーバーでのシステムのループ応答との相互作用を最小限に抑えるために、この第3のポールは目的のクロスオーバー周波数より十分高い位置に設定してください。 C_{CC} が10pF以下の場合、これらの計算において C_{CC} を無視してください。

電力消費

このICは20ピンのウェハレベルパッケージ(WLP)で提供され、基板温度+70°Cにおいて最大745.5mWを消費可能です。ダイ温度が+160°Cを超えた場合、サーマルシャットダウン保護が作動します。「サーマルシャットダウン保護」の項を参照してください。

高効率、8A、電流モード 同期ステップダウンスイッチングレギュレータ

レイアウトの手順

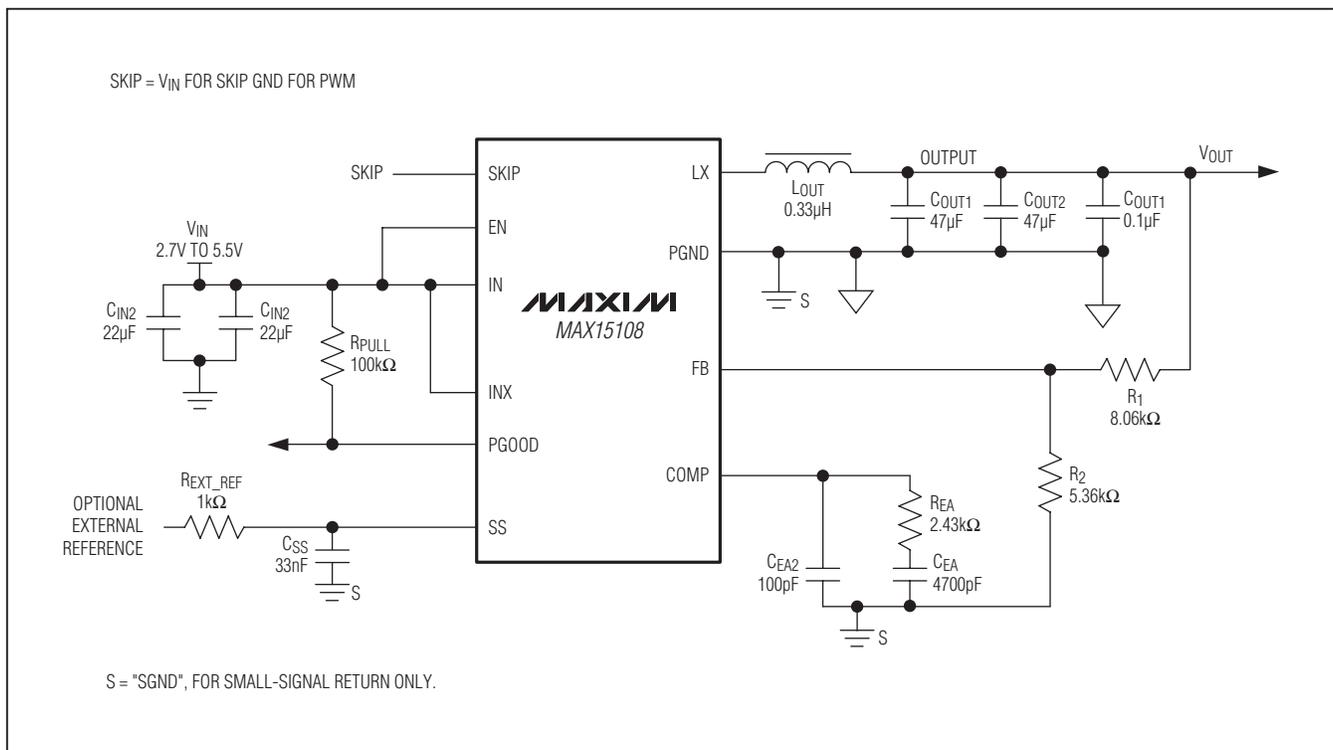
クリーンで安定した動作を実現するためには、注意深いPCBレイアウトが非常に重要です。最高の性能を得るために、MAX15108の評価キットのレイアウトと同一にすることが強く推奨されます。変更が必要な場合は、適切なPCBレイアウトとするために以下のガイドラインに従ってください。

- 1) 入力および出力コンデンサを電気グランドプレーンに接続してください。
- 2) バイパスコンデンサはできる限りINの近くに配置し、ソフトスタートコンデンサはできる限りSSの近くに配置してください。
- 3) 大電流の経路は、できる限り短くかつ太くしてください。スイッチング電流の経路は短くして、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領域を最小化してください。

- 4) ICの冷却に寄与し、効率をさらに改善するために、IN、LX、およびPGNDを個別に大面積の銅領域に接続してください。
- 5) すべてのフィードバック接続が短く直接的であることを確認してください。フィードバック抵抗および補償部品は、できる限りICの近くに配置してください。
- 6) 高速スイッチング端子(LXなど)は、敏感なアナログ領域(FB、COMP、SGND、およびSSなど)から離れた位置に配線してください。テスト済みのレイアウト例については、MAX15108のEVキットのレイアウトを参照してください。

標準アプリケーション回路



高効率、8A、電流モード 同期ステップダウンスイッチングレギュレータ

チップ情報

PROCESS: BiCMOS

パッケージ

最新のパッケージ図面情報およびランドパターン(フットプリント)はjapan.maxim-ic.com/packagesを参照してください。なお、パッケージコードに含まれる「+」、「#」、または「-」はRoHS対応状況を表したものでしかありません。パッケージ図面はパッケージそのものに関するものでRoHS対応状況とは関係がなく、図面によってパッケージコードが異なることがある点に注意してください。

パッケージ タイプ	パッケージ コード	外形図 No.	ランド パターンNo.
20 WLP	W202D2Z+1	21-0505	アプリケーション ノート1891 を参照

高効率、8A、電流モード 同期ステップダウンスイッチングレギュレータ

MAX15108

改訂履歴

版数	改訂日	説明	改訂ページ
0	6/11	初版	—
1	9/11	「Package Thermal Characteristics (パッケージ熱特性)」、「Electrical Characteristics (電気的特性)」、「端子説明」、「標準アプリケーション回路」を更新	2, 3, 8, 17

マキシム・ジャパン株式会社 〒141-0032 東京都品川区大崎1-6-4 大崎ニューシティ 4号館 20F TEL: 03-6893-6600

Maximは完全にMaxim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。Maxim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 _____ 19

© 2011 Maxim Integrated Products

MaximはMaxim Integrated Products, Inc.の登録商標です。