

MAX15112

高効率、12A、電流モード同期 ステップダウンレギュレータ、スイッチ内蔵

概要

パワースイッチを内蔵した、高効率、電流モードステップダウンレギュレータのMAX15112は、2.7V~5.5Vで動作し、小型パッケージ(2mm x 3mm)で最大12Aの出力電流を供給します。MAX15112は、軽負荷の条件下ではスキップモード機能を使用して優れた効率を提供し、かつ重負荷の条件下でも比類のない効率を提供します。小型サイズと高効率の組合せによって、このデバイスはポータブルと非ポータブルの両方のアプリケーションに最適となっています。

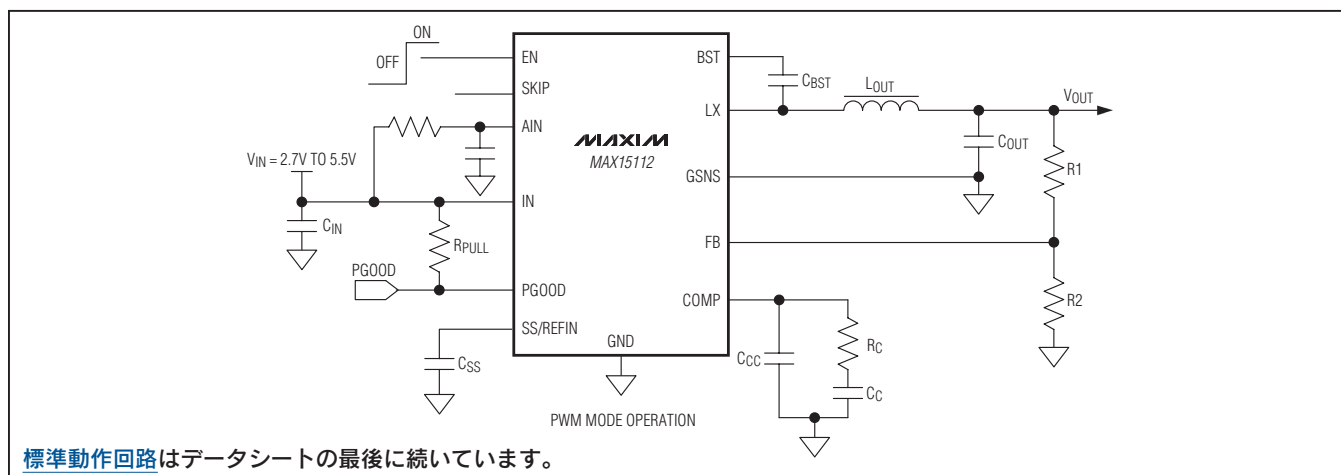
MAX15112は、補償方式を簡略化し、サイクル単位の電流制限、ラインおよび負荷トランジェントに対する高速応答を可能にする、高利得のトランスコンダクタンスエラーアンプによる電流モード制御アーキテクチャを採用しています。出荷時調整済みの1MHz (PWM動作時)のスイッチング周波数は、コンパクトなオールセラミックコンデンサ設計を可能にします。

低オン抵抗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ます。MAX15112のシンプルなレイアウトおよびフットプリントによって、新規設計の簡略化を担います。

MAX15112のその他の機能には、突入電流を低減するためのコンデンサで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、イネーブル入力、および電源シーケンシング用のパワーグッド出力が含まれます。

このレギュレータは、24ピン(4 x 6)、ウェハレベルパッケージ(WLP) (2.10mm x 3.05mm)で提供され、-40°C~+85°Cの拡張温度範囲での動作が完全に保証されています。

標準動作回路



特長

- ◆ 連続出力電流：12A
- ◆ フィードバック精度：±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
- ◆ 入力低電圧ロックアウト
- ◆ 可変出力範囲：0.6V~0.94 x V_{IN}
- ◆ 設定可能なソフトスタート
- ◆ スwitchング周波数(出荷時調整済み)：1MHz
- ◆ 低ESRのセラミック出力コンデンサで安定動作
- ◆ 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
- ◆ 軽負荷時の効率向上を実現する選択可能なスキップモードオプション
- ◆ シーケンシングを可能にするイネーブル入力/PGOOD出力
- ◆ 精度を向上させるリモートグランド検出
- ◆ 過熱および過電流保護
- ◆ 小型2.10mm x 3.05mm、24ピンのウェハレベルパッケージ(WLP)

アプリケーション

ノートブック	DDRメモリ
サーバ	基地局
分散電源システム	

型番はデータシートの最後に記載されています。

関連部品およびこの製品とともに使用可能な推奨製品については、japan.maxim-ic.com/MAX15112.relatedを参照してください。

高効率、12A、電流モード同期 ステップダウンレギュレータ、スイッチ内蔵

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

IN, PGOOD to GND -0.3V to +6V
 EN, COMP, FB, SS/REFIN, GSNS, SKIP,
 LX to GND -0.3V to ($V_{IN} + 0.3V$)
 LX to GND (for 10ns) -2V to ($V_{IN} + 2V$)
 LX to GND (for 50ns) -1V to ($V_{IN} + 1V$)
 BST to LX -0.3V to +6V
 BST to GND -0.3V to +12V
 BST to IN -0.3V to +6V

LX Continuous Current (Note 1) $\pm 20A$
 Output Short-Circuit Duration Continuous
 Continuous Power Dissipation
 WLP (derate 53.85mW/°C above +70°C) 2.15W
 Operating Temperature Range -40°C to +85°C
 Junction Temperature (Note 2) +110°C
 Storage Temperature Range -65°C to +150°C
 Bump Reflow Temperature (Note 3) +260°C

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

Note 2: Limit the junction temperature to +110°C for continuous operation at maximum output 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 Resistance (θ_{JA}) 25.5°C/W

Junction-to-Board Thermal Resistance (θ_{JB}) 18.5°C/W

Note 4: Package thermal resistances were obtained using the MAX15112 evaluation board.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V_{IN} = 5V$, see the [Typical Operating Circuits](#), $T_A = -40^\circ C$ to $+85^\circ C$. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.) (Note 5)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
IN Voltage Range	V_{IN}		2.7		5.5	V
IN Supply Current	I_{IN}	$V_{EN} = V_{IN}$, $V_{FB} = 0.65V$, no switching		4.6	7	mA
IN Shutdown Current	I_{SHDN}	$V_{EN} = 0V$		0.01	3	μA
IN Undervoltage Lockout Threshold	V_{UVLO}	V_{IN} rising, LX starts switching		2.6	2.68	V
IN Undervoltage Lockout Threshold Hysteresis		V_{IN} falling, LX stops switching		200		mV
ERROR AMPLIFIER						
Transconductance	g_M			1.1		mS
Voltage Gain	A_{VEA}			90		dB
FB Setpoint Voltage	V_{FB}	Over line, load, and temperature	0.594	0.600	0.606	V
FB Input Bias Current	I_{FB}	$V_{FB} = 0.6V$	-500		+500	nA
COMP to Current-Sense Transconductance	g_{MC}			80		A/V
COMP Clamp Low Voltage		$V_{FB} = 0.65V$, $V_{SS/REFIN} = 0.6V$		0.91		V
Slope Compensation Ramp Amplitude	V_{SLOPE}			130		mV

高効率、12A、電流モード同期 ステップダウンレギュレータ、スイッチ内蔵

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = 5V$, see the [Typical Operating Circuits](#), $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$, unless otherwise noted.) (Note 5)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
GROUND SENSE						
GSNS Output Current		$V_{SS}/REFIN = 0.6V$, $V_{GSNS} = 0V$		52		μA
POWER SWITCHES						
Current-Limit Threshold		High-side switch		18		A
		Low-side switch, sinking		18		
		Low-side switch, sourcing		18		
LX Leakage Current		$V_{EN} = 0V$			3	μA
BST Leakage Current		$V_{EN} = 0V$			3	μA
BST On-Resistance	R_{ON_BST}	$I_{BST} = 50mA$		0.63		Ω
LX RMS Output Current			12			A
OSCILLATOR						
Switching Frequency	f_{SW}		850	1000	1150	kHz
Maximum Duty Cycle	D_{MAX}	PWM mode		94		%
		Skip mode		85		
Minimum Controllable On-Time	t_{ON}			70		ns
ENABLE FUNCTIONALITY						
EN Input High Threshold	V_{IH}	V_{EN} rising			1.4	V
EN Input Low Threshold	V_{IL}	V_{EN} falling	0.4			V
EN Input Leakage Current			-1		+1	μA
SKIP FUNCTIONALITY (Note 6)						
SKIP Input High Threshold		V_{SKIP} rising			1.4	V
SKIP Input Low Threshold		V_{SKIP} falling	0.4			V
SKIP Pulldown Resistor				230		$k\Omega$
Minimum LX On-Current in Skip Mode				3		A
Zero-Crossing LX Threshold				0.5		A
SOFT-START AND PREBIAS FUNCTIONALITY						
Soft-Start Current	I_{SS}	$V_{SS}/REFIN = 0.45V$, sourcing	6.8	10	12.5	μA
SS/REFIN Discharge Resistance	R_{SS}	$I_{SS}/REFIN = 10mA$, sinking		7		Ω
SS/REFIN Prebias Mode Stop Voltage		$V_{SS}/REFIN$ rising		0.58		V
SS/REFIN External Reference Input Range					$V_{IN} - 2.5$	V
HICCUP MODE						
Number of Consecutive Current-Limit Events to Hiccup Mode	N_{HIC}			8		Events
Hiccup Mode Timeout				1024		Clock Cycles

高効率、12A、電流モード同期 ステップダウンレギュレータ、スイッチ内蔵

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = 5V$, see the [Typical Operating Circuits](#), $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$, unless otherwise noted.) (Note 5)

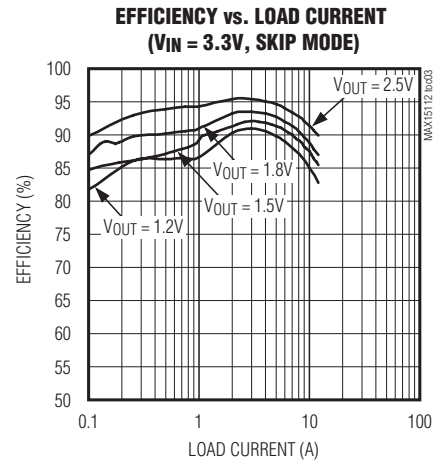
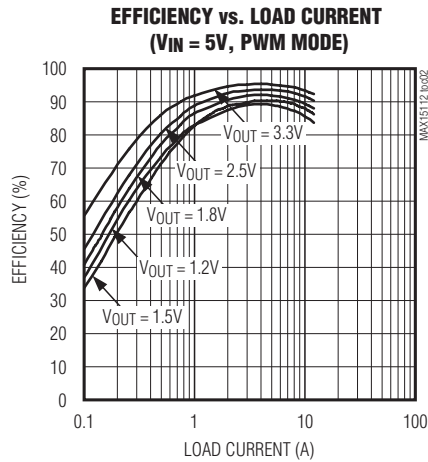
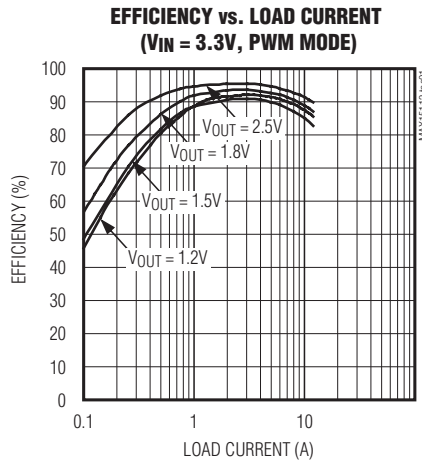
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
POWER-GOOD OUTPUT						
PGOOD Threshold		V_{FB} falling, PGOOD deasserts	0.514	0.529	0.542	V
PGOOD Threshold Hysteresis		V_{FB} rising		25		mV
PGOOD Output Voltage Low	V_{PG_OL}	$I_{PGOOD} = 5mA$, $V_{EN} = 0V$		18	50	mV
PGOOD Leakage Current	I_{PG_LK}	$V_{PGOOD} = 5.5V$, $V_{FB} = 0.65V$			1	μA
THERMAL SHUTDOWN						
Thermal Shutdown Threshold	T_{SHDN}	Die temperature rising		+150		$^{\circ}C$
Thermal Shutdown Hysteresis				20		$^{\circ}C$

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

Note 6: Connect SKIP to EN for skip mode functionality. Leave SKIP unconnected or connect to GND for PWM mode functionality.

標準動作特性

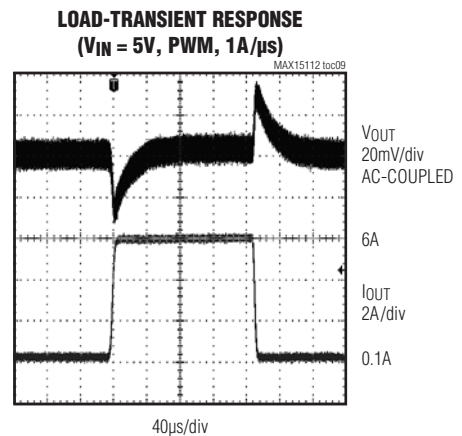
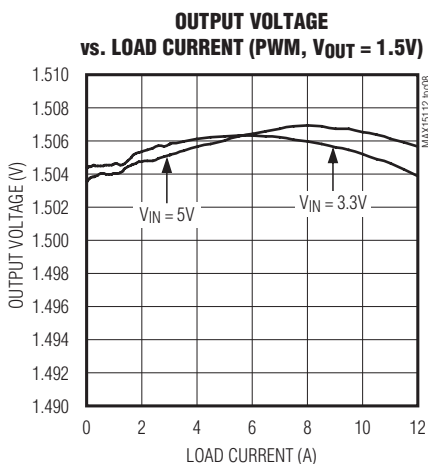
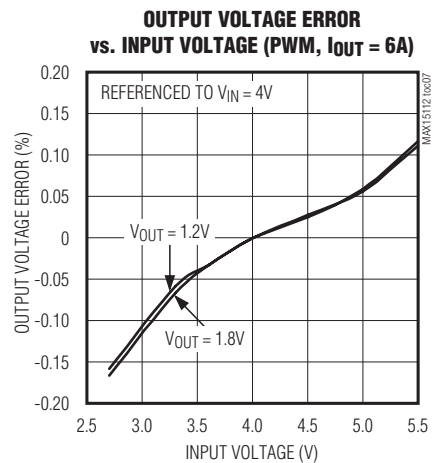
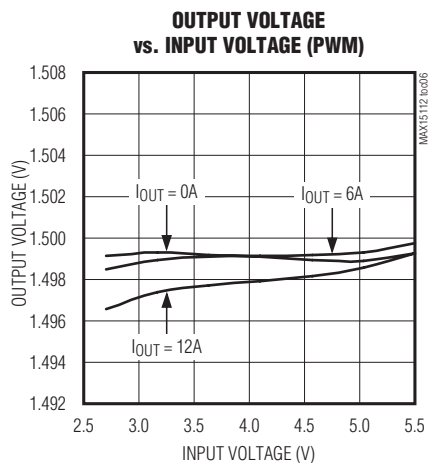
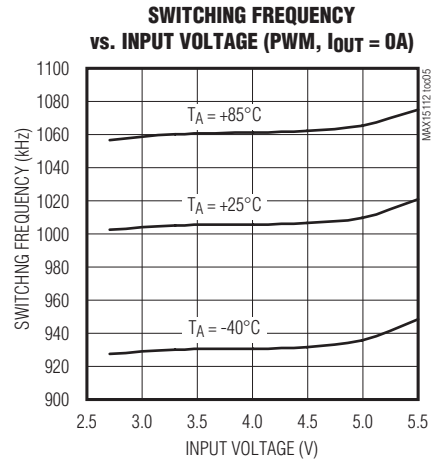
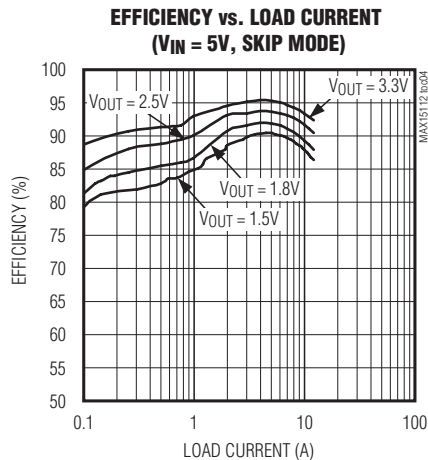
($V_{IN} = 5V$, $V_{OUT} = 1.5V$, $I_{LOAD} = 4A$, $C_{SS} = 33nF$, see the [Typical Operating Circuits](#), $T_A = +25^{\circ}C$, unless otherwise noted.)



高効率、12A、電流モード同期 ステップダウンレギュレータ、スイッチ内蔵

標準動作特性(続き)

($V_{IN} = 5V$, $V_{OUT} = 1.5V$, $I_{LOAD} = 4A$, $C_{SS} = 33nF$, see the [Typical Operating Circuits](#), $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

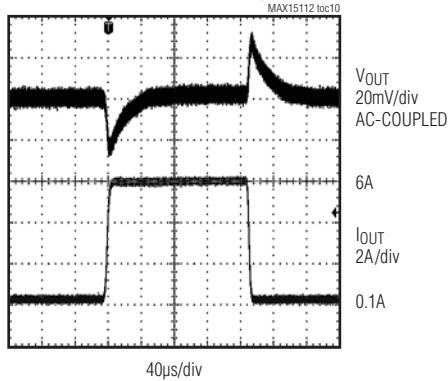


高効率、12A、電流モード同期 ステップダウンレギュレータ、スイッチ内蔵

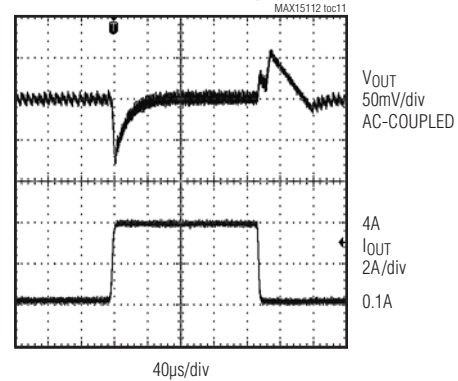
標準動作特性(続き)

($V_{IN} = 5V$, $V_{OUT} = 1.5V$, $I_{LOAD} = 4A$, $C_{SS} = 33nF$, see the [Typical Operating Circuits](#), $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

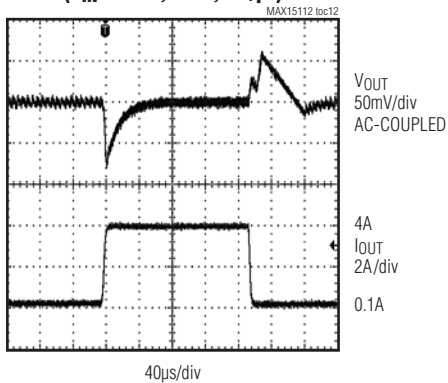
LOAD-TRANSIENT RESPONSE
($V_{IN} = 3.3V$, PWM, 1A/ μs)



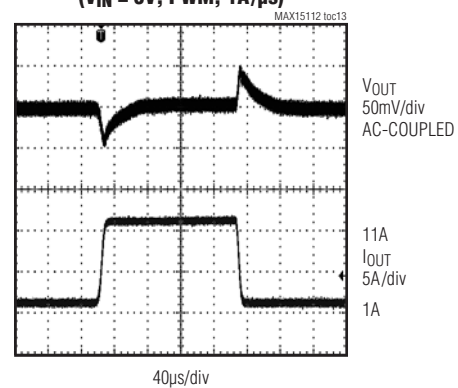
LOAD-TRANSIENT RESPONSE
($V_{IN} = 5V$, SKIP, 1A/ μs)



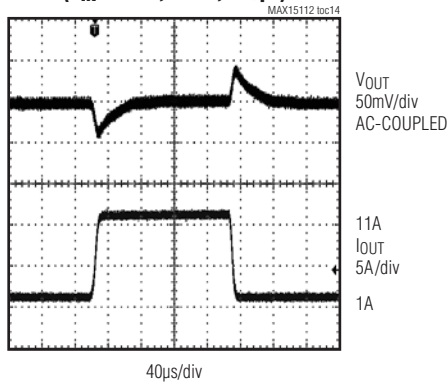
LOAD-TRANSIENT RESPONSE
($V_{IN} = 3.3V$, SKIP, 1A/ μs)



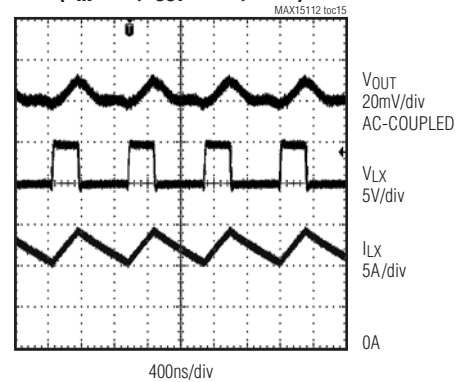
LOAD-TRANSIENT RESPONSE
($V_{IN} = 5V$, PWM, 1A/ μs)



LOAD-TRANSIENT RESPONSE
($V_{IN} = 3.3V$, PWM, 1A/ μs)



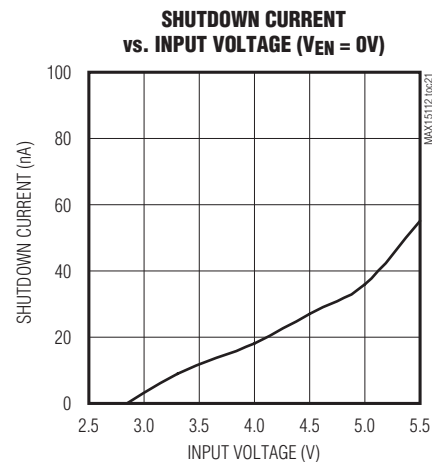
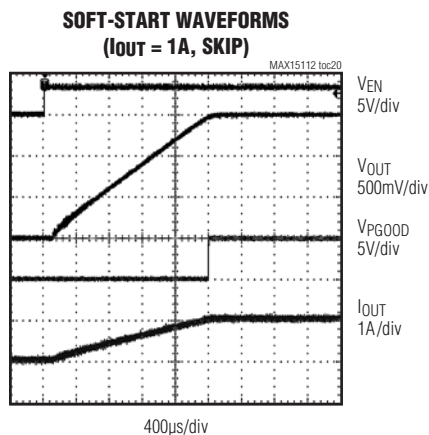
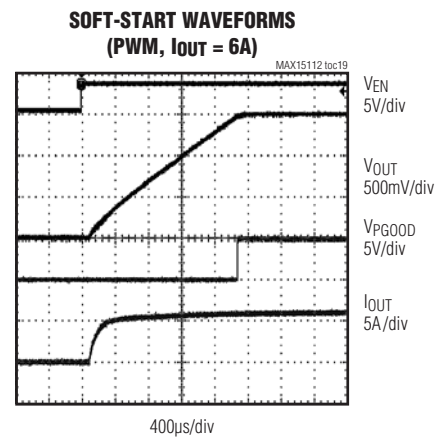
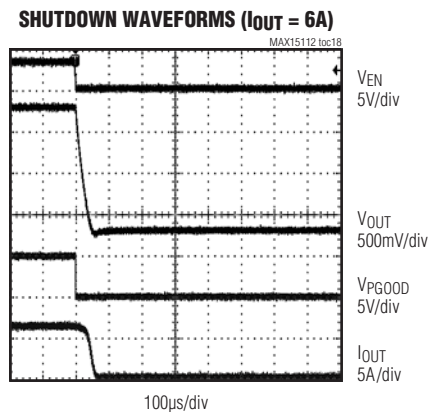
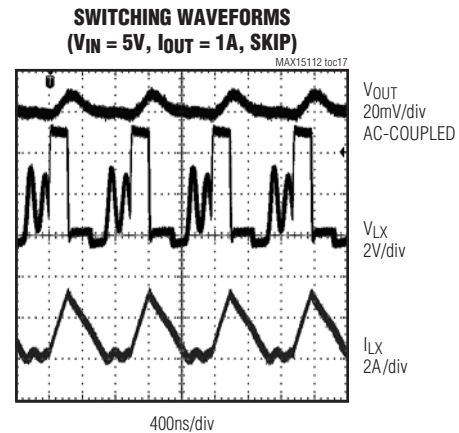
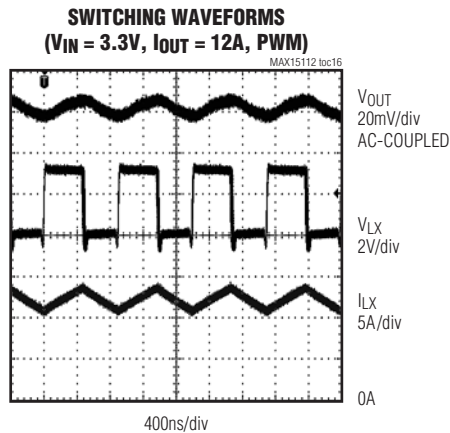
SWITCHING WAVEFORMS
($V_{IN} = 5V$, $I_{OUT} = 12A$, PWM)



高効率、12A、電流モード同期 ステップダウンレギュレータ、スイッチ内蔵

標準動作特性(続き)

($V_{IN} = 5V$, $V_{OUT} = 1.5V$, $I_{LOAD} = 4A$, $C_{SS} = 33nF$, see the [Typical Operating Circuits](#), $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

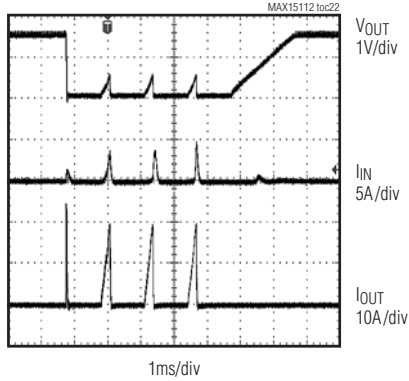


高効率、12A、電流モード同期 ステップダウンレギュレータ、スイッチ内蔵

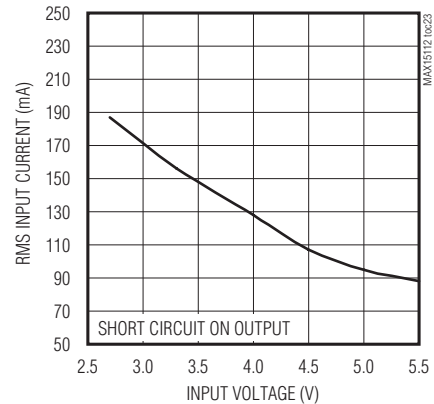
標準動作特性(続き)

($V_{IN} = 5V$, $V_{OUT} = 1.5V$, $I_{LOAD} = 4A$, $C_{SS} = 33nF$, see the [Typical Operating Circuits](#), $T_A = +25^{\circ}C$, unless otherwise noted.)

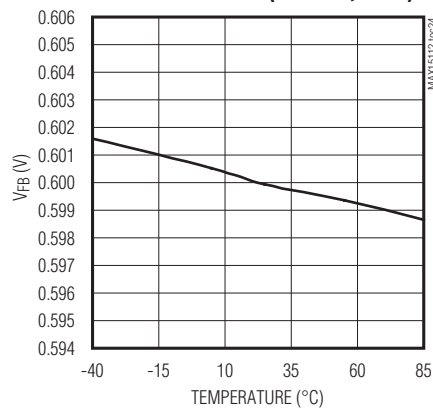
SHORT-CIRCUIT HICCUP MODE



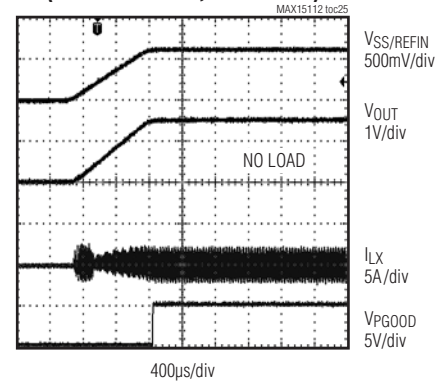
**RMS INPUT CURRENT
vs. INPUT VOLTAGE (PWM)**



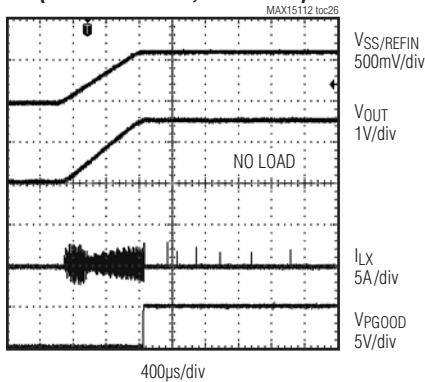
**FEEDBACK VOLTAGE
vs. TEMPERATURE (NO LOAD, PWM)**



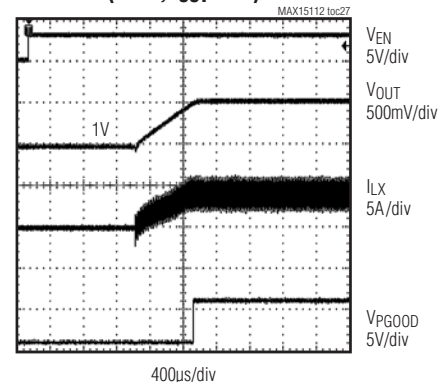
**SOFT-START WAVEFORMS
(EXTERNAL REFIN, PWM MODE)**



**SOFT-START WAVEFORMS
(EXTERNAL REFIN, SKIP MODE)**



**STARTING INTO 1V PREBIASED OUTPUT
(PWM, IOUT = 4A)**

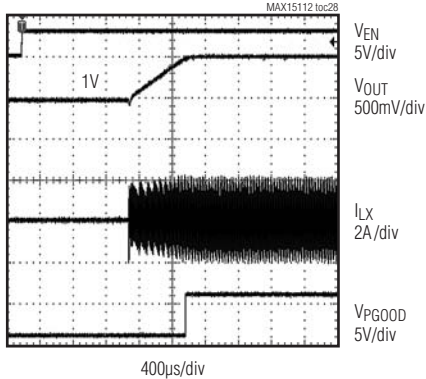


高効率、12A、電流モード同期 ステップダウンレギュレータ、スイッチ内蔵

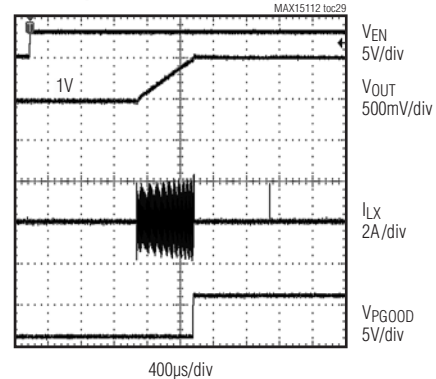
標準動作特性(続き)

($V_{IN} = 5V$, $V_{OUT} = 1.5V$, $I_{LOAD} = 4A$, $C_{SS} = 33nF$, see the [Typical Operating Circuits](#), $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

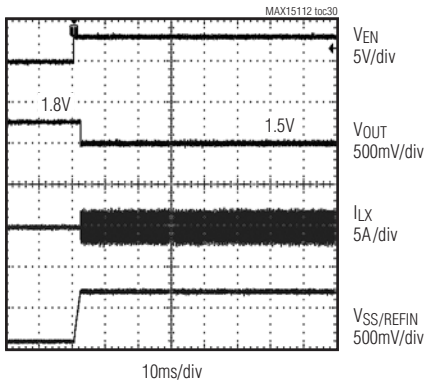
**STARTING INTO 1V PREBIASED OUTPUT
(PWM, NO LOAD)**



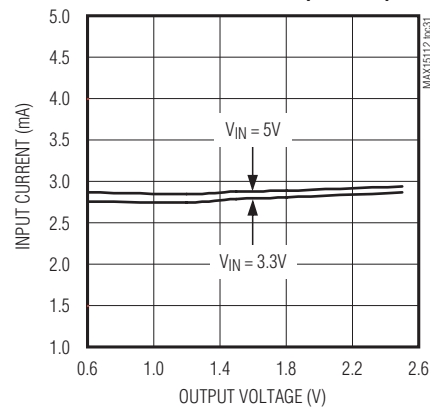
**STARTING INTO 1V PREBIASED OUTPUT
(SKIP MODE, NO LOAD)**



**STARTING INTO A PREBIASED OUTPUT
HIGHER THAN SET OUTPUT**

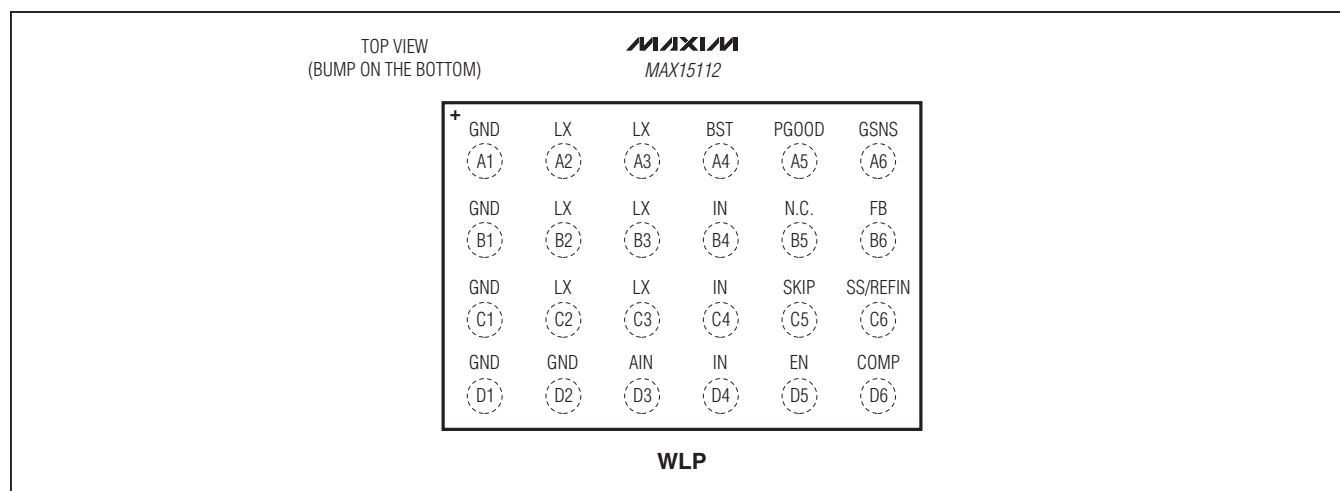


**INPUT CURRENT IN SKIP MODE
vs. OUTPUT VOLTAGE (NO LOAD)**



高効率、12A、電流モード同期 ステップダウンレギュレータ、スイッチ内蔵

ピン配置

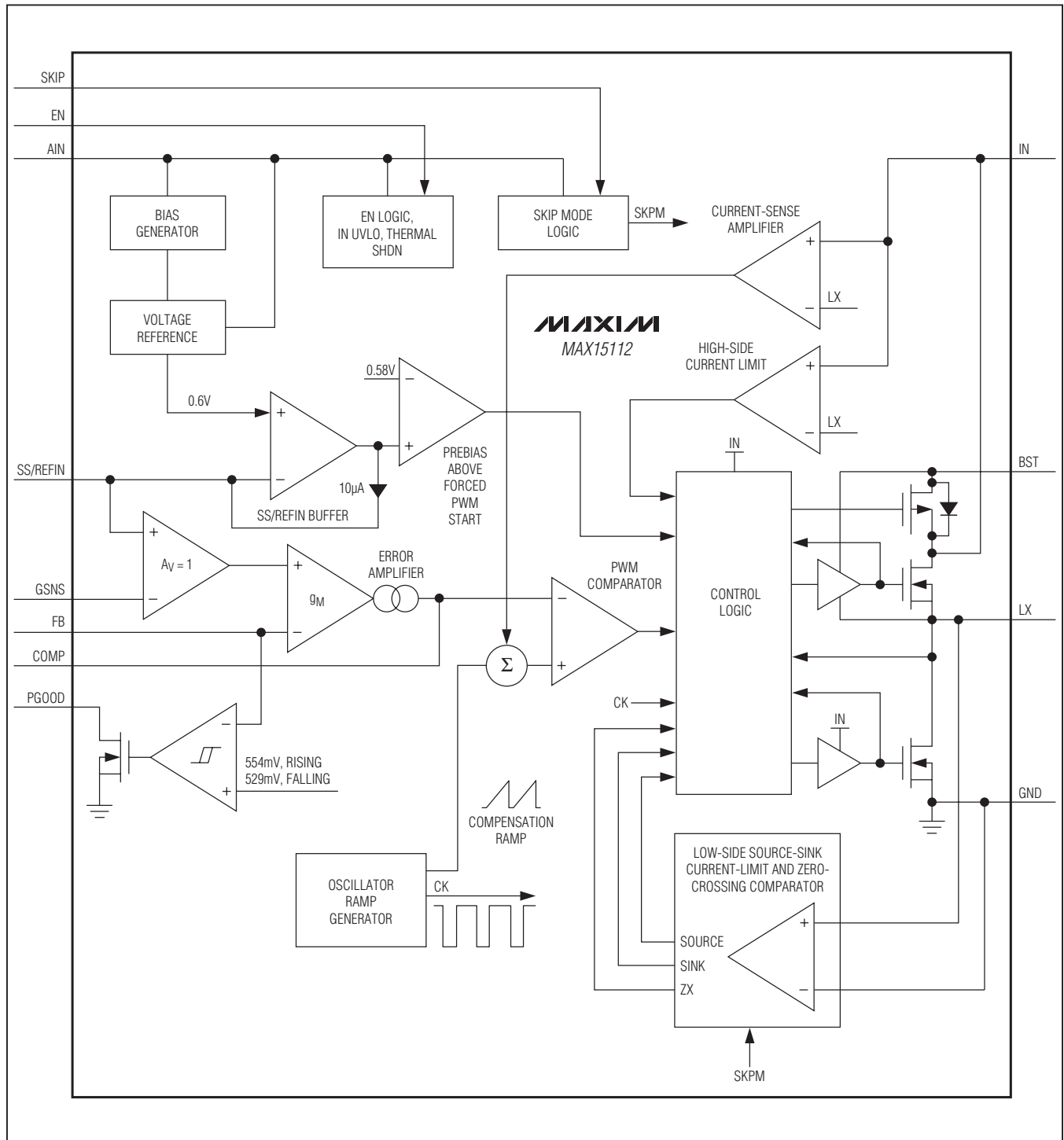


端子説明

端子	名称	機能
A1, B1, C1, D1, D2	GND	グラウンド接続。GNDは内蔵ローサイドスイッチのソース端子です。すべてのGNDピンを入力バイパスコンデンサのリターン端子に近い1点でPCB部品面の銅グラウンドプレーンに接続してください。
A2, A3, B2, B3, C2, C3	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。MAX15112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	BST	ハイサイドスイッチドライバのブースト入力。BSTとLXの間にコンデンサを接続してください。
A5	PGOOD	オープンドレインのパワーグッド出力。PGOODは V_{FB} が0.554V (typ)以上の場合にハイにアサートされ、 V_{FB} が0.529V (typ)を下回った場合にデアサートされます。
A6	GSNS	リモートグラウンド検出入力。GSNSを負荷のグラウンド端子およびフィードバック抵抗の下端に接続してください。
B4, C4, D4	IN	入力電源。十分なリップル電流定格を備えた少なくとも2つの22 μ Fの低ESRセラミックコンデンサでINをGNDにバイパスしてください。
B5	N.C	接続なし。接続しないでください。
B6	FB	フィードバック入力。FBを出力と出力コンデンサのリターン端子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 $\sim$ 0.94 $\times$ V_{IN} の範囲で出力電圧を設定してください。
C5	SKIP	スキップモード選択入力。スキップモード動作の場合は、SKIPをENに接続してください。連続モード動作の場合は、SKIPをGNDに接続するか、未接続のままにしてください。ENがハイのときにSKIPの状態を変更しないでください。
C6	SS/REFIN	ソフトスタートおよび外部電圧リファレンス入力。SS/REFINとGNDの間にコンデンサを接続して、ソフトスタートの遅延を設定してください。詳細については、「 ソフトスタート時間の設定 」の項を参照してください。SS/REFINを外部電圧リファレンスとして使用するには、0V $\sim$ (V_{IN} - 2.5V)の範囲の電圧をSS/REFINに印加して、ソフトスタート時間とフィードバック電圧を外部的に制御してください。
D3	AIN	フィルタ内蔵入力電圧
D5	EN	イネーブル入力。MAX15112をイネーブルするには、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、ENをINに接続してください。
D6	COMP	エラーアンプ出力。COMPとGNDの間に補償回路を接続してください。詳細については、「 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、12A、電流モード同期 ステップダウンレギュレータ、スイッチ内蔵

ファンクションダイアグラム



高効率、12A、電流モード同期 ステップダウンレギュレータ、スイッチ内蔵

詳細

高効率、電流モードスイッチングレギュレータのMAX15112は、最大12A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 $0.6V \sim 0.94 \times V_{IN}$ 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。

MAX15112は、高利得のトランスコンダクタンスエラ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、軽負荷時の効率向上を実現します。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ます。

MAX15112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。MAX15112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する中心的なプロセッサです。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(94%, typ)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。発振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

MAX15112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/REFIN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。

MAX15112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/REFINの電圧が0.58V (typ)に達した場合、強制PWM動作が開始され、コンバータを強制的に始動させます。最初のLXのパルスから350μsにわたってローサイドの電流制限が最大値に増大されます。ローサイドシンク電流制限スレッショルドである18A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、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(18A, typ)に到達する。この場合、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。

内蔵ハイサイドボディダイオードではなく、ハイサイドのパワースwitch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。

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するために、ローサイドシンク電流制限が提供されています。

イネーブル入力およびパワーグッド(PGOOD)出力

MAX15112は、フレキシブルな電源シーケンスを可能にする個別の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554mV (typ)以上の場合にアサートされ、 V_{FB} が529mV (typ)以下の場合ローにデアサートされます。

設定可能なソフトスタート(SS/REFIN)

MAX15112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/REFINとGND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、「[ソフトスタート時間の設定](#)」の項を参照)。

高効率、12A、電流モード同期 ステップダウンレギュレータ、スイッチ内蔵

エラーアンプ

高利得トランスコンダクタンスエラーアンプは、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GNDの間に必要な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)。エラーアンプのトランスコンダクタンスは1.1mS (typ)です。COMPのクランプローはスロープランプ補償の谷のすぐ下の0.91V (typ)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。

グラウンド検出アンプ

MAX15112は、重負荷の条件下で出力電圧ドループを防止するためのグラウンド検出アンプを備えています。出力グラウンドを適切にケルビン検出するために、GSNSを負荷出力コンデンサの負の端子に接続してください。GSNSのトレースはスイッチング端子から離れた位置に配線してください。

PWMコンパレータ

PWMコンパレータは、COMPの電圧と電流から導かれるランプ波形を比較します(COMPの電圧からLXの電流へのトランスコンダクタンス値は80A/V、typ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スロープ補償ランプが加算されます。補償ランプのスロープは、最大94%までの任意のデューティサイクルで安定した動作を保証するように設計されています。

過電流保護およびヒカップモード

コンバータ出力の短絡またはデバイスが過負荷の場合、個々のハイサイドMOSFET電流制限イベント単位でハイサイドMOSFETがオフになりローサイドMOSFETがオンになります。個々の電流制限イベント(ハイサイドまたはローサイド)単位で、3ビットのカウンタがインクリメントされます。電流制限に達しないスイッチングサイクルが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。その後は、インダクタ電流が完全に放電されるまで制御ロジックがローサイドMOSFETをオンに維持して、大電流がローサイドのボディダイオードを通して循環する

のを防止します。制御ロジックはハイサイドとローサイドの両方のMOSFETをオフにして、ヒカップ期間(1024クロックサイクル、typ)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。ヒカップモードは、ソフトスタート時間中もイネーブルされます。

サーマルシャットダウン保護

MAX15112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デバイスを保護します。ダイ温度が+150°C (typ)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20°C (typ)だけ低下したあとで、デバイスは再起動します。

スキップモード動作

MAX15112は、SKIPがENに接続された場合に作動する選択可能なスキップモード動作を備えています。スキップモード時には、インダクタ電流が0.5A (typ)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) 0.5Aのスレッショ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ロジックは低減された電流制限スレッショルド(3A、typ)に達するまで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することが可能になりますが、引き換えに出力電圧リップルが増大します([「スキップモードの周波数と出力リップル」](#)の項を参照)。スキップモードでは、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。

負荷電流がスキップモード電流制限を超えて増大した場合、SKIPの状態に関係なくMAX15112は自動的に連続モードに移行します。

ENがハイのときにSKIPの状態を変更しないでください。

高効率、12A、電流モード同期 ステップダウンレギュレータ、スイッチ内蔵

アプリケーション情報

出力電圧の設定

MAX15112の出力電圧は、FBを出力とGNDの間の抵抗分圧器のセンタータップに接続することによって、0.6V～最大で V_{IN} の94%までの範囲で調整可能です(「標準動作回路」を参照)。FB入力バイアス電流($\pm 500\text{nA}$)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 $R2$ の値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。1k Ω ～20k Ω の範囲の $R2$ の値が許容されます(標準的な値については表1を参照)。 $R2$ を選択したあと、次式を使用して $R1$ を計算してください。

$$R1 = R2 \times \left[\left(\frac{V_{OUT}}{V_{FB}} \right) - 1 \right]$$

ここで、フィードバックスレッシュホールド電圧は $V_{FB} = 0.6\text{V}$ (typ)です。スキップモードで出力を0.6Vに安定化する場合、FBをOUTに短絡して $R2$ をFBとGNDの間に接続したままとしてください。

インダクタの選択

大きい値のインダクタを使用することでインダクタのリップル電流が減少し、それによって出力リップル電圧が低減されます。しかし、大きい値のインダクタは、物理的サイズの大型化または高い直列抵抗(DCR)につながり、飽和電流定格が低くなります。通常は、電流リップル ΔI_L 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。

$$L = \frac{V_{OUT}}{f_{SW} \times LIR \times I_{LOAD}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

ここで、 f_{SW} は固定1MHzのスイッチング周波数、LIRは目的のインダクタ電流比(通常は0.3)です。さらに、ピークインダクタ電流 I_{L_PK} は、18Aのハイサイド電流制限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。

$$I_{L_PK} = I_{LOAD} + \frac{1}{2} \Delta I_{L(P-P)} < \min(18\text{A}, I_{L_SAT})$$

ここで、

$$\Delta I_{L(P-P)} = \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}}{L \times f_{SW}}$$

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に起因する電圧リッ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。

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

ここで、 ΔV_{IN_RIPPLE} は入力コンデンサの最大許容リップル電圧(最小入力電圧の2%以下を推奨)、 f_{SW} はスイッチング周波数(1MHz)、 I_{LOAD} は出力負荷です。高周波数スイッチング電流が入力ソースを通過せず、入力コンデンサを通過してシャントされるように、スイッチング周波数における入力コンデンサのインピーダンスを入力ソース以下にしてください。

入力コンデンサがスイッチング電流によって課せられる入力リップル電流の要件に対応可能であることを確認してください。RMS入力リップル電流は、次式で与えられます。

$$I_{RMS} = \left[\frac{\left[\frac{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN}} \right]^{1/2}}{V_{IN}} \right] \times I_{LOAD}$$

ここで、 I_{RMS} は入力RMSリップル電流です。

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。

高効率、12A、電流モード同期 ステップダウンレギュレータ、スイッチ内蔵

出力コンデンサの選択

出力コンデンサの選択に関する重要なパラメータは、容量値、ESR、ESL、および電圧定格の要件です。これらは、DC-DCコンバータの全体的な安定性、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、出力コンデンサに蓄積される電荷の変動、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発生します。出力容量、ESR、およびESLに起因する出力電圧リップルは、次のように概算してください。

$V_{\text{RIPPLE}} = V_{\text{RIPPLE(C)}} + V_{\text{RIPPLE(ESR)}} + V_{\text{RIPPLE(ESL)}}$
ここで、出力容量、ESR、およびESLに起因する出力リップルは、以下のとおりです。

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

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

$V_{\text{RIPPLE(ESL)}}$ は、LXとGNDの間の誘導分圧器として近似可能です。

$$V_{\text{RIPPLE(ESL)}} = V_{\text{LX}} \times \frac{\text{ESL}}{L} = V_{\text{IN}} \times \frac{\text{ESL}}{L}$$

ここで、 V_{LX} のスイングは $V_{\text{IN}} \sim \text{GND}$ です。

ピーク間インダクタ電流($\Delta I_{\text{P-P}}$)は、次のようになります。

$$\Delta I_{\text{P-P}} = \frac{(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \times \left(\frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \right)}{L \times f_{\text{SW}}}$$

セラミックコンデンサを使用する場合は、一般に低ESRであるため、 $\Delta V_{\text{RIPPLE(C)}}$ が大部分を占めます。電解コンデンサを使用する場合は、 $\Delta V_{\text{RIPPLE(ESR)}}$ が大部分を占めます。コンバータのスイッチング周波数で低ESRおよび低ESLとなるようにセラミックコンデンサを使用してください。セラミックコンデンサを使用する場合、ESLに起因するリップル電圧は非常にわずかです。

一般に、インダクタリップル電流が小さいほど出力リップル電圧が少なくなります。インダクタリップル電流はインダクタ値と入力電圧に依存するため、出力リップル電圧はインダクタンスが大きいほど減少し、入力電圧が高いほど増大します。しかし、特に V_{IN} と V_{OUT} の差が小さい場合、インダクタリップル電流は過渡応答性能にも影響します。インダクタ値を小さくすることによって、より高速なインダクタ電流のスルーイングが可能になり、突然の負荷ステップによって出力フィルタコンデンサから除去された電荷が補充されます。

負荷過渡応答も、出力容量の選択に依存します。負荷過渡時、出力は瞬時に $\text{ESR} \times \Delta I_{\text{LOAD}}$ だけ変化します。コントローラが応答する前に、インダクタおよび出力コンデンサの値に応じて出力はさらに変移します。短時間の後、コントローラが応答して事前に定義された値に再び出力電圧を安定化します。

軽負荷動作を必要とするか、または重負荷と軽負荷の間を遷移してスキップモードをトリガし、出力アンダーシュートやオーバーシュートを発生させるアプリケーションの場合は、より大きい C_{OUT} の値を使用してください。負荷の印加時には、次式に従って C_{OUT} の大きさを調整することによって出力アンダーシュートを制限してください。

$$C_{\text{OUT}} = \frac{\Delta I_{\text{LOAD}}}{3f_{\text{CO}} \times \Delta V_{\text{OUT}}}$$

ここで、 ΔI_{LOAD} は全負荷変動、 f_{CO} はユニティゲイン帯域幅(またはゼロクロス周波数)、 ΔV_{OUT} は目的の出力アンダーシュートです。このデバイスはシンク電流機能を備えていないため、負荷の除去時およびスキップモードへの移行時に出力オーバーシュートを制御することはできません。[「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、 C_{OUT} をこの状況において適切な大きさにしてください。

最小出力容量の大きさを決定するためのワーストケースの分析では、インダクタに蓄積される総エネルギーに加えて、許容可能なサグ/ノア(アンダーシュート/オーバーシュート)電圧を、次のように計算に含めます。

$$C_{\text{OUT(MIN)}} = \frac{L \times (I_{\text{OUT(MAX)}}^2 - I_{\text{OUT(MIN)}}^2)}{(V_{\text{FIN}} + V_{\text{SOAR}})^2 - V_{\text{INIT}}^2}, \text{ 電圧ソア(オーバーシュート)}$$

$$C_{\text{OUT(MIN)}} = \frac{L \times (I_{\text{OUT(MAX)}}^2 - I_{\text{OUT(MIN)}}^2)}{V_{\text{INIT}}^2 - (V_{\text{FIN}} - V_{\text{SAG}})^2}, \text{ 電圧サグ(アンダーシュート)}$$

ここで、 $I_{\text{OUT(MAX)}}$ と $I_{\text{OUT(MIN)}}$ はワーストケースの負荷ダンプ中における負荷電流の初期値と最終値、 V_{INIT} は過渡前の初期電圧、 V_{FIN} は過渡後の安定状態の電圧、 V_{SOAR} は V_{FIN} を上回る電圧ソア(オーバーシュート)の許容値、 V_{SAG} は V_{FIN} を下回る電圧サグの許容値です。 $(V_{\text{FIN}} + V_{\text{SOAR}})$ と $(V_{\text{FIN}} - V_{\text{SAG}})$ の2つの項は、それぞれ過渡中に到達する最大/最小の過渡出力電圧を表します。

最初出力コンデンサを選択するときは、これらの式を使用してください。最終的な値は、ワーストケースの条件下でのプロトタイプや評価用回路のテストによって決定してください。

高効率、12A、電流モード同期 ステップダウンレギュレータ、スイッチ内蔵

スキップモードの周波数と出力リップル

バッテリー駆動のシステムでは、軽負荷時に高効率を実現するためにスキップモードをイネーブルしてください。図1に示すように、スキップモードでのスイッチング周波数(f_{SKIP})は次のように計算することができます。

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

ここで、

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

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

および、

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

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

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。

$$V_{\text{OUT_RIPPLE}} = \left[\frac{L \times I_{\text{SKIP_LIMIT}}}{C_{\text{OUT}} \times (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}})} + R_{\text{ESR_COUT}} \right] \times (I_{\text{SKIP_LIMIT}} - I_{\text{LOAD}})$$

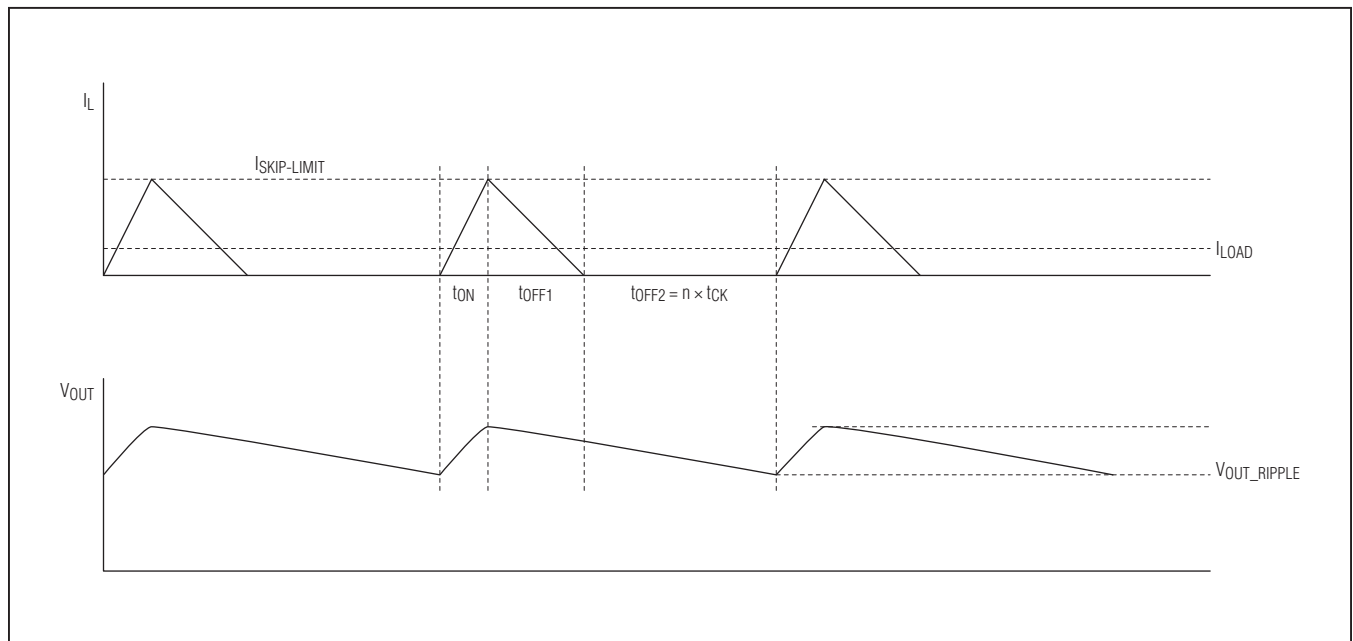


図1. スキップモードの波形

高効率、12A、電流モード同期 ステップダウンレギュレータ、スイッチ内蔵

補償設計のガイドライン

MAX15112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の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GND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。回路図については、[図2](#)を参照してください。V_{COMP}に対す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。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{COMP}} = \frac{R_{LOAD} \times \bar{I}_L}{\left(\frac{\bar{I}_L}{G_{MOD}} \right)} = R_{LOAD} \times G_{MOD}$$

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、 R_{LOAD} は等価負荷抵抗値です。

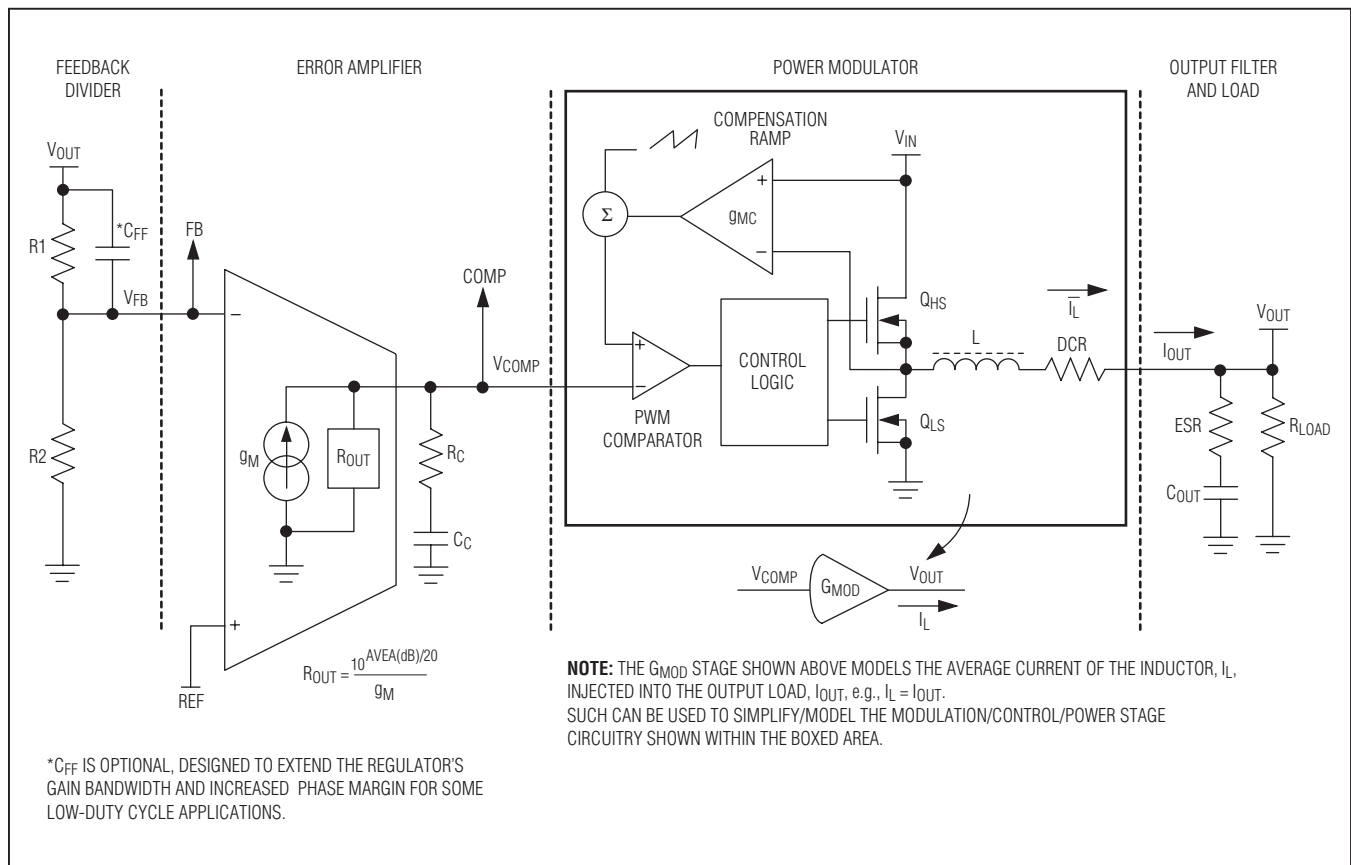


図2. ピーク電流モードレギュレータの伝達モデル

高効率、12A、電流モード同期 ステップダウンレギュレータ、スイッチ内蔵

ピーク電流モードコントローラのモジュレータ利得は、負荷抵抗と電流ループ利得との等価分圧比だけ減衰されます。G_{MOD}は次のようになります。

$$G_{MOD} = g_{MC} \times \frac{1}{1 + \frac{R_{LOAD}}{f_{SW} \times L} \times [K_S \times (1-D) - 0.5]}$$

ここで、R_{LOAD} = V_{OUT}/I_{OUT}(MAX)、f_{SW}はスイッチング周波数、Lは出力インダクタンス、Dはデューティサイクル(V_{OUT}/V_{IN})、K_Sは次のように計算されるスロープ補償係数です。

$$K_S = 1 + \frac{V_{SLOPE} \times f_{SW} \times L \times g_{MC}}{V_{IN} - V_{OUT}}$$

ここで、V_{SLOPE} = 130mVで、g_{MC} = 80A/Vです。

パワーモジュレータの主ポールは負荷抵抗と電流ループ利得の等価インピーダンスとの並列効果の関数です。出力コンデンサのESRは負荷と電流ループの並列の組合せよりはるかに小さいと仮定した場合、f_{PMOD}は次のように計算することができます。

$$f_{PMOD} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \times R_{LOAD}} + \frac{[K_S \times (1-D) - 0.5]}{2\pi \times f_{SW} \times L \times C_{OUT}}$$

パワーモジュレータのゼロは、次のようになります。

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

総合的なシステム伝達関数は次のように表すことができます。

$$GAIN(s) = G_{FF}(s) \times G_{EA}(s) \times G_{MOD}(DC) \times G_{FILTER}(s) \times G_{SAMPLING}(s)$$

ここで、

$$G_{FF}(s) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times \frac{sC_{FF}R_1 + 1}{sC_{FF}(R_1 || R_2) + 1}$$

$$G_{EA}(s) = 10^{AVEA(dB)/20} \times \frac{sC_C R_C + 1}{sC_C \left(\frac{10^{AVEA(dB)/20}}{g_M} \right) + 1}$$

$$G_{FILTER}(s) = \frac{R_{LOAD}}{sC_{OUT}ESR + 1} \times \frac{1}{sC_{OUT} \left(\frac{1}{2\pi \times R_{LOAD}} + \frac{K_S \times (1-D) - 0.5}{2\pi \times f_{SW} \times L} \right)^{-1} + 1}$$

$$G_{SAMPLING}(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{(\pi \times f_{SW})^2} + \frac{s}{\pi \times f_{SW} \times Q_C}} + 1$$

$$\text{ここで、} Q_C = \frac{1}{\pi \times [K_S \times (1-D) - 0.5]}$$

伝達ループ利得の主ポールおよびゼロは、以下のようになります。

$$f_{P1} \ll \frac{g_M}{2\pi \times C_C \times 10^{AVEA(dB)/20}}$$

$$f_{P2} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \left(\frac{1}{R_{LOAD}} + \frac{K_S \times (1-D) - 0.5}{f_{SW} \times L} \right)^{-1}}$$

$$f_{P3} = \frac{f_{SW}}{2}$$

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

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

ポールの発生順序は、次のとおりです。

$$f_{P1} < f_{P2} < f_{Z1} < f_{CO} < f_{P3} < f_{Z2}$$

高効率、12A、電流モード同期 ステップダウンレギュレータ、スイッチ内蔵

図3に、主ポールおよびゼロの位置を含む、システムのクロズドループ応答の漸近的なグラフィック表現を示します。

ループ応答の第4の漸近線(図3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1/5~1/10以下に設定するのが標準的な目安です。

ループを閉じる：補償回路の設計

- 1) 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 f_{SW} の1/10に等しくなるように、すなわち $f_{CO} \approx 100\text{kHz}$ に選択してください。

- 2) 伝達関数の第4の漸近線利得を使用してユニティゲインと等しくなるように R_C を選択してください($f_{CO} > f_{p1}$ 、 f_{p2} 、および f_{z1} と仮定)。 R_C は次のようになります。

$$R_C = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \times \frac{\left(1 + \frac{R_{LOAD} \times K_S [(1-D) - 0.5]}{L \times f_{SW}}\right)}{g_M \times g_{MC} \times R_{LOAD}} \times 2\pi \times f_{CO} \times C_{OUT} \times \left[ESR + \frac{1}{\frac{1}{R_{LOAD}} + \frac{K_S [(1-D) - 0.5]}{L \times f_{SW}}} \right]$$

ここで、 K_S は次のように計算されます。

$$K_S = 1 + \frac{V_{SLOPE} \times f_{SW} \times L \times g_{MC}}{V_{IN} - V_{OUT}}$$

そして、 $g_M = 1.1\text{mS}$ 、 $g_{MC} = 80\text{A/V}$ 、 $V_{SLOPE} = 130\text{mV}$ です。

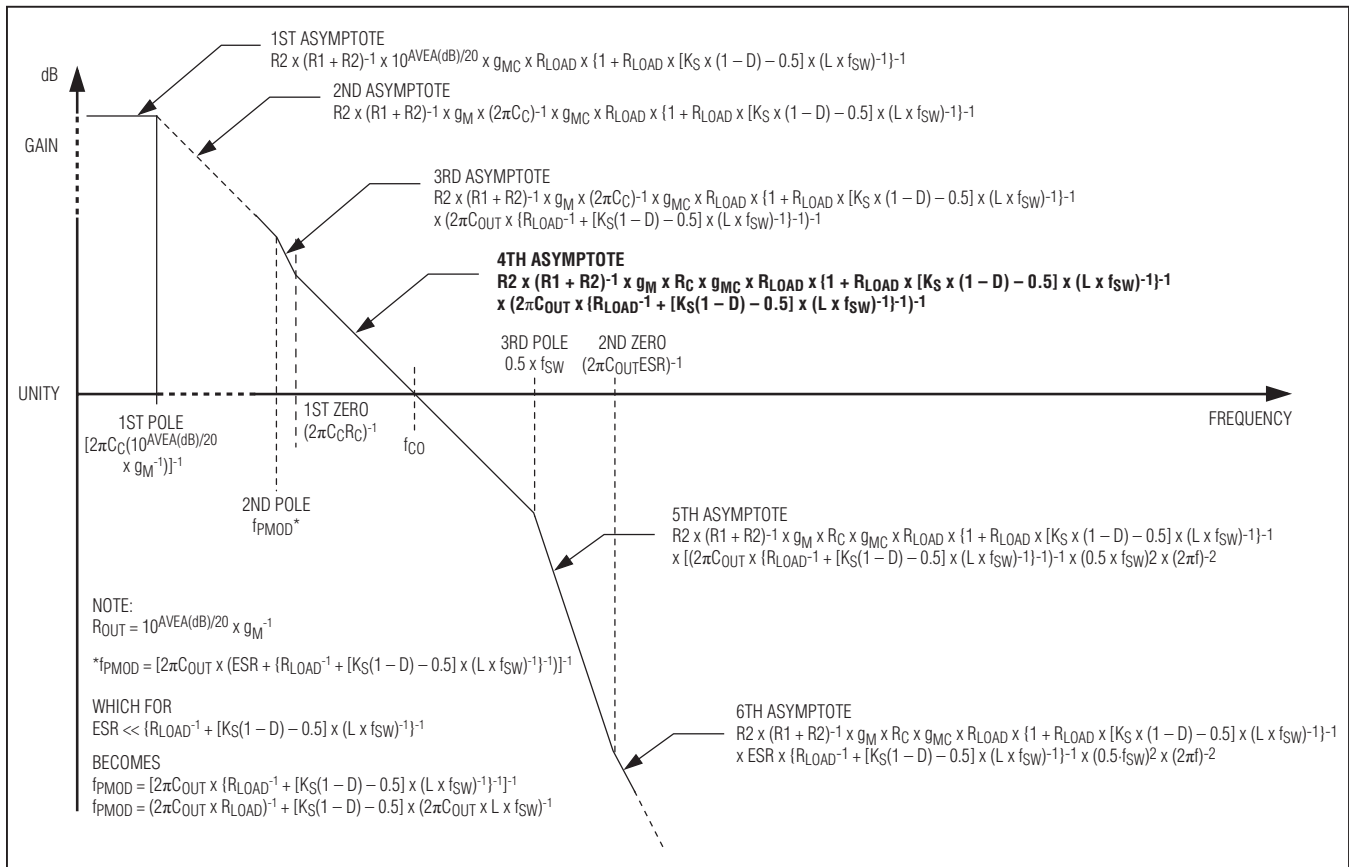


図3. ピーク電流モードレギュレータの漸近的ループ応答

高効率、12A、電流モード同期 ステップダウンレギュレータ、スイッチ内蔵

- 3) C_C を選択してください。 C_C は、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決定されます。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。

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

オプションとして、低デューティサイクルのアプリケーションの場合は、位相進みコンデンサ(図2の C_{FF})の追加によって、ダンプされた半周波数双極の位相遅れを軽減するのに役立ちます。目的のクロスオーバー周波数に近く、しかしそれより低い位置に第2のゼロを追加することによって、クロードループ位相マージンおよびレギュレータのユニティゲイン帯域幅(クロスオーバー周波数)の両方が拡大します。コンデンサを次式のように選択してください。

$$C_{FF} = \frac{1}{2\pi \times f_{CO} \times (R_1 \parallel R_2)}$$

C_{FF} を使用することで、ゼロとポールの順序が次のように調整されます。

$$f_{P1} < f_{P2} < f_{Z1} < 1/[2\pi C_{FF} R_1] \\ < 1/[2\pi C_{FF} (R_1 \parallel R_2)] < f_{P3} < f_{Z2}$$

ソフトスタート時間の設定

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。

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

I_{SS} (ソフトスタート電流)は10 μ A (typ)で、 V_{FB} は0.6V (typ)の出力フィードバック電圧スレッシュホールドです。 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。

$$C_{SS} \gg C_{OUT} \times \frac{V_{OUT} \times I_{SS}}{(18A - I_{LOAD}) \times V_{FB}}$$

0V~($V_{IN} - 2.5V$)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/REFINに印加することができます。この場合、図4に示すように、外部トラッキングリファレンスとSS/REFINの間にRCネットワークを接続してください。 R_{SS} の推奨値は約330 Ω です。ヒカップ期間中にSS/REFIN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。

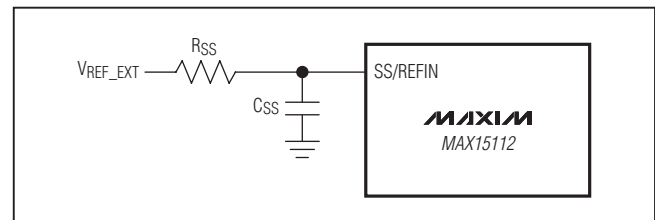


図4. SS/REFINに外部リファレンスを印加する場合のRCネットワーク

設計例

表1に、標準動作回路に基づいたさまざまな出力用の値を示します。

表1. 部品の参考値(「標準動作回路」を参照)

V_{OUT} (V)	L (μ H)	LIR (A/A) ($V_{IN} = 3.3V$)	LIR (A/A) ($V_{IN} = 5V$)	C15 (pF)	R3 (k Ω)	C14 (pF)	R1 (k Ω)	R2 (k Ω)
0.8	0.18	0.28	0.31	3300	5.23	22	0.74	2.21
1.2	0.22	0.29	0.35	3300	5.23	22	2.21	2.21
1.5	0.22	0.31	0.40	3300	5.23	22	3.32	2.21
1.8	0.22	0.31	—	3300	5.23	22	4.42	2.21
1.8	0.36	—	0.27	3300	5.23	22	4.42	2.21
2.5	0.22	0.23	—	3300	5.23	22	6.98	2.21
2.5	0.36	—	0.29	3300	5.23	22	6.98	2.21
3.3	0.36	—	0.26	3300	5.23	22	9.95	2.21

高効率、12A、電流モード同期 ステップダウンレギュレータ、スイッチ内蔵

電力消費

MAX15112は24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℃において最大2.15Wを消費可能です。ダイ温度が+150℃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)。

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、MAX15112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。MAX15112のEVキットのボードは、ICの下裏面に、小型で、静粛な、グランド形状のSGNDを備えています。このグランドは制御回路のリターンで、特に補償部品のリターンです。このSGNDは、ICのグランド端子の近くのビアを介して、ICのグランドに戻されます。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) 直接隣接する1つのグランドプレーンをICのGND端子に接続してください。
- 2) INおよびSS/REFINのコンデンサはICおよび該当するパッドのできる限り近くに配置して、直接的なトレースを使用してください。
- 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) 入力電源とMAX15112の間の距離が大きい場合は、電解コンデンサを使用してダンプを行うことが強く推奨されます。
- 5) 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GNDを個別に大面積の銅領域に接続してください。

- 6) 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。
- 7) 高速スイッチング端子(LXやBSTなど)は、敏感なアナログ領域(FBやCOMPなど)から離れた位置に配線してください。

型番

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX15112EWG+	-40°C to +85°C	24 WLP

+は鉛(Pb)フリー/RoHS準拠パッケージを表します。

チップ情報

PROCESS: BiCMOS

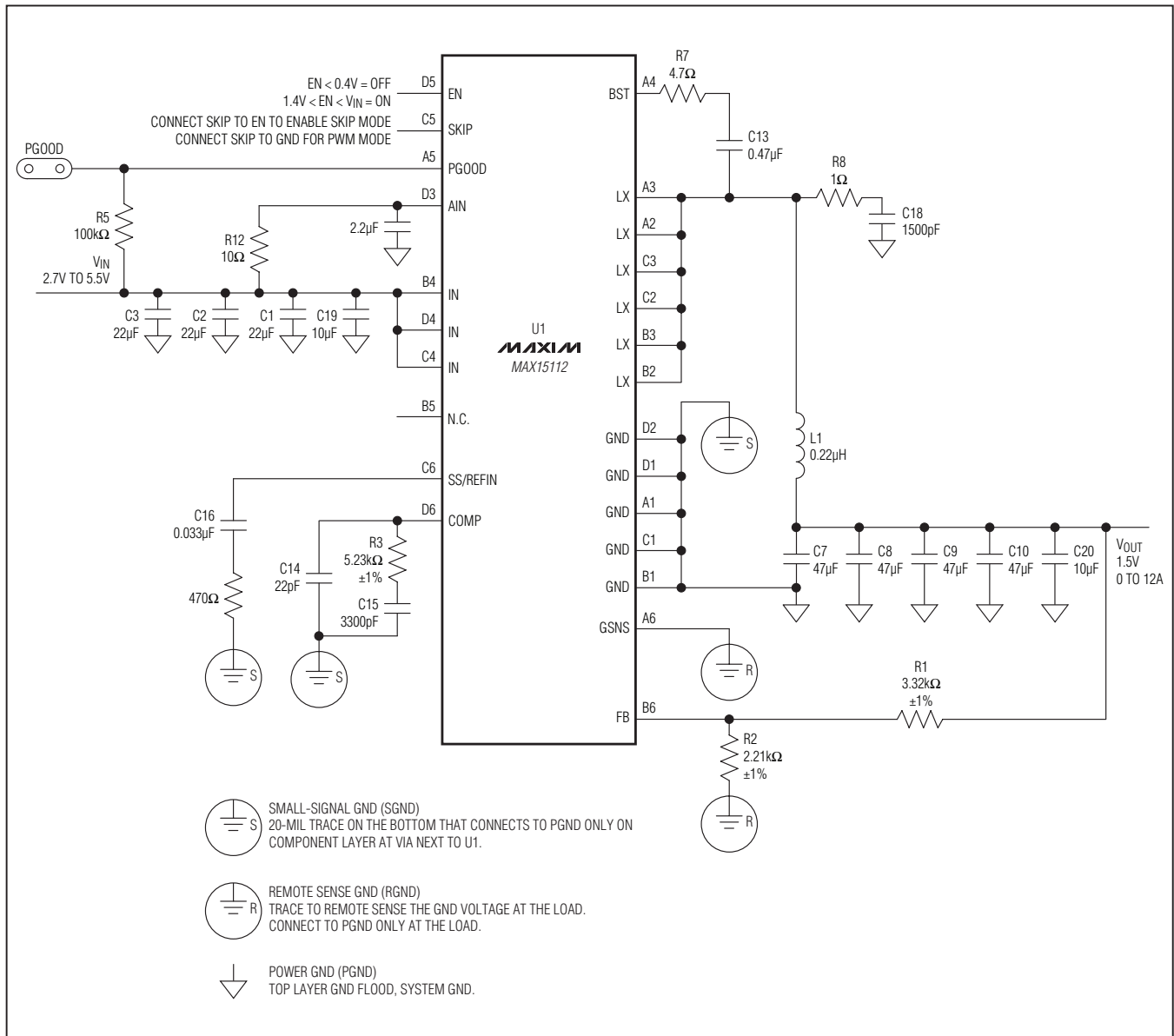
パッケージ

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.
24 WLP (2.1mm x 3.05mm)	W242A3Z+1	21-0538	アプリケーション ノート1891 を参照

高効率、12A、電流モード同期 ステップダウンレギュレータ、スイッチ内蔵

標準動作回路(続き)



高効率、12A、電流モード同期 ステップダウンレギュレータ、スイッチ内蔵

改訂履歴

版数	改訂日	説明	改訂ページ
0	6/11	初版	—
1	9/11	「特長」、「Package Thermal Characteristics (パッケージの熱特性)」、「Absolute Maximum Ratings (絶対最大定格)」、「DC Electrical Characteristics (DC電気的特性)」、「プリバイアス出力への起動」、「インダクタの選択」、「ソフトスタート時間の設定」、および「電力消費」の項を更新。	1-4, 12, 14, 20, 21

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製品に組み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。「Electrical Characteristics (電気的特性)」の表に示すパラメータ値(min、maxの各制限値)は、このデータシートの他の場所で引用している値より優先されます。

Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 408-737-7600 _____ **23**