

# フォールドバック電流制限付、低コスト、 電流モードPWM降圧型コントローラ

## 概要

MAX1954A同期式電流モード、パルス幅変調(PWM)降圧型コントローラは評価の高いMAX1954とピンコンパチブルで、コストとサイズを重視するアプリケーションに最適です。

MAX1954Aは、ICの主電源とは独立の3.0V~13.2Vの入力電圧範囲で動作します。出力電圧は、最低0.8Vまでの可変出力が得られます。このICは300kHzの固定スイッチング周波数で動作し、最高95%の効率で最大25Aの出力電流を供給します。このコントローラは、出力コンデンサが小さい容量で済む優れた過渡応答特性を備えています。

MAX1954Aは、出力過負荷時や短絡状態時に入力電流と部品の電力消費を大幅に削減するフォールドバック電流制限を装備しています。

補償及びシャットダウンを行うための制御入力(COMP)は、エラーアンプへの補償だけでなく、ロー状態に強制するとコンバータをシャットダウンすることができます。瞬時電圧降下(sag)時に適切に動作させ、過熱から外付けパワーMOSFETを保護する入力低電圧ロックアウトが装備されています。また、突入電流を低減し、外付けコンデンサを節減するデジタルソフトスタートを内蔵しています。

MAX1954Aは、プリント基板面積を最低限に抑えるために小型10ピン $\mu$ MAXパッケージで提供されます。

## アプリケーション

- プリンタ及びスキャナ
- グラフィックカード及びビデオカード
- PC及びサーバ
- マイクロプロセッサコア
- 低電圧分散電源
- 通信及びネットワーク

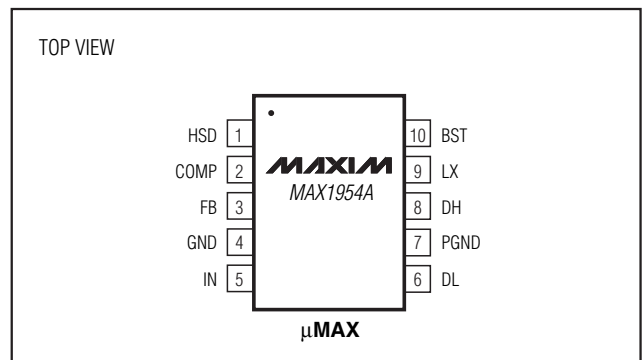
## 特長

- ◆ 電流モードコントローラ
- ◆ 固定周波数PWM
- ◆ フォールドバック電流制限
- ◆  $\pm 1\%$ のFB精度で最低0.8Vの出力
- ◆ 入力電圧範囲：3.0V~13.2V
- ◆ スwitchング周波数：300kHz
- ◆ 出力電流能力：25A
- ◆ 効率：93%
- ◆ 全NチャンネルMOSFET設計によってコストを削減
- ◆ 電流検出抵抗不要
- ◆ デジタルソフトスタート内蔵
- ◆ 小型10ピン $\mu$ MAX パッケージ

## 型番

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX1954AEUB	-40°C to +85°C	10 $\mu$ MAX

## ピン配置



# フォールドバック電流制限付、低コスト、 電流モードPWM降圧型コントローラ

MAX1954A

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

IN, FB to GND.....	-0.3V to +6V
LX to BST.....	-6V to +0.3V
BST to GND.....	-0.3V to +20V
DH to LX.....	-0.3V to (V <sub>BST</sub> + 0.3V)
DL, COMP to GND.....	-0.3V to (V <sub>IN</sub> + 0.3V)
HSD to GND.....	-0.3V to 14V
PGND to GND.....	-0.3V to +0.3V

Continuous Power Dissipation (T <sub>A</sub> = +70°C)	
10-Pin μMAX (derate 5.6mW/°C above +70°C).....	444mW
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

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<sub>IN</sub> = 5V, V<sub>BST</sub> - V<sub>LX</sub> = 5V, T<sub>A</sub> = 0°C to +85°C, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
<b>GENERAL</b>						
Operating Input Voltage Range		3.0		5.5	V	
HSD Voltage Range	(Note 1)	3.0		13.2	V	
Quiescent Supply Current	V <sub>FB</sub> = 1.5V		1	2	mA	
Standby Supply Current	V <sub>IN</sub> = V <sub>BST</sub> = 5.5V, V <sub>HSD</sub> = 13.2V, LX = unconnected, COMP = GND			2	mA	
Undervoltage-Lockout Trip Level	Falling V <sub>IN</sub> , 50mV (typ) hysteresis	2.5	2.7	2.9	V	
<b>DC-DC CONTROLLER</b>						
Output-Voltage Adjust Range (V <sub>OUT</sub> )	Maximum output voltage depends on external components and maximum duty cycle	0.8			V	
<b>ERROR AMPLIFIER</b>						
FB Regulation Voltage		-1.0	+0.8	+1.0	%	
Transconductance		70	110	160	μS	
Voltage Gain			200		V/V	
FB Input Leakage Current	V <sub>FB</sub> = 0.9V		50	500	NA	
FB Input Common-Mode Range		-0.1		+1.5	V	
COMP Output-Voltage Swing		0.80		2.36	V	
Current-Sense Amplifier Voltage Gain		3.15	3.5	3.85	V/V	
Current-Limit Threshold	V <sub>PGND</sub> - V <sub>LX</sub>	V <sub>FB</sub> = 0.8V	110	135	145	mV
		V <sub>FB</sub> = 0V	21	36	51	
<b>OSCILLATOR</b>						
Switching Frequency	MAX1954A	240	300	360	kHz	
Maximum Duty Cycle	Measured at DH	89	91	93	%	
Minimum Duty Cycle	V <sub>COMP</sub> = 1.25V, LX = GND, V <sub>BST</sub> = V <sub>IN</sub> = 3.3V		2.5	3	%	

# フォールドバック電流制限付、低コスト、 電流モードPWM降圧型コントローラ

MAX1954A

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

( $V_{IN} = 5V$ ,  $V_{BST} - V_{LX} = 5V$ ,  $T_A = 0^{\circ}C$  to  $+85^{\circ}C$ , unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>SOFT-START</b>					
Soft-Start Period			3.4		ms
Soft-Start Levels			12.5		mV
<b>FET DRIVERS</b>					
DH, DL Output Low Voltage	$I_{SINK} = 10mA$			0.1	V
DH, DL Output High Voltage	$I_{SOURCE} = 10mA$	$V_{IN} - 0.1V$ or $V_{BST} - 0.1V$			V
DH Pullup/Pulldown, DL Pullup On-Resistance			1.5	3	$\Omega$
DL Pulldown On-Resistance			1	2	$\Omega$
LX, BST, HSD Leakage Current	$V_{BST} = 18.7V$ , $V_{LX} = 13.2V$ , $V_{IN} = 5.5V$ , $V_{HSD} = 13.2V$			30	$\mu A$
<b>THERMAL PROTECTION</b>					
Thermal Shutdown	Rising temperature, $15^{\circ}C$ hysteresis		+160		$^{\circ}C$
<b>SHUTDOWN CONTROL</b>					
COMP Logic-Level Low	$3V < V_{IN} < 5.5V$			0.25	V
COMP Logic-Level High	$3V < V_{IN} < 5.5V$	0.8			V
COMP Pullup Current				100	$\mu A$

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

( $V_{IN} = 5V$ ,  $V_{BST} - V_{LX} = 5V$ ,  $T_A = -40^{\circ}C$  to  $+85^{\circ}C$ , unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	MAX	UNITS
<b>GENERAL</b>				
Operating Input Voltage Range		3.0	5.5	V
HSD Voltage Range	(Note 1)	3.0	13.2	V
Quiescent Supply Current	$V_{FB} = 1.5V$		2	mA
Standby Supply Current	$V_{IN} = V_{BST} = 5.5V$ , $V_{HSD} = 13.2V$ , LX = unconnected, COMP = GND		2	mA
Undervoltage Lockout Trip Level	Rising $V_{IN}$ 3% (typ) hysteresis	2.50	2.93	V
<b>DC-DC CONTROLLER</b>				
Output-Voltage Adjust Range ( $V_{OUT}$ )		0.8	$0.9 \times V_{IN}$	V
<b>ERROR AMPLIFIER</b>				
FB Regulation Voltage		-2.5	+1.0	%
Transconductance		70	160	$\mu S$
FB Input Leakage Current	$V_{FB} = 0.9V$		500	NA
FB Input Common-Mode Range		-0.1	+1.5	V
COMP Output-Voltage Swing		0.8	2.2	V

# フォールドバック電流制限付、低コスト、 電流モードPWM降圧型コントローラ

MAX1954A

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

( $V_{IN} = 5V$ ,  $V_{BST} - V_{LX} = 5V$ ,  $T_A = -40^{\circ}C$  to  $+85^{\circ}C$ , unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	MAX	UNITS	
Current-Sense Amplifier Voltage Gain		3.15	3.85	V/V	
Current-Limit Threshold	$V_{PGND} - V_{LX}$ , MAX1954A	$V_{FB} = 0.8V$	110	145	mV
		$V_{FB} = 0V$	21	51	
<b>OSCILLATOR</b>					
Switching Frequency		240	360	kHz	
Maximum Duty Cycle	Measured at DH	89	93	%	
Minimum Duty Cycle	$V_{COMP} = 1.25V$ , $LX = GND$ , $V_{BST} = V_{IN} = 3.3V$		3	%	
<b>FET DRIVERS</b>					
DH, DL Output Low Voltage	$I_{SINK} = 10mA$		0.1	V	
DH, DL Output High Voltage	$I_{SOURCE} = 10mA$	$V_{IN} - 0.1V$ or $V_{BST} - 0.1V$		V	
DH Pullup/Pulldown, DL Pullup On-Resistance			3	$\Omega$	
DL Pulldown On-Resistance			2	$\Omega$	
LX, BST, HSD Leakage Current	$V_{BST} = 18.7V$ , $V_{LX} = 13.2V$ , $V_{IN} = 5.5V$ , $V_{HSD} = 13.2V$		30	$\mu A$	
<b>SHUTDOWN CONTROL</b>					
COMP Logic-Level Low	$3V < V_{IN} < 5.5V$		0.25	V	
COMP Logic-Level High	$3V < V_{IN} < 5.5V$	0.8		V	
COMP Pullup Current			100	$\mu A$	

**Note 1:** HSD and IN are externally connected for applications where  $HSD < 5.5V$ .

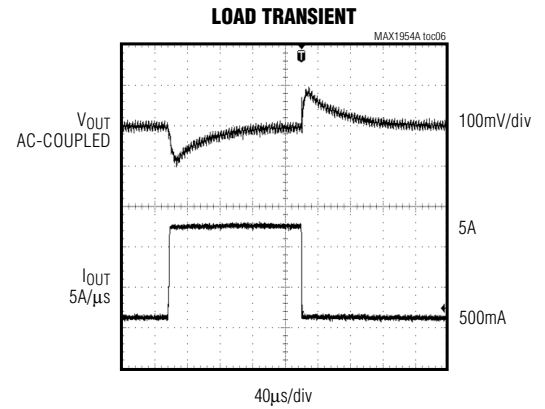
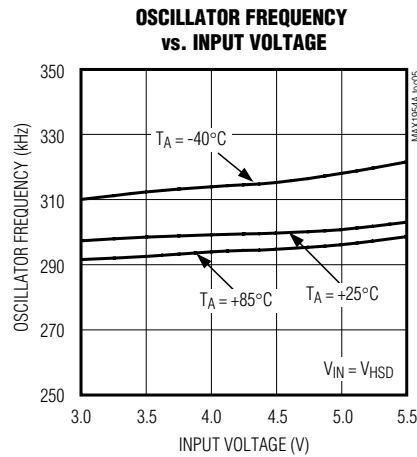
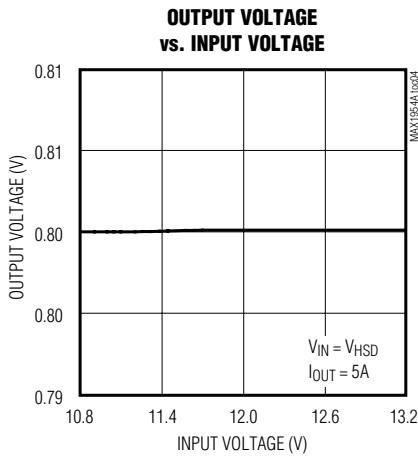
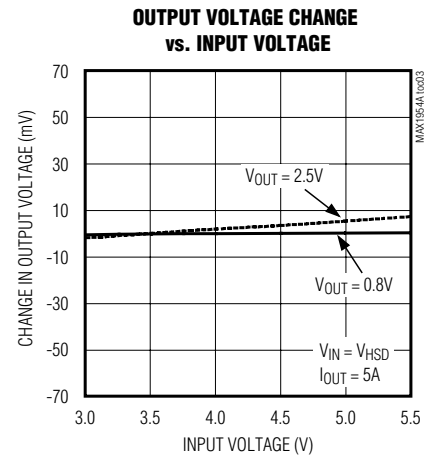
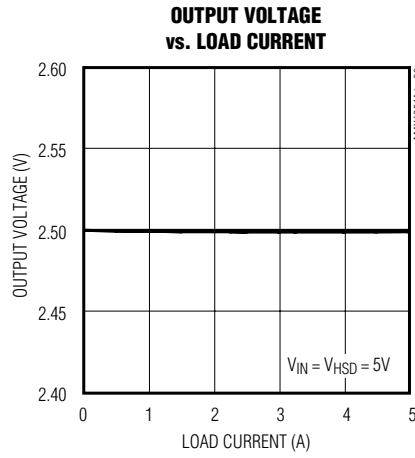
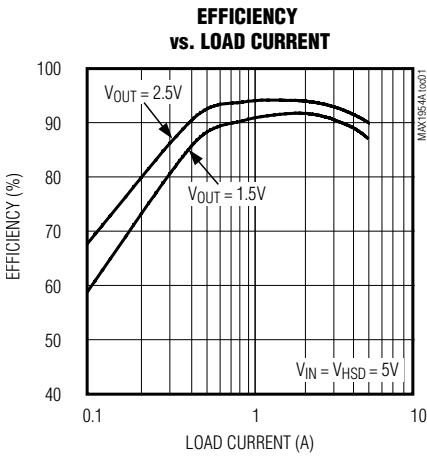
**Note 2:** Specifications to  $-40^{\circ}C$  are guaranteed by design and not production tested.

# フォールドバック電流制限付、低コスト、 電流モードPWM降圧型コントローラ

MAX1954A

## 標準動作特性

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

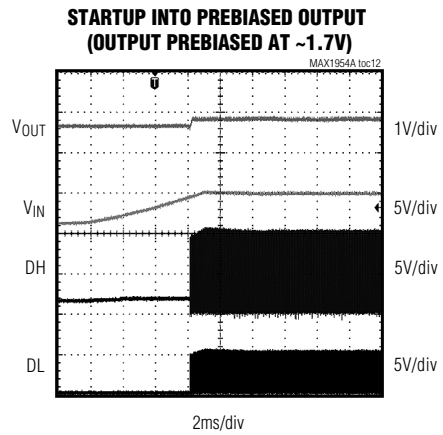
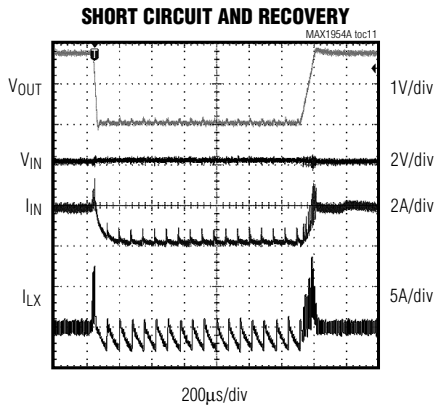
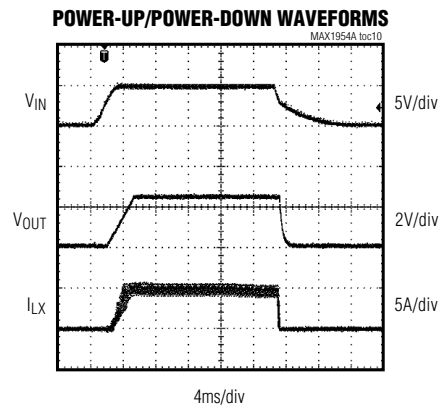
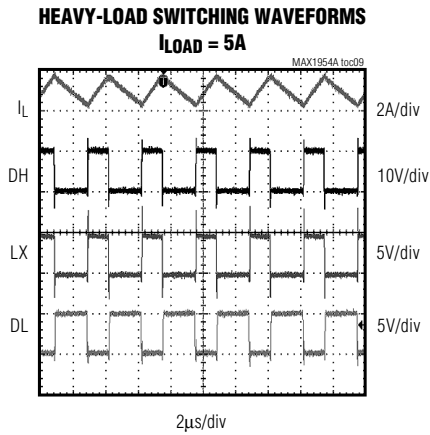
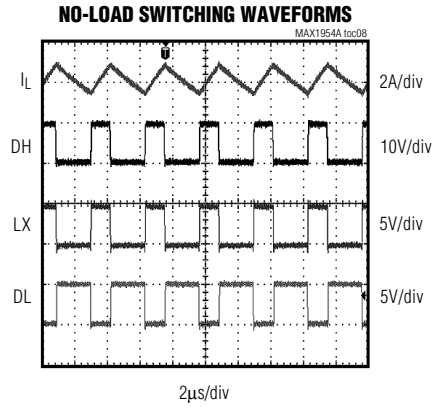
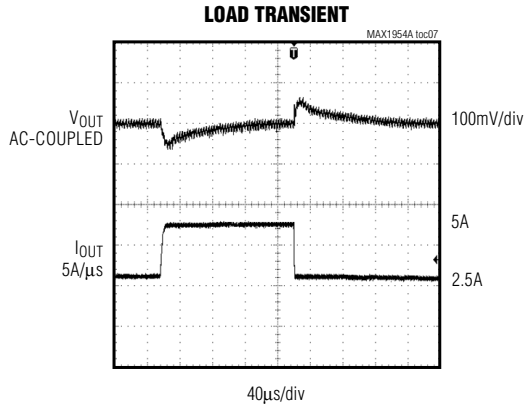


# フォールドバック電流制限付、低コスト、 電流モードPWM降圧型コントローラ

MAX1954A

## 標準動作特性(続き)

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



# フォールドバック電流制限付、低コスト、 電流モードPWM降圧型コントローラ

MAX1954A

## 端子説明

端子	名称	機能
1	HSD	ハイサイドドレイン電流検出入力。HSDは、ハイサイドNチャンネルMOSFETのドレインの電圧を検出します。ケルビン接続によって、ハイサイドMOSFETのドレインと接続してください。
2	COMP	補償及びシャットダウン制御端子。制御ループを補償するためには、適切なRC回路を接続してください。ICをシャットダウンするには、GNDに接続してください。RC値を算出する手順については、「補償設計」の項を参照してください。
3	FB	フィードバック入力。 $V_{FB} = 0.8V$ としてレギュレーションを行います。出力電圧を設定するには、出力とGND間に置く抵抗分圧器のセンタータップにFBを接続してください。
4	GND	グランド端子
5	IN	IC電源電圧。ICに電源を供給します。3V~5.5Vの電源に接続してください。0.22 $\mu$ FのセラミックコンデンサでGNDに、1 $\mu$ FのセラミックコンデンサでPGNDにバイパスしてください。
6	DL	ローサイドゲート駆動出力。同期整流器のMOSFETを駆動します。0から $V_{IN}$ までスイングします。DLは、シャットダウン及びUVLO状態ではロー状態です。
7	PGND	電源グランド端子
8	DH	ハイサイドゲート駆動出力。ハイサイドNチャンネルMOSFETを駆動します。DHは、 $V_{LX}$ から $V_{BST}$ までスイングするフローティングドライバ出力です。DHは、シャットダウンとUVLO状態ではロー状態です。
9	LX	コントローラ電流検出入力。LXをMOSFETとインダクタの接続点に接続してください。LXは、電流制限機能のためのリファレンスポイントとなります。
10	BST	ハイサイドMOSFETの電源入力。ハイサイドNチャンネルMOSFETに必要なゲート駆動信号を供給するには、0.1 $\mu$ FセラミックコンデンサをBSTとLXの間に接続してください。

## 詳細

MAX1954Aは、シングル出力、電流モード、PWM、ステップダウンDC-DCコントローラで、フォールドバック電流制限を装備し、300kHzでスイッチングし、高効率を実現します。MAX1954Aは、同期式降圧型トポロジで1対の外付けNチャンネルパワーMOSFETを駆動し、PチャンネルパワーMOSFETトポロジに比べて効率とコストを改善するように設計されています。ローサイドMOSFETのオン抵抗は短絡電流制限検出に使用され、またハイサイドMOSFETのオン抵抗は電流モードフィードバックに使用されるので、電流検出抵抗が不要になります。短絡電流制限電圧は、135mVに固定されています。フォールドバック電流方式によって、短絡及び極度な過負荷状態時の入力電流が低減されます。MAX1954AはハイサイドMOSFETのドレインを入力端子(HSD)として構成し、ICの主入力電源とは独立した3V~13.2Vの幅広い入力電圧範囲を実現しています(図1)。

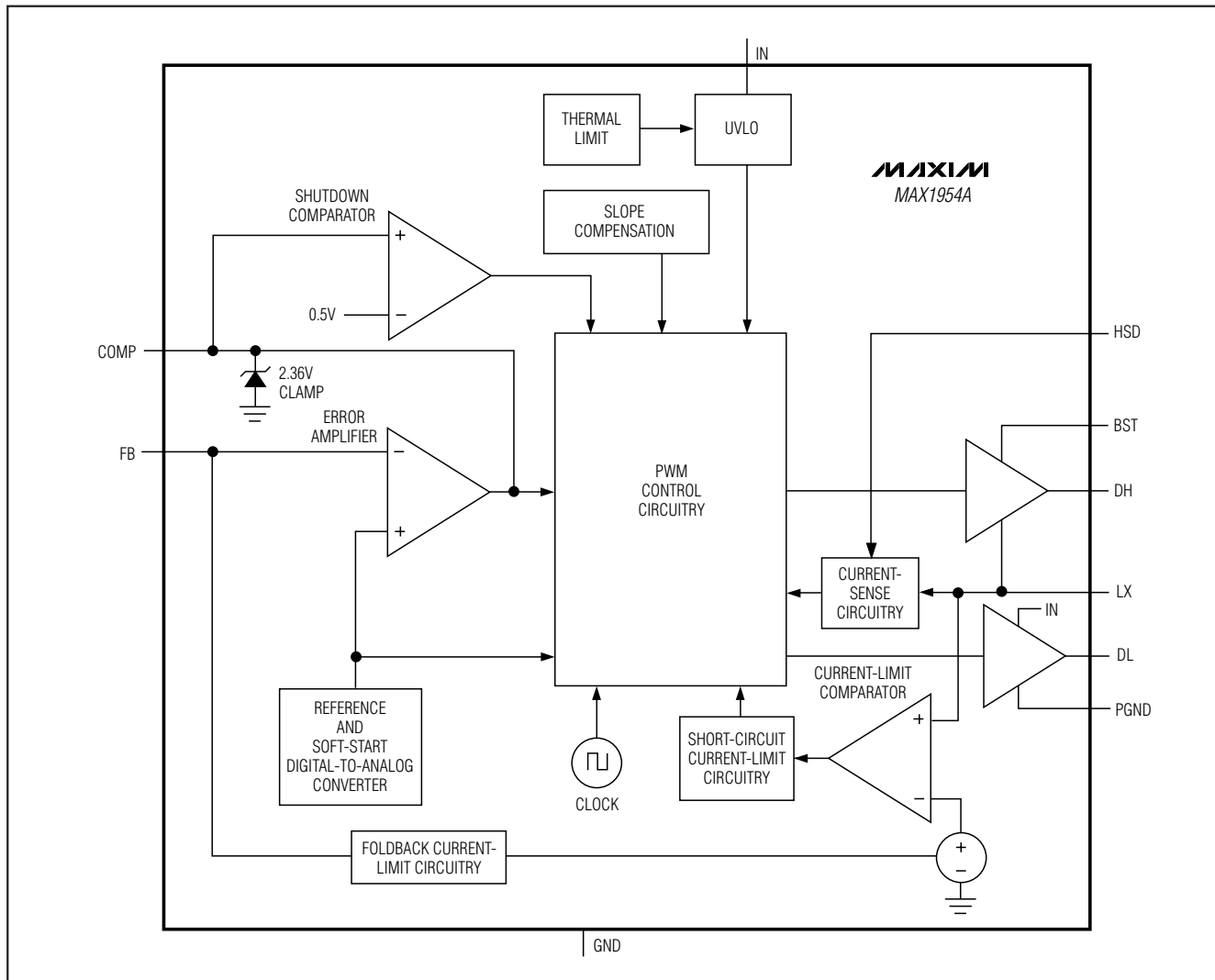
## DC-DCコンバータ制御アーキテクチャ

MAX1954Aステップダウンコンバータは、PWM、電流モード制御方式を採用しています。内蔵トランスコンダクタンスアンプによって、積分エラー電圧が設定されます。オープンループコンパレータは、増幅した電流検出信号にスロー補償傾斜波を加算した値と積分された電圧フィードバック信号を比較します。この補償傾斜波はメインPWMコンパレータに加えられ、内部ループを安定化し、インダクタ電流の階段状変化を排除します。内蔵クロックの各立上りエッジで、ハイサイドMOSFETはオンとなり、これはPWMコンパレータがトリップするまで、または最大デューティサイクルに達するまで続きます。このオン時間の間に、インダクタ電流が線形増加し、磁界の形でエネルギーを保存しながら、電流を出力に供給します。電流モードフィードバックシステムは、出力電圧エラー信号の関数としてピークインダクタ電流のレギュレーションを行います。回路はスイッチモードトランスコンダクタンスアンプとして機能します。これは平均インダクタ電流がピークインダクタ電流に近いからです(インダクタが、十分に大きく、リップル電流をかなり小さいと仮定)。このため、電圧モードPWMに通常存在する出力インダクタンスと容量で作られるフィルタの極が高周波側に追いやられます。

# フォールドバック電流制限付、低コスト、 電流モードPWM降圧型コントローラ

MAX1954A

## ファンクションダイアグラム



サイクルの後半に、ハイサイドMOSFETはオフとなり、ローサイドMOSFETはオンとなります。電流を傾斜減衰させながらインダクタは保存したエネルギーを放出し、出力に電流を供給します。インダクタ電流が要求される負荷電流を上回ると出力コンデンサを充電し、インダクタ電流が下回ると放電して、負荷の電圧を平滑化します。過負荷状態では、インダクタ電流が電流限界を超えると(「電流制限回路」の項を参照)、ハイサイドMOSFETは立上りクロックエッジでオンとはならず、ローサイドMOSFETはオン状態を維持し、インダクタ電流を傾斜低下させます。

MAX1954Aは強制PWMモードで動作するので、負荷に

関係なくコントローラは固定スイッチング周波数を維持し、スイッチングノイズのポストフィルタリングを容易にします。

### 電流検出アンプ

電流検出回路は、電流検出電圧(インダクタ電流とハイサイドMOSFETのオン抵抗( $R_{DS(ON)}$ )を乗算した値)を増幅します。増幅した電流検出信号と内部スロープ補償信号は加算され( $V_{SUM}$ )、PWMコンパレータの反転入力に送られます。 $V_{SUM}$ が積分されたフィードバック電圧( $V_{COMP}$ )を上回ると、PWMコンパレータはハイサイドMOSFETをオフとします。ハイサイドMOSFETを



# フォールドバック電流制限付、低コスト、 電流モードPWM降圧型コントローラ

MAX1954A

## 標準動作回路

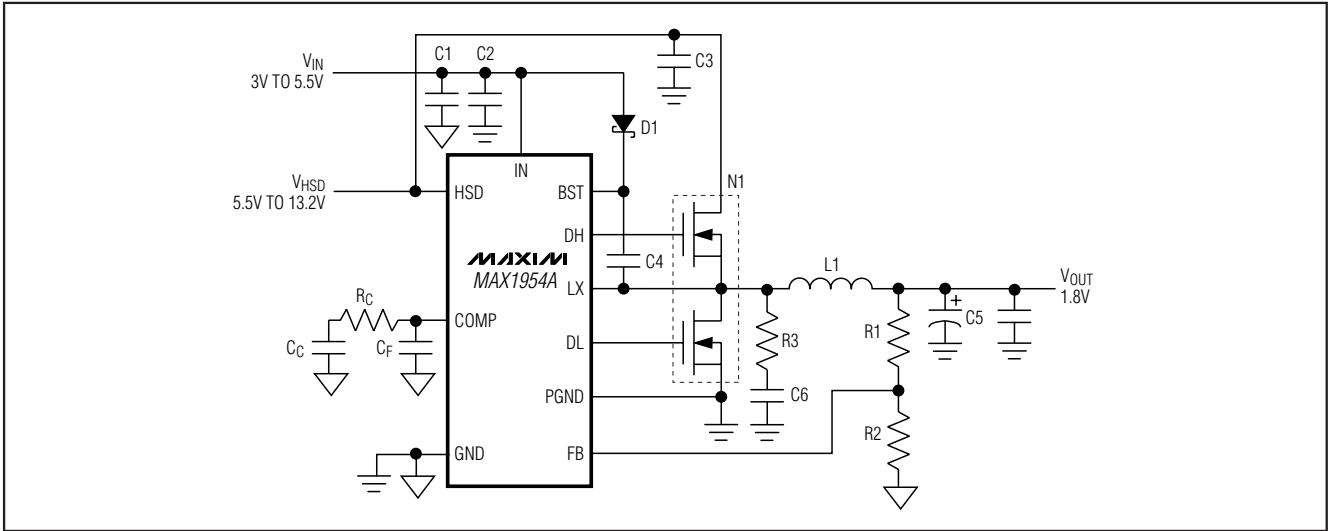


図1. MAX1954Aの標準動作回路

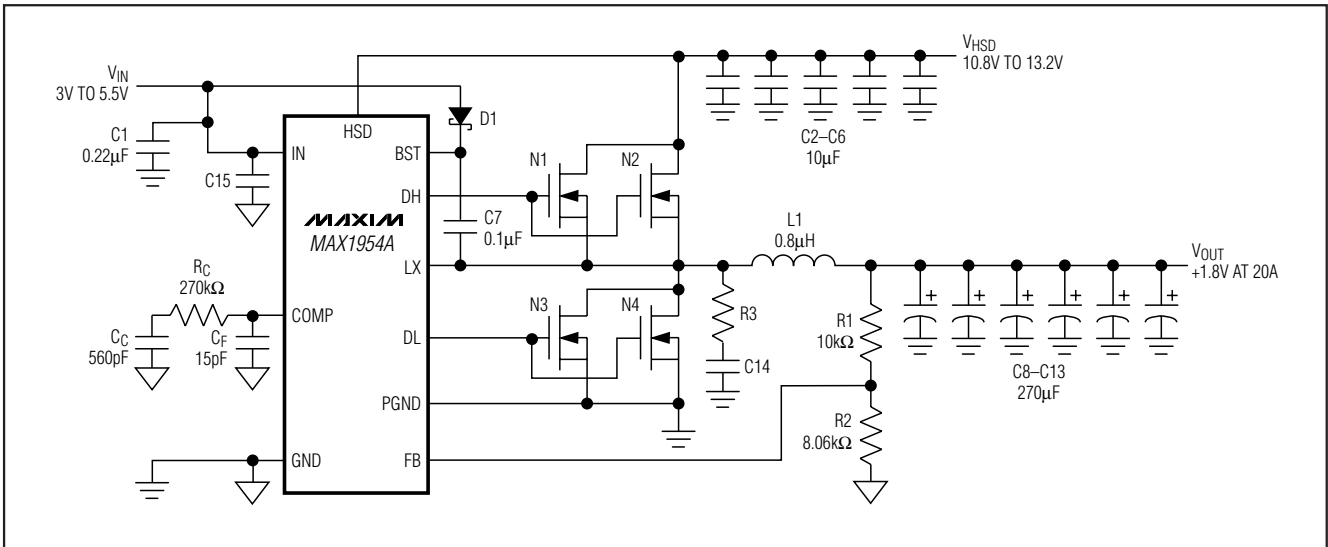


図2. 20Aの出力を可能とするMAX1954A回路

コントローラにできるだけ近接して配置し、ケルビン検出接続によってHSDとLXをMOSFETに接続すると、電流検出精度が保証され、安定性が向上します。

### 電流制限回路

電流制限回路は、ローサイドMOSFETのオン抵抗を検出素子として使用する無損失、フォールドバック、谷電流制限アルゴリズムを採用しています。ハイサイドMOSFETがオフとなった後に、ローサイドMOSFETの

電圧が監視されます。ローサイドMOSFETの電圧 ( $R_{DS(ON)} \times I_{INDUCTOR}$ ) が電流制限を上回らない場合は、ハイサイドMOSFETは正常にオンとなります。この状態で、出力はレギュレーション値からスムーズに低下します。新たな発振器サイクルの初めにローサイドMOSFETの電圧が電流制限スレッショルドを上回る場合は、ローサイドMOSFETはオンを維持し、ハイサイドMOSFETがオフを維持します。

# フォールドバック電流制限付、低コスト、 電流モードPWM降圧型コントローラ

出力が短絡されていると、フォールドバック電流制限によって、電流制限スレッショルドが公称値の20%までリニアに低下し、部品の電力消費と入力電流が低減します。ローサイドMOSFETの電圧が電流制限スレッショルドを下回ると、ハイサイドMOSFETが次のクロックサイクルでオンとなります。極度な過負荷状態や短絡状態の間は、MAX1954Aの周波数が低下するよう見えます。というのは、ローサイドMOSFETのオン時間がクロックサイクルを超えて拡大するからです。電流制限スレッショルド電圧は、135mVにプリセットされています。

谷電流制限のほかに、MAX1954Aは、オン時間を終結することによって、ハイサイドMOSFETの電圧を制限するサイクルごとのピーク電流クランプも装備しています。谷フォールドバック電流制限とともに、この機能によって、極めて確実な過負荷及び短絡保護が行われます。

## 同期整流器用ドライバ (DL)

同期整流は、通常のショットキキャッチダイオードを低抵抗MOSFETスイッチに置き換えて、整流器の伝導損失を低減します。また、MAX1954Aは同期整流器を使って、ブースト式ゲートドライバ回路を正常に起動し、電流制限信号を供給します。DLローサイド波形は、常にDHハイサイド駆動波形と相補的になります(クロス伝導すなわち貫通を防ぐためにテッドタイムを制御)。テッドタイム回路はDL出力を監視し、DLが完全オフになるまでハイサイドMOSFETがオンとならないようにします。テッドタイム回路が適切に動作するように、DLドライバからMOSFETゲートまでの経路は低抵抗、低インダクタンスとする必要があります。そうでない場合は、MAX1954Aの検出回路は、実際にはゲートチャージがあるのに、MOSFETゲートをオフと見なします。この配線はごく短く、幅を広くしてください(MOSFETがデバイスから1inの位置にある場合は、50 mil~100 milの幅としてください)。他方のエッジ(DHがオフとなる時)のテッドタイムも、ゲート検出によって決定されます。

## ハイサイドゲート駆動電源 (BST)

ハイサイドNチャンネルスイッチのゲート駆動電圧は、フライングコンデンサによるブースト回路(図3)によって生成されます。BSTとLX間のコンデンサは、ローサイドMOSFETがオンの間に、 $V_{IN}$ 電源から、ダイオード降下分を引いた $V_{IN}$ まで充電されます。ローサイドMOSFETがオフにされると、コンデンサに保存された電圧はLXの上に積み上げられ、必要なターンオン電圧( $V_{GS}$ )をハイサイドMOSFETに供給します。次に、コントローラはBSTとDH間の内部スイッチをオンとして、ハイサイドMOSFETをオンとします。

## 低電圧ロックアウト (UVLO)

$V_{IN}$ が2.7V以下に低下すると、MAX1954Aは、回路が正常に動作するには電源電圧が低すぎると見なします。このため、UVLO回路はスイッチングを禁止して、DL及びDHゲートドライバをローにします。 $V_{IN}$ が2.7V以上になると、コントローラは起動シーケンスに入り、通常動作を再開します。

## 起動

MAX1954Aは、 $V_{IN}$ がUVLOスレッショルドを超えて上昇すると、スイッチングを開始します。ただし、コントローラは、次の5つの条件が満たされない場合は、イネーブルされません。

- 1)  $V_{IN}$ が 2.7V UVLOスレッショルドを超える
- 2) 内部リファレンスがその公称値 ( $V_{REF} > 1V$ )の92%を超える
- 3) 内蔵バイアス回路が動作
- 4) 熱過負荷制限に達していない
- 5) フィードバック電圧がレギュレーションスレッショルド以内

以上の条件を満たす場合は、ステップダウンコントローラはソフトスタートをイネーブルし、スイッチングを開始します。ソフトスタート回路は、FBの電圧がリファレンス電圧と等しくなるまで、出力電圧を逡増します。これによって、出力電圧の上昇率が制御され、起動時の入力サージ電流が低減します。ソフトスタート時間は、1024クロックサイクル ( $1024/f_S$ )です。出力電圧は、64の等しいステップで増加します。ソフトスタートが終了すると、出力容量や負荷に関係なく、出力はレギュレーション内に達します。

また、MAX1954Aは、ソフトスタートやUVLO時にプリチャージされた出力コンデンサの放電を防ぐ回路も内蔵しています。この機能(単調起動)は、冗長電源やスタンバイ電源アプリケーションなど、別の電源出力と並列にMAX1954A出力を接続するアプリケーションには必要です。

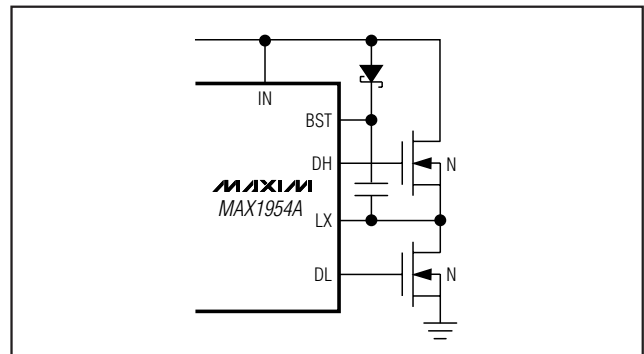


図3. DHブースト回路

# フォールドバック電流制限付、低コスト、 電流モードPWM降圧型コントローラ

MAX1954A

表 1. 推奨部品

PART DESIGNATOR	MAX1954A (FIGURE 1)	20A CIRCUIT (FIGURE 2)
C1	0.22 $\mu$ F, 10V X7R ceramic capacitor Kemet C0603C224M8RAC	0.22 $\mu$ F, 10V X7R ceramic capacitor Kemet C0603C224M8RAC
C2	1 $\mu$ F, 6.3V X5R ceramic capacitor Taiyo Yuden JMK212BJ106MG	10 $\mu$ F, 16V X5R ceramic capacitor Taiyo Yuden EMK325BJ106MN
C3	10 $\mu$ F, 16V X5R ceramic capacitor Taiyo Yuden EMK325BJ106MN	10 $\mu$ F, 16V X5R ceramic capacitor Taiyo Yuden EMK325BJ106MN
C4	0.1 $\mu$ F, 6.3V X7R ceramic capacitor	10 $\mu$ F, 16V X5R ceramic capacitor Taiyo Yuden EMK325BJ106MN
C5	180 $\mu$ F, 4V SP polymer capacitor Panasonic EEFUEOG181R	10 $\mu$ F, 16V X5R ceramic capacitor Taiyo Yuden EMK325BJ106MN
C6	1500pF, 50V X7R ceramic capacitor TDK C1608X7R1H152K	10 $\mu$ F, 16V X5R ceramic capacitor Taiyo Yuden EMK325BJ106MN
C7	—	0.1 $\mu$ F, 50V X7R ceramic capacitor Taiyo Yuden UMK107BJ104KA
C8	—	270 $\mu$ F, 2V SP polymer capacitor Panasonic EEFUEOD271R
C9–C13	—	270 $\mu$ F, 2V SP polymer capacitors Panasonic EEFUEOD271R
Cc	680pF, 10V X7R ceramic capacitor Kemet C0402C681M8RAC	560pF, 10V X7R ceramic capacitor Kemet C0402C561M8RAC
Cf	—	15pF, 10V C0G ceramic capacitor Kemet C0402C150K8GAC
R1	16.9k $\Omega$ $\pm$ 1% resistor	10k $\Omega$ $\pm$ 1% resistor
R2	8.06k $\Omega$ $\pm$ 1% resistor	8.06k $\Omega$ $\pm$ 1% resistor
R3	2 $\Omega$ $\pm$ 5% resistor	—
Rc	62k $\Omega$ $\pm$ 5% resistor	270k $\Omega$ $\pm$ 5% resistor
D1	Schottky diode Central Semiconductor CMPSH1-4	Schottky diode Central Semiconductor CMPSH1-4
N1, N2	20V, 5A dual MOSFETs Fairchild FDS6898A	30V N-channel MOSFETs International Rectifier IRF7811
N3, N4	—	30V N-channel MOSFETs Siliconix Si4842DY
L1	1 $\mu$ H, 3.6A inductor TOKO 817FY-1R0M	0.8 $\mu$ H, 27.5A inductor Sumida CEP125U-0R8

# フォールドバック電流制限付、低コスト、 電流モードPWM降圧型コントローラ

## シャットダウン

MAX1954Aは、低電力のシャットダウンモードを装備しています。オープンコレクタ型のNPNトランジスタを使って、COMPをロー状態に強制して、ICをシャットダウンしてください。MAX1954Aをシャットダウンするには、COMPを0.25V以下にする必要があります。V<sub>CE(SAT)</sub>が0.25V以下のトランジスタを選択してください。シャットダウン時には、出力はハイインピーダンスとなります。シャットダウンによって、自己消費電流(I<sub>Q</sub>)は220μA(typ)まで低減します。このような方法でシャットダウンを実行すると、インダクタのエネルギーがなくなるまで出力のみが放電されることに注意してください。回復時には、ソフトスタートは動作しません。フォールドバックによる電流制限のみが動作し、疑似ソフトスタートモードが実行されます。

## 熱過負荷保護

熱過負荷保護によってMAX1954Aの総電力消費が抑制されます。ジャンクション温度がT<sub>J</sub> = +160°Cを超えると、内蔵熱センサがICをシャットダウンし、ICが冷却されます。ジャンクション温度が15°Cだけ下がると熱センサがICを再度、オンとします。この場合、熱過負荷状態が続行していれば、出力はパルス的になります。

## 設計手順

### 出力電圧の設定

MAX1954Aの出力電圧を設定するには、出力とGNDの間に接続する外付け抵抗分圧器のセンターにFBを接続してください(図1及び2)。8kΩ~24kΩの間でR2を選択し、R1を次式から算出してください。

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

ここで、V<sub>FB</sub> = 0.8Vです。R1とR2はICにできるだけ近接して配置する必要があります。

### インダクタ値

使用するインダクタを決定する際には、検討すべきパラメータがいくつかあります。それは、入力電圧、出力電圧、負荷電流、スイッチング周波数、及びLIRです。LIRは、DC負荷電流に対するインダクタ電流リップルの比率です。LIRの値を大きくするとインダクタ値が小さくなりますが、損失と出力リップルが大きくなります。サイズと効率との間の適切な妥協点は、LIRを30%とすることです。全パラメータが選ばれると、インダクタ値は次のように決定されます。

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

ここで、f<sub>S</sub>はスイッチング周波数です。インダクタ値は算出された値に近い標準値を選択してください。正確なインダクタ値は特に重要ではなく、サイズ、

コスト、及び効率間で妥協して調整することができます。インダクタ値が小さくなるとサイズとコストが最低限に抑えられますが、出力リップルは増大し、ピーク電流が上昇するので効率が低下します。他方、インダクタ値が大きくなると効率は向上しますが、結局、巻き数が増えるため、抵抗性損失がACレベルの低下で得られるメリットを上回ってしまいます。割り当てられたサイズに適合する可能な限り最低のDC抵抗を持つ低損失インダクタを探してください。多くの場合、フェライトコアが最適の選択です。しかし、鉄粉は廉価で、300kHzでは良好に動作することができます。選択したインダクタの飽和電流定格は、次式で算出されたピークインダクタ電流を上回る必要があります。

$$I_{PEAK} = I_{LOAD(MAX)} + \left( \frac{LIR}{2} \right) \times I_{LOAD(MAX)}$$

### 電流制限値の設定

MAX1954Aは、電流制限に谷電流検出方式を採用しています。オン抵抗に起因するローサイドMOSFETの電圧降下を使って、インダクタ電流を検出することができます。谷ポイント及びI<sub>LOAD(MAX)</sub>におけるローサイドMOSFETの電圧降下は、次のとおりです。

$$V_{VALLEY} = R_{DS(ON)} \times (I_{LOAD(MAX)} - \left( \frac{LIR}{2} \right) \times I_{LOAD(MAX)})$$

計算されたV<sub>VALLEY</sub>は、規定した最低電流制限スレッショルド以下である必要があります。

また、ハイサイド MOSFET R<sub>DS(ON)</sub>は、内蔵ピーク電流クランプ回路を早まってトリップするのを回避するために次式を満たす必要があります。

$$R_{DS(ON)} < 0.8V / (3.65 \times (I_{LOAD(MAX)} \times (1 + LIR / 2)))$$

MOSFETの目標とする最大動作ジャンクション温度における最大のR<sub>DS(ON)</sub>値を使用してください。妥当な一般的な標準は、MOSFETジャンクション温度が1°C上昇するごとに、0.5%抵抗を追加することです。

### MOSFETの選択

MAX1954Aは、ロジックレベルで動作する2個の外付けNチャンネルMOSFETを回路スイッチ素子として駆動します。主な選択パラメータは、次のとおりです。

- 1) オン抵抗：(R<sub>DS(ON)</sub>)：小さいほど、優れています。ただし、電流検出信号 (R<sub>DS</sub> × I<sub>PEAK</sub>)は、最大負荷で16mV以上とする必要があります。
- 2) 最大ドレイン-ソース間電圧(V<sub>DS</sub>)：ハイサイドMOSFETのドレインにおける入力電源レールに比べ少なくとも20%以上とする必要があります。
- 3) ゲートチャージ(Q<sub>g</sub>, Q<sub>gd</sub>, Q<sub>gs</sub>)：小さいほど、優れています。

3.3V入力のアプリケーションの場合は、V<sub>GS</sub> = 2.5Vで仕様が定められたR<sub>DS(ON)</sub>を持つMOSFETを選択して

# フォールドバック電流制限付、低コスト、 電流モードPWM降圧型コントローラ

ください。5V入力のアプリケーションの場合は、 $V_{GS}$ が4.5V以下で仕様が定められた $R_{DS(ON)}$ を持つMOSFETを選択してください。効率とコスト間の適切な妥協は、公称入力電圧及び出力電流においてスイッチング損失と伝導損失が等しいハイサイドMOSFET (N1)を選択することです。選択したMOSFETは、上記の電流制限設定条件を満たす $R_{DS(ON)}$ を持つ必要があります。N2の場合は、N1がオンとなるときに発生する $dV/dt$ によって、N2が誤ってオンとならないようにしてください。それは、N2がオンとなると、効率を低下させる貫通電流が発生するからです。 $Q_{gd}/Q_{gs}$ 比がより小さいMOSFETを選択すると、 $dV/dt$ に対する耐性がより高くなります。

適切な熱処理設計を行うには、設計目標とする最大動作ジャンクション温度、 $T_{J(MAX)}$ において電力消費を算出する必要があります。N1及びN2は、回路動作に起因する様々な損失要素を持っています。N2はゼロ電圧スイッチとして動作するので、主な損失はチャネル伝導損失( $P_{N2CC}$ )とボディダイオード伝導損失( $P_{N2DC}$ )です。

$$V_{VALLEY} = R_{DS(ON)} \times (I_{LOAD(MAX)} - \left(\frac{LIR}{2}\right) \times I_{LOAD(MAX)})$$

この式では $T_{J(MAX)}$ における $R_{DS(ON)}$ を使用してください。

$$P_{N2DC} = 2 \times I_{LOAD} \times V_F \times t_{dt} \times f_S$$

ここで、 $V_F$ はボディダイオードの順方向電圧降下、 $t_{dt}$ はN1からN2へのスイッチング遷移時のデッドタイム、 $f_S$ はスイッチング周波数、 $t_{dt}$ は20ns(typ)です。

N1はデューティサイクルを制御するスイッチとして動作し、チャネル伝導損失( $P_{N1CC}$ )、VL重複スイッチング損失( $P_{N1SW}$ )、及び駆動損失( $P_{N1DR}$ )という主な損失を持っています。N1にはボディダイオード伝導損失がありません。というのは、そのダイオードでは電流が伝導しないからです。

$$P_{N1CC} = \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times I_{LOAD}^2 \times R_{DS(ON)}$$

この式では $T_{J(MAX)}$ における $R_{DS(ON)}$ を使用してください。

$$P_{N1SW} = V_{IN} \times I_{LOAD} \times \left(\frac{Q_{gs} + Q_{gd}}{I_{GATE}}\right) \times f_S$$

ここで、 $I_{GATE}$ は、次式で算出されるDHドライバの平均出力電流能力です。

$$I_{GATE} \cong 0.5 \times \frac{V_{IN}}{R_{DS(ON)(N2)} + R_{GATE}}$$

ここで、 $R_{DS(ON)(N2)}$ はハイサイドMOSFETドライバのオン抵抗(1.5Ω, typ)で、 $R_{GATE}$ はMOSFET (~2Ω)の内部ゲート抵抗です。

$$P_{N1DR} = Q_g \times V_{GS} \times f_S \times \frac{R_{GATE}}{R_{GATE} + R_{DS(ON)(N2)}}$$

また、ここで、 $V_{GS}$ は $V_{IN}$ にはほぼ等しいとしました。

上記の損失のほかに、約20%の損失を余分に加えてください。それはMOSFETの出力容量及びその仕様書内で明確には定められていませんが存在するN1内で消費されるN2のボディダイオードの逆回復電荷による損失です。熱抵抗の仕様についてはMOSFETのデータシートを参照して、上記で算出した電力消費に対して設計目標とする最大動作ジャンクション温度を維持するのに必要なプリント基板面積を計算してください。

スイッチングノイズに起因する電磁干渉(EMI)を低減するには、ハイサイドスイッチのドレインとローサイドスイッチソースの間に0.1μFのセラミックコンデンサを追加するか、DH及びDLと直列に抵抗を追加して、スイッチングの切り替わりを遅くしてください。ただし、直列抵抗を追加するとMOSFETの電力消費が増大するので、MOSFETが過熱しないようにしてください。

障害状態が予想される場合は、最低負荷電流は、ハイサイドMOSFETの温度過昇時の最大リーク電流を上回る必要があります。

## MOSFETスナバ回路

高速スイッチング遷移は、スイッチングノードにおける寄生インダクタンスと容量による共振回路のために、リングングを起こします。この高周波数リングングはLXの上昇および下降遷移で発生し、回路性能を妨げ、EMIを発生することがあります。リングングを抑制するには、直列RCスナバ回路を各スイッチのドレインとソース間に追加してください。直列RC回路の値を選択する手順は、次のとおりです。

- 1) LXとGNDの間の電圧を測定するためにオシロスコープのプロブを接続し、リングング周波数、 $f_R$ を観測してください。
- 2) リングング周波数が半分に低減する(LXとGNDの間に接続する)コンデンサ値を求めてください。

この結果、LXの回路寄生容量( $C_{PAR}$ )は、上記で追加された容量の値の1/3に相当することが分かります。回路の寄生インダクタンス( $L_{PAR}$ )は、次式で算出されます。

$$L_{PAR} = \frac{1}{(2\pi f_R)^2 \times C_{PAR}}$$

臨界制動となる抵抗( $R_{SNUB}$ )は、 $2\pi \times f_R \times L_{PAR}$ に相当します。抵抗値を増減して、望ましいダンピングとピーク電圧振幅となるようにしてください。スナバコンデンサ( $C_{SNUB}$ )を有効にするには $C_{PAR}$ 値の最低2~4倍である必要があります。スナバ回路( $P_{RSNUB}$ )の電力損失は抵抗 $R_{SNUB}$ で消費され、次式のように計算することができます。

$$P_{RSNUB} = C_{SNUB} \times (V_{IN})^2 \times f_S$$

# フォールドバック電流制限付、低コスト、 電流モードPWM降圧型コントローラ

ここで、 $V_{IN}$ は入力電圧で、 $f_s$ はスイッチング周波数です。上で計算された電力消費に対して $R_{SNUB}$ のデレーティングは個々のアプリケーションにおけるデレーティングルールに従ってください。

## 入力コンデンサ

入力フィルタコンデンサは電源からのピーク電流を低減し、回路のスイッチングに起因する入力における電圧リップル及びノイズを低減します。入力コンデンサは、次式で計算されるスイッチング電流によるリップル電流要件( $I_{RMS}$ )を満たす必要があります。

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

入力電圧が出力電圧の2倍の場合( $V_{IN} = 2 \times V_{OUT}$ )に、 $I_{RMS}$ の値は最大になります。このため、 $I_{RMS(MAX)} = I_{LOAD} / 2$ です。高周波数において等価直列抵抗(ESR)及び等価直列インダクタンス(ESL)が小さく、比較的低コストであるため、セラミックコンデンサの使用を推奨します。最適な長期信頼性を得るために、動作時の最大実効値(RMS)電流において10°C以下の温度上昇を示すコンデンサを選択してください。

## 出力コンデンサ

出力コンデンサの主な選択パラメータは、実際の容量値、ESR、ESL、及び必要とする定格電圧です。これらのパラメータは、全体的な安定性、出力電圧リップル、及び過渡応答に影響を与えます。出力リップルには次の3つの要素があります。すなわち、出力コンデンサに蓄積されている電荷の変動、コンデンサに入出力する電流によるコンデンサのESR、及びESLにおける電圧降下です。次の式によって、最大リップル電圧を算定します。

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

ESR、出力容量、及びESLによって生じる出力電圧リップルは、次のとおりです。

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

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

$$V_{RIPPLE(ESL)} = \left( \frac{V_{IN}}{L} \right) \times ESL$$

$$I_{P-P} = \left( \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f_s \times L} \right) \times \left( \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

ここで、 $I_{p-p}$ はピークトゥピークのインダクタ電流です(「インダクタ値」の項を参照)。これらの式は最初のコンデンサの選択には適していますが、最終値は試作品や評価回路に基づいて選択する必要があります。一般的に、電流リップルが小さくなると、出力電圧リップルは低減します。インダクタのリップル電流はインダクタ値及び入力電圧によって決まるので、出力電圧リップルはインダクタンスが大きくなると小さくなり、入力電圧が高くなると大きくなります。MAX1954Aの場合は、ポリマ、タンタル、またはアルミニウム電解コンデンサを推奨します。物理的に大きいサイズの使用が可能な場合は、MAX1954A用に、ESRが比較的低い低コストのアルミニウム電解コンデンサを使用することができます。高い信頼性で安全に動作させるには、コンデンサの電圧及びリップル電流定格が計算値を上回るようにします。

デバイスの過渡負荷への応答は、選定した出力コンデンサに依存します。過渡負荷後、すぐに、出力電圧は $ESR \times \Delta I_{LOAD}$ だけ変動します。コントローラが応答する前に、出力電圧はインダクタ及び出力コンデンサ値に応じてさらに偏移します。短期間の後に(「標準動作特性」を参照)、コントローラは出力電圧を定格状態に調整するように応答します。コントローラの応答時間は、その閉ループ帯域幅に依存します。帯域幅が広くなると、応答時間は早くなります。閉ループにより、出力電圧がレギュレーション値から大きく偏移することはありません。

## 補償設計

MAX1954Aは、内蔵トランスコンダクタンスエラーアンプの出力端を制御ループの補償に使用します。外付けインダクタ、ハイサイドMOSFET、出力コンデンサ、補償抵抗、及び補償コンデンサによって、ループの安定性が決まります。インダクタ及び出力コンデンサは、性能、サイズ、及びコストを基に選定します。また、制御ループの安定性を最適化するために、補償用の抵抗とコンデンサが選定されます。図1及び図2に示す部品の値を使うと、図に示された範囲の入出力電圧及び負荷電流に対して安定に動作することができます。コントローラは、外付けインダクタに必要な電流を強制して流すことにより、出力電圧を安定化する電流モード制御方式を採用しています。MAX1954Aは、ハイサイドMOSFETのオン抵抗( $R_{DS(ON)}$ )の電圧を使って、インダクタ電流を検出します。電流モード制御によって、インダクタと出力コンデンサに起因するフィードバックループの二重極が排除され、位相シフトが小さくなり、求められるエラーアンプの巧妙な補償の必要性を無くすことができます。一組の直列補償抵抗( $R_C$ )と補償コンデンサ( $C_C$ )を使うだけで、セラ

# フォールドバック電流制限付、低コスト、 電流モードPWM降圧型コントローラ

ミックコンデンサを出力フィルタリング用に使用するアプリケーションにおいて安定した広帯域幅のループとすることができます。他のタイプのコンデンサの場合は、容量値とESRが大きいので、容量値とESRで生成されるゼロ周波数は必要とする閉ループクロスオーバー周波数を下回ります。このゼロをキャンセルするには、別の補償コンデンサを追加する必要があります。

基本レギュレートループは、電源変調器、出力フィードバック分圧器、及びエラーアンプからなると考えることができます。電源変調器は、 $R_{LOAD}$ 、出力コンデンサ( $C_{OUT}$ )、及びその等価直列抵抗( $R_{ESR}$ )で決まる極とゼロのペアを持ち、 $g_{mc} \times R_{LOAD}$ で決まるDC利得を持っています。電源変調器を定義する式は、次のとおりです。

$$G_{MOD} = g_{mc} \times \frac{R_{LOAD} \times f_s \times L}{R_{LOAD} + f_s \times L}$$

ここで、 $R_{LOAD} = V_{OUT} / I_{OUT(MAX)}$ 、 $g_{mc} = 1 / (A_{CS} \times R_{DS(ON)})$ であり、 $A_{CS}$ は電流検出アンプの利得で、 $R_{DS(ON)}$ はハイサイドパワーMOSFETのオン抵抗です。 $A_{CS}$ は3.5です。電源変調器による極及びゼロが発生する周波数は、次式のように計算されます。

$$f_{pMOD} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \times \left( \frac{R_{LOAD} \times f_s \times L}{R_{LOAD} + f_s \times L} + R_{ESR} \right)}$$

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

使用されるフィードバック分圧器は、 $G_{FB} = V_{FB} / V_{OUT}$ の利得を持ちます。ここで、 $V_{FB}$ は、0.8Vに相当します。トランスコンダクタンスエラーアンプは、DC利得、 $G_{EA(DC)} = g_m \times R_O$ を持ちます。アンプ出力抵抗( $R_O$ )は、通常10M $\Omega$ です。 $C_C$ 、 $R_O$ 、及び $R_C$ によって、主極が設定されます。 $R_C$ 及び $C_C$ によって、ゼロが設定されます。出力コンデンサのESRによるゼロがクロスオーバー周波数( $f_C$ )より低い周波数で発生する場合、それを相殺するために、 $C_F$ と $R_C$ で設定するオプションの極があります。

$$f_{pdEA} = \frac{1}{2\pi \times C_C \times (R_O + R_C)}$$

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

$$f_{pEA} = \frac{1}{2\pi \times C_F \times R_C}$$

$f_C$ は、電源変調器の極  $f_{pMOD}$  よりもずっと高くする必要があります。また、クロスオーバー周波数は、次のようにスイッチング周波数の1/8以下である必要があります。

$$f_{pMOD} \ll f_C < \frac{f_s}{8}$$

このためクロスオーバー周波数におけるループ利得式は、次のとおりです。

$$G_{EA(f_C)} \times G_{MOD(f_C)} \times \frac{V_{FB}}{V_{OUT}} = 1$$

$f_{zMOD}$ が $f_C$ より高い場合は、

$$G_{EA(f_C)} = g_{mEA} \times R_C \text{ 及び } G_{MOD(f_C)} = g_{mc} \times R_{LOAD} \times \frac{f_{pMOD}}{f_C}$$

その場合、 $R_C$ は、次のように計算されます。

$$R_C = \frac{V_{OUT}}{g_{mEA} \times V_{FB} \times G_{MOD(f_C)}}$$

ここで、 $g_{mEA} = 110\mu S$ です。

$R_C$ 及び $C_C$ によって形成されるエラーアンプの補償用のゼロは、変調器の極  $f_{pMOD}$  と同じ周波数に設定する必要があります。すると、 $C_C$ は、次式で計算されます。

$$C_C = \frac{R_{LOAD} \times f_s \times L \times C_{OUT}}{(R_{LOAD} + (f_s \times L)) \times R_C}$$

$f_{zMOD}$ が $5 \times f_C$ 以下の場合、ESRによるゼロを相殺するには、別の補償コンデンサ  $C_F$  をCOMPとGNDの間に追加してください。 $C_F$ は、次式で計算されます。

$$C_F = \frac{1}{2\pi \times R_C \times f_{zMOD}}$$

負荷電流が減少するにつれて、変調器の極も低下します。ただし、変調器の利得はそれに応じて増大するので、クロスオーバー周波数は変化しません。

$f_{zMOD}$ が $f_C$ 以下の場合、 $f_C$ における電源変調器の利得は次のとおりです。

$$G_{MOD(f_C)} = G_{MOD(DC)} \times \frac{f_{pMOD}}{f_{zMOD}}$$

# フォールドバック電流制限付、低コスト、 電流モードPWM降圧型コントローラ

$f_C$ におけるエラーアンプの利得は、次のとおりです。

$$G_{EA}(f_C) = g_{mEA} \times R_C \times \frac{f_{zMOD}}{f_C}$$

$R_C$ は、次のように計算されます。

$$R_C = \frac{V_{OUT}}{V_{FB}} \times \frac{f_C}{g_{mEA} \times f_{zMOD} \times G_{MOD}(f_C)}$$

次に、 $C_C$ と $C_f$ を以下のように計算することができます。

$$C_C = \frac{R_{LOAD} \times f_S \times L \times C_{OUT}}{(R_{LOAD} + f_S \times L) \times R_C}$$

$$C_f = \frac{V_{OUT}}{2\pi \times R_C \times f_{zMOD}}$$

## アプリケーション情報

MAX1954Aで使用される部品の推奨する製造メーカーについては、表2を参照してください。

### プリント基板レイアウトのガイドライン

注意深いプリント基板レイアウトは、低スイッチング損失とノイズのない安定した動作を実現するのに不可欠です。スイッチングパワー段では、特に注意が必要です。適切なプリント基板レイアウトについては、以下のガイドラインに従ってください。

- 1) ICデカップリングコンデンサをIC端子にできるだけ近接して配置します。パワーグランドプレーン(端子7に接続)と信号グランドプレーン(端子4に接続)を分離してください。IN端子には、2個のデカップリングコンデンサを装備し、1つは端子7に接続し、もう1つは端子4に接続してください。

- 2) MOSFETのデカップリングコンデンサの複数個をできるだけMOSFETに近接して配置し、それらをハイサイドMOSFETのドレインとローサイドMOSFETのソース間に直に配置してください。
- 3) 入力及び出力コンデンサはパワーグランドプレーンに接続し、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。
- 4) 大電流の経路は、できるだけ短くしてください。
- 5) デバイスを冷却するために、パワーMOSFETのドレインのリード線を広い銅領域に接続してください。推奨される銅面積については、パワーMOSFETのデータシートを参照してください。
- 6) HSDをハイサイドMOSFETのドレインリード線に直接接続してください。
- 7) LXをローサイドMOSFETのドレインに直接接続してください。
- 8) ソースが端子7にできるだけ近接するように、ローサイドMOSFETを配置してください。
- 9) すべてのフィードバック接続が確実に短く、直線になるようにしてください。フィードバック抵抗をICにできるだけ近接して配置してください。
- 10) 高速スイッチングノードを敏感なアナログ領域(FB、COMP)から離して、配線してください。
- 11) ローサイドとハイサイドMOSFETのゲートからDHとDLまでの配線長は、700 mil以下にする必要があります。

設計を支援するために、MAX1954Aの評価キットの中のレイアウト例を利用することができます。

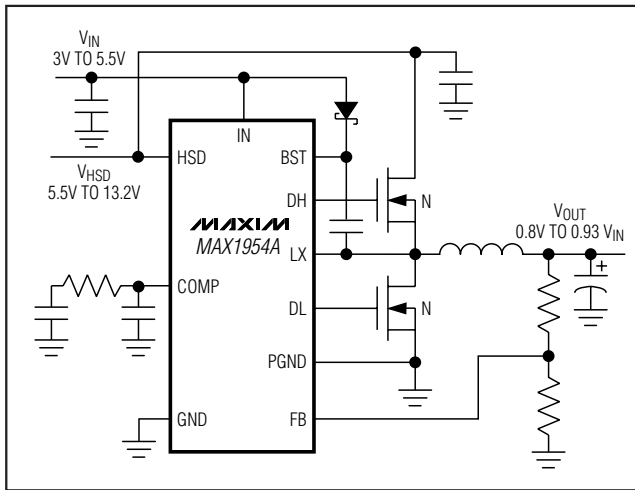
表 2. 推奨製造メーカー

MANUFACTURER	COMPONENT	PHONE	WEBSITE
Central Semiconductor	Diodes	631-435-1110	www.centalsemi.com
Coilcraft	Inductors	800-322-2645	www.coilcraft.com
Fairchild	MOSFETs	800-341-0392	www.fairchildsemi.com
Kemet	Capacitors	864-963-6300	www.kemet.com
Panasonic	Capacitors	714-373-7366	www.panasonic.com
Taiyo Yuden	Capacitors	408-573-4150	www.t-yuden.com
TOKO	Inductors	800-745-8656	www.toko.com



# フォールドバック電流制限付、低コスト、 電流モードPWM降圧型コントローラ

## 標準動作回路



## チップ情報

TRANSISTOR COUNT: 2963

PROCESS: BiCMOS

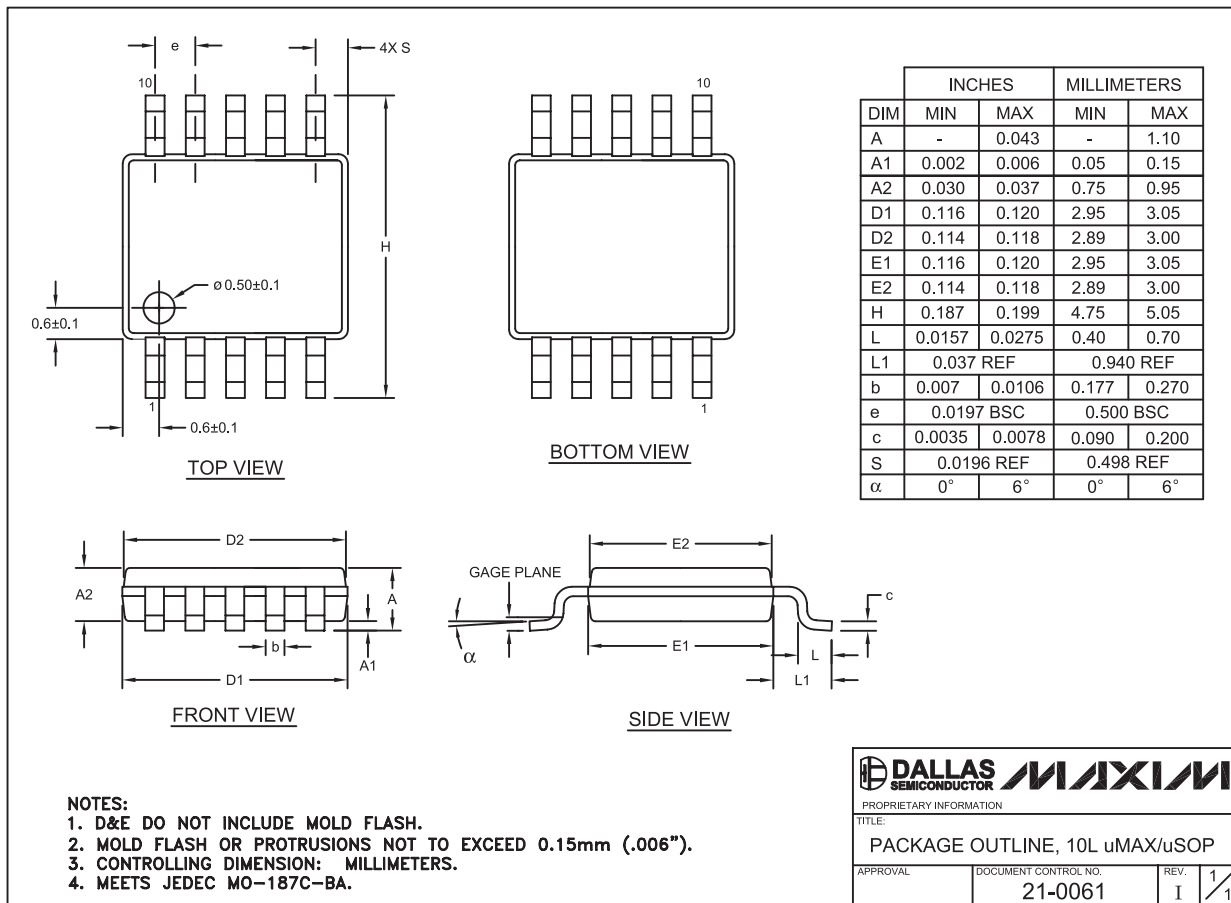
MAX1954A

# フォールドバック電流制限付、低コスト、 電流モードPWM降圧型コントローラ

MAX1954A

## 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](http://japan.maxim-ic.com/packages)をご参照下さい。)



10L uMAX 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。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。

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