

低コスト、広入力範囲、フォールドバック電流制限付 ステップダウンコントローラ

概要

MAX8545/MAX8546/MAX8548は電圧モードパルス幅変調(PWM)のステップダウンDC-DCコントローラで、コスト重視の各種アプリケーションに最適です。低コストNチャネルMOSFETの駆動によってハイサイドスイッチと同期整流器を実現しており、外付け電流検出抵抗も不要です。供給可能な最低出力電圧は0.8Vです。

MAX8545/MAX8546/MAX8548は入力電圧範囲が2.7V~28Vと広く、また、外部からのバイアス電圧供給が不要です。出力電圧は、 $0.8V \sim 0.83 \times V_{IN}$ の範囲で正確に調整することができます。効率は最大95%です。ローサイドMOSFETの $R_{DS(ON)}$ を監視することによって、短絡及び電流制限保護を無損失で行います。電流制限スレッショルドはMAX8545とMAX8548が320mV、MAX8546が165mVです。いずれもフォールドバック電流制限機能を持ち、短絡時の電力消費を最低限に抑えることができます。また、オープンコレクタまたは低キャパシタンス特性のオープンドレインデバイスでCOMP/ENピンをローにプルダウンし、全デバイスをシャットダウンすることが可能です。

動作周波数はMAX8545/MAX8546が300kHz、MAX8548が100kHzです。いずれも、低コストのアルミ電解コンデンサが使えます。入力低電圧ロックアウト機能も備えており、瞬間的な電圧降下状態では通常動作を停止して外付けMOSFETの過熱を防止します。突入電流を低減するソフトスタート機能も内蔵しています。省スペースの10ピン μ MAXパッケージで提供されています。

アプリケーション

セットトップボックス	テレコム用電源
グラフィックカードやビデオの電源	ノートブックドockingステーション用電源
デスクトップやデスクノート	ケーブルモデムやルータ
PCI Express用電源	ネットワーキング用電源

選択ガイド

PART	SWITCHING FREQUENCY	CURRENT-LIMIT THRESHOLD
MAX8545	300kHz	-320mV
MAX8546	300kHz	-165mV
MAX8548	100kHz	-320mV

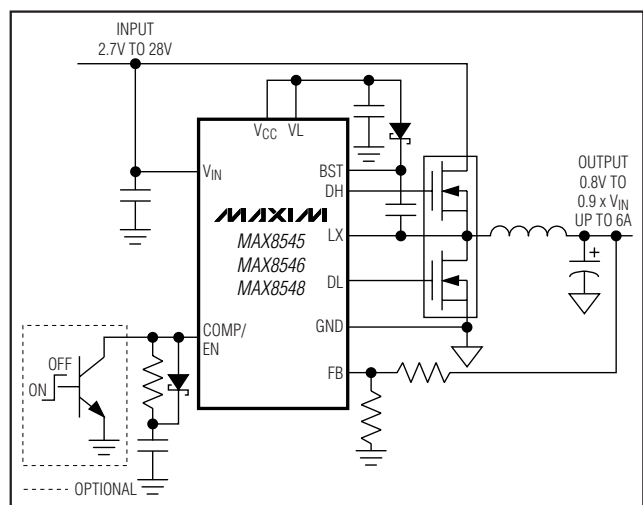
特長

- ◆ 入力電圧範囲：2.7V~28V
- ◆ フォールドバック短絡保護
- ◆ 外付けバイアス電源不要
- ◆ 出力電圧範囲：0.8V~ $0.83 \times V_{IN}$
- ◆ 効率：最大95%
- ◆ 低コストの外付け部品を使用可能
- ◆ 電流検出抵抗不要
- ◆ NチャネルMOSFETのみによる設計
- ◆ 適応型ゲートドライバによってシュートスルーを排除
- ◆ 無損失の過電流及び短絡保護
- ◆ スイッチング周波数：300kHz (MAX8545/MAX8546)
- ◆ スイッチング周波数：100kHz (MAX8548)
- ◆ MAX1967とピンコンパチブル
- ◆ サーマルシャットダウン

型番

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX8545EUB	-40°C to +85°C	10 μ MAX
MAX8546EUB	-40°C to +85°C	10 μ MAX
MAX8548EUB	-40°C to +85°C	10 μ MAX

標準動作回路



ピン配置はデータシートの最後に記載されています。

低コスト、広入力範囲、フォールドバック電流制限付 ステップダウンコントローラ

MAX8545/MAX8546/MAX8548

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

(All voltages referenced to GND unless otherwise noted.)

V _{IN} to GND	-0.3V to +30V
V _{CC} to GND	-0.3V, lower of 6V or (V _L + 0.3V)
FB to GND	-0.3V to +6V
BST to GND	-0.3V to +36V
V _L , DL, COMP to GND	-0.3V to (V _{CC} + 0.3V)
BST to LX	-0.3V to +6V
DH to LX	-0.3V to (V _{BST} + 0.3V)
V _L Short to GND	5s

LX to GND	0 to 30V
Input Current (any pin)	±50mA
Continuous Power Dissipation (T _A = +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_{IN} = V_L = V_{CC} = 5V, T_A = -40°C to +85°C, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V _{IN} Operating Range	V _{IN}	V _{CC} = V _L , V _{IN} separate from V _{CC}	4.9		28.0	V
		V _{IN} = V _L = V _{CC}	2.7		5.5	
V _{IN} Undervoltage Lockout (UVLO) Trip Level		Rising and falling edge, hysteresis = 2%	2.35	2.50	2.66	V
V _{IN} Operating Supply Current		V _{FB} = 0.88V (no switching)		0.7	1.2	mA
V _L Output Voltage		5.5V < V _{IN} < 28V, V _{CC} = V _L , 1mA < I _{LOAD} < 25mA	4.7	5	5.3	V
Thermal Shutdown		Rising temperature, typical hysteresis = 10°C (Note 1)		+160		°C
OSCILLATOR						
Frequency	f _{OSC}	MAX8545, MAX8546	250	300	360	kHz
		MAX8548	80	100	120	
Minimum Duty Cycle	DC _{MIN}	DH output, MAX8545, MAX8546			5	%
		MAX8548			10	
Maximum Duty Cycle	DC _{MAX}	DH output, MAX8545, MAX8546	83	86		%
		MAX8548	90	95		
SOFT-START						
Digital Ramp Period		MAX8545, MAX8546		6.6		ms
		MAX8548		10.2		
Soft-Start Levels		MAX8545, MAX8546		V _{OUT} / 64		V
		MAX8548		V _{OUT} / 32		

低コスト、広入力範囲、フォールドバック電流制限付 ステップダウンコントローラ

MAX8545/MAX8546/MAX8548

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = V_L = V_{CC} = 5V$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
ERROR AMPLIFIER						
FB Regulation Voltage		$2.7V < V_{CC} < 5.5V$, $0^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$	0.787	0.800	0.815	V
		$2.7V < V_{CC} < 5.5V$, $-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$	0.782	0.800	0.815	
FB to COMP/EN Gain				4000		V/V
FB to COMP/EN Transconductance		$-5\mu A < I_{COMP/EN} < +5\mu A$	70	108	160	μS
FB Input Bias Current		$V_{FB} = 0.88V$		1	2	μA
COMP/EN Source Current		$V_{COMP/EN} = 0V$	15	46	100	μA
Current-Limit Threshold Voltage (Across Low-Side MOSFET)		LX to GND, MAX8545, MAX8548, $V_{FB} = 0.8V$	-355	-320	-280	mV
		LX to GND MAX8546, $V_{FB} = 0.8V$	-185	-165	-140	
Foldback Current-Limit Threshold Voltage (Across Low-Side MOSFET) When Output is Short		LX to GND, $V_{FB} = 0V$, MAX8545, MAX8548	-105	-75	-45	mV
		MAX8546, LX to GND, $V_{FB} = 0$	-53	-38	-22	
MOSFET DRIVERS						
Break-Before-Make Time		Rising edge, DH going low to DL going high		96		ns
		Falling edge, DL going low to DH going high		28		
DH On-Resistance in Low State				1.6	4	Ω
DH On-Resistance in High State				2.5	5.5	Ω
DL On-Resistance in Low State				1.1	2.5	Ω
DL On-Resistance in High State				2.5	5.5	Ω
BST Leakage Current		$V_{BST} = 33V$, $V_{LX} = 28V$, $V_{FB} = 0.88V$		0	50	μA
LX Leakage Current		$V_{BST} = 33V$, $V_{LX} = 28V$, $V_{FB} = 0.88V$		33	100	μA

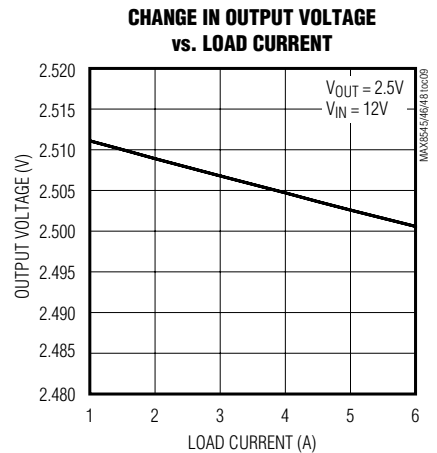
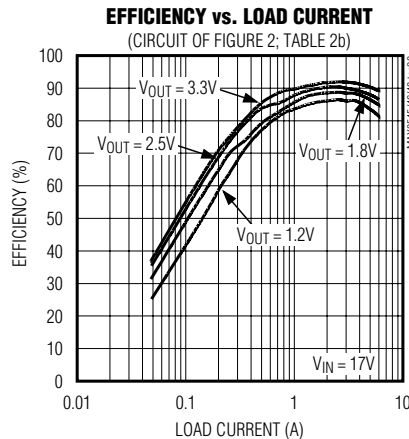
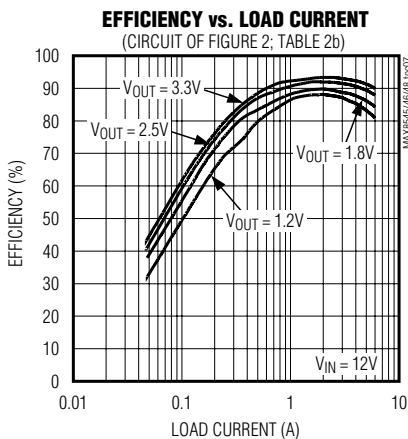
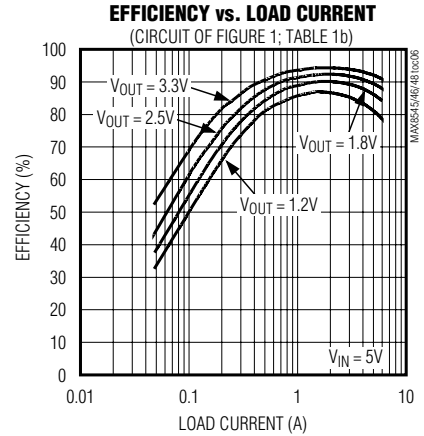
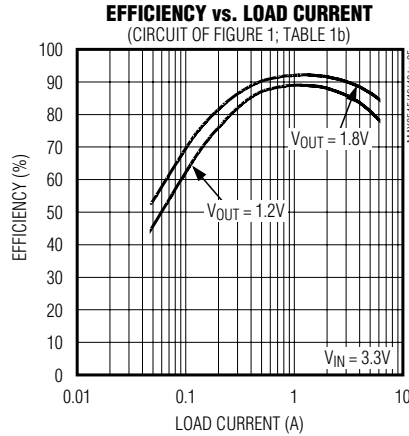
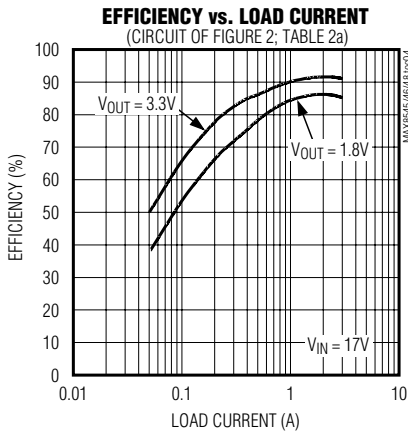
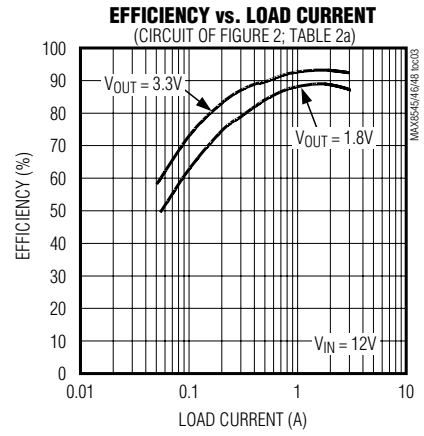
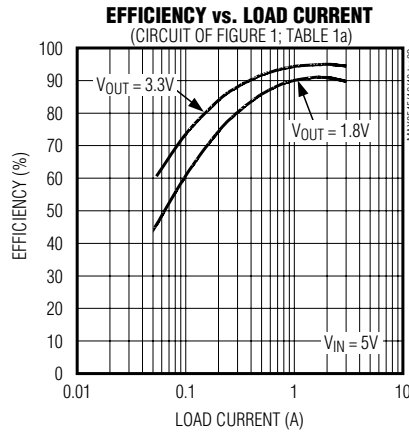
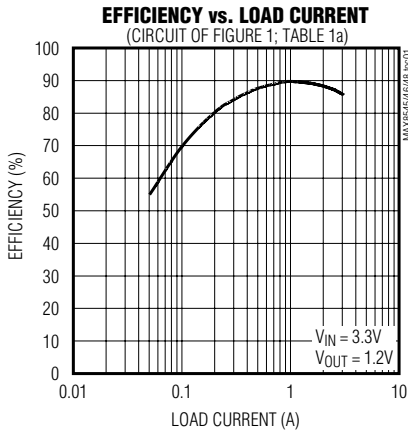
Note 1: Thermal shutdown disables the buck regulator when the die reaches this temperature. Soft-start is reset but the VL regulator remains on.

低コスト、広入力範囲、フォールドバック電流制限付 ステップダウンコントローラ

MAX8545/MAX8546/MAX8548

標準動作特性

($V_{IN} = V_L = V_{CC} = 5V$, typical values are at $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

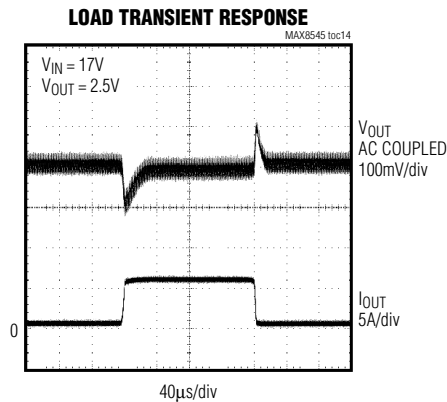
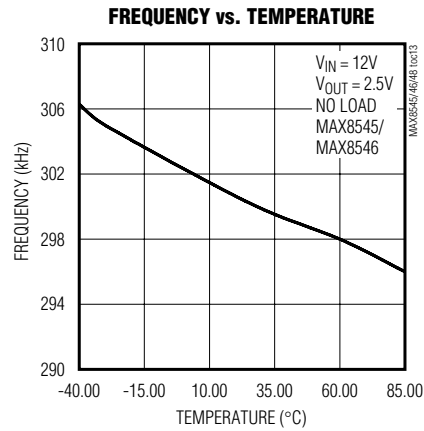
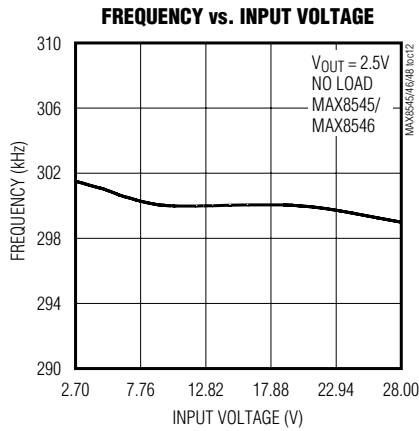
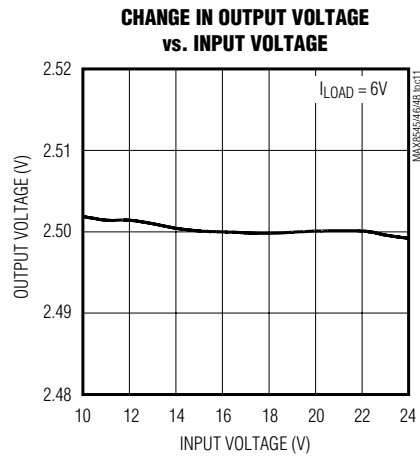
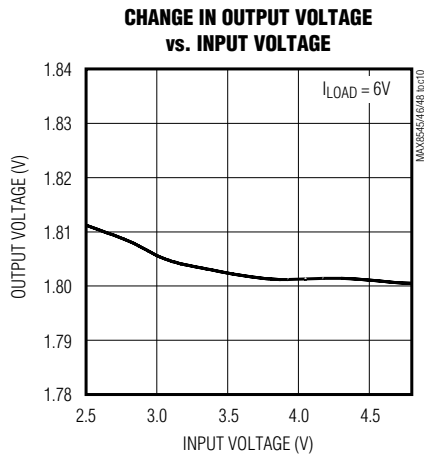


低コスト、広入力範囲、フォールドバック電流制限付 ステップダウンコントローラ

MAX8545/MAX8546/MAX8548

標準動作特性(続き)

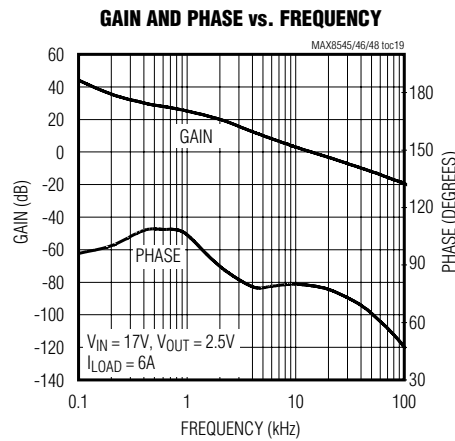
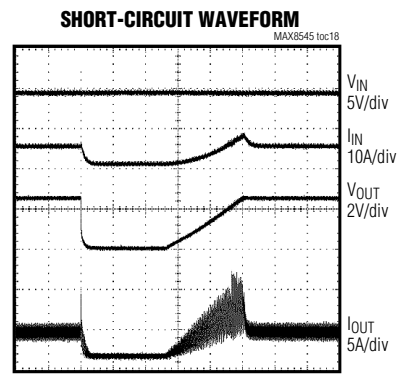
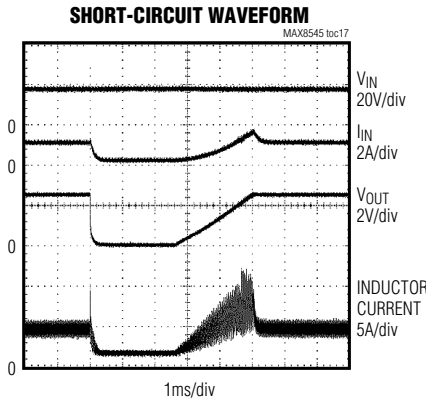
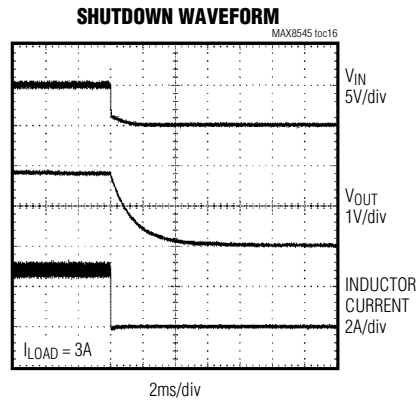
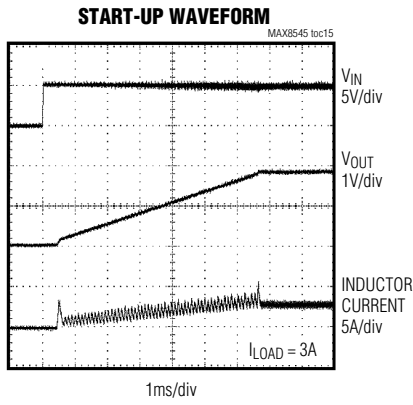
($V_{IN} = V_L = V_{CC} = 5V$, typical values are at $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



低コスト、広入力範囲、フォールドバック電流制限付 ステップダウンコントローラ

標準動作特性(続き)

($V_{IN} = V_L = V_{CC} = 5V$, typical values are at $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



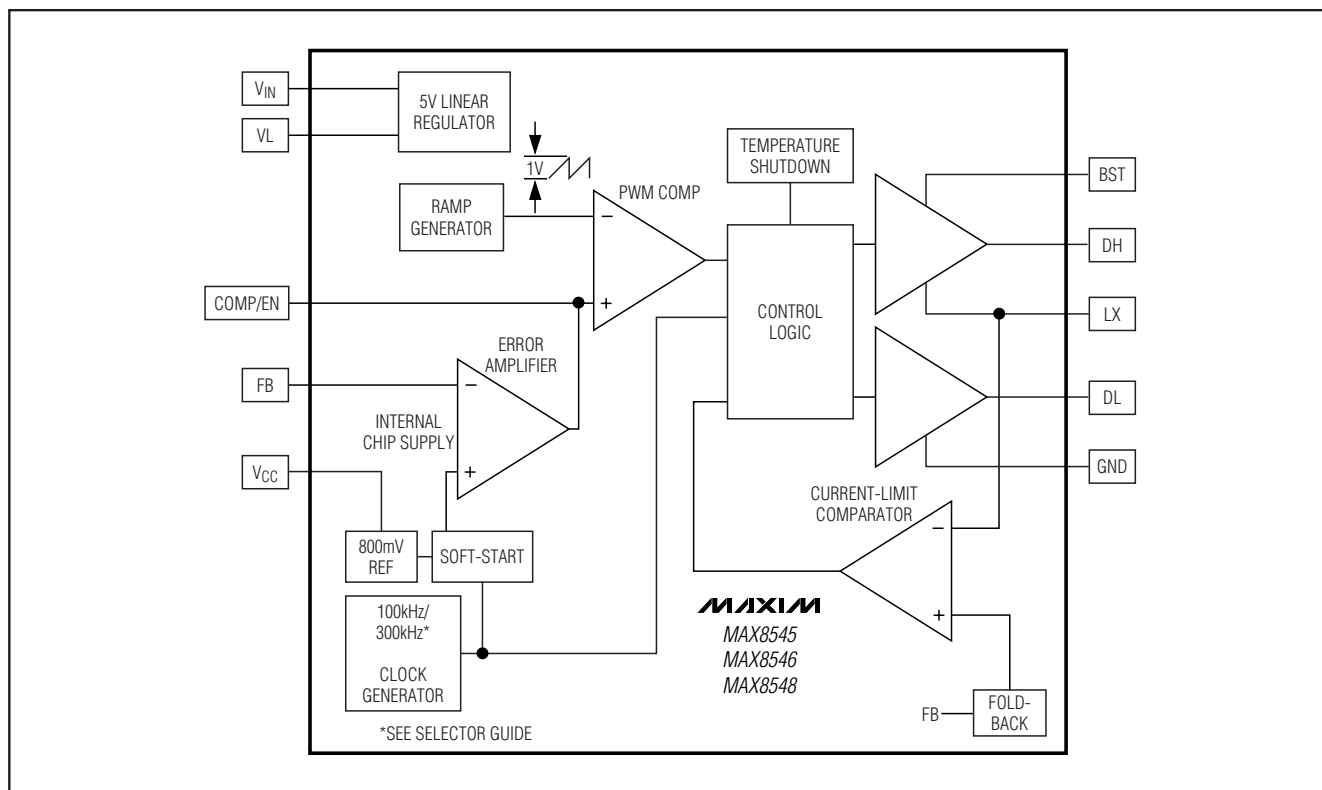
低コスト、広入力範囲、フォールドバック電流制限付 ステップダウンコントローラ

MAX8545/MAX8546/MAX8548

端子説明

端子	名称	機能
1	COMP/EN	補償入力。オープンコレクタデバイスやオープンドレインデバイスでCOMP/ENをローにプルダウンすると、出力が止まります。
2	FB	フィードバック入力。抵抗分圧器を接続して V_{OUT} を設定します。FBのスレッシュホールドは0.8Vです。
3	V_{CC}	内蔵チップ用電源。 V_{CC} を10 Ω の抵抗経由でVLに接続します。 V_{CC} は、0.1 μ F以上のセラミックコンデンサでGNDにバイパスします。
4	V_{IN}	$V_{IN} > 5.5V$ ではLDOレギュレータ用電源、 $V_{IN} < 5.5V$ ではチップ用電源となります。 V_{IN} は、1 μ F以上のセラミックコンデンサでGNDにバイパスします。
5	VL	内部5V LDOの出力。 $V_{IN} < 5.5V$ のとき、VLを V_{IN} に接続します。VLは、1 μ F以上のセラミックコンデンサでGNDにバイパスします。
6	DL	ローサイド外付MOSFETゲートドライバ出力。DLは、VLからGNDの範囲でスイングします。
7	GND	グラウンド及び負電流検出入力
8	LX	インダクタスイッチングノード。LXは、電流制限用としても、DHドライバのリターン用としても使用します。
9	DH	ハイサイド外付MOSFETゲートドライバ出力。DHは、BSTからLXの範囲でスイングします。
10	BST	DHドライバ用正電源。BSTとLXの間に0.1 μ Fのセラミックコンデンサを挿入します。

ファンクションダイアグラム



低コスト、広入力範囲、フォールドバック電流制限付 ステップダウンコントローラ

MAX8545/MAX8546/MAX8548

詳細

MAX8545/MAX8546/MAX8548はBiCMOSスイッチモード電源コントローラで、シンプルなバックトポロジレギュレータとして、コスト重視のアプリケーションに適しています。パワースイッチング回路は、2つのNチャネルMOSFET、インダクタ、入力/出力フィルタコンデンサによって構成されています。このようにNチャネルのみで同期整流を行うことによって、高効率と低コストを実現します。デバイスに内蔵した5Vのリニアレギュレータによって入力電圧をステップダウンし、ICやゲートドライバに電源を供給します。ローサイドスイッチのゲートドライバには、この5Vレギュレータ(VL)から直接電源が供給されますが、ハイサイドスイッチのゲートドライバは、VLからダイオードコンデンサによる外付ブースト回路を経由して電源が供給されます。

電流制限と短絡保護

MAX8545/MAX8546/MAX8548は「谷」電流検出アルゴリズムを採用しており、ローサイドのNチャネルMOSFETの $R_{DS(ON)}$ で電流を検出します。このため、通常であれば出力と直列に挿入される外付検出抵抗が不要です。ローサイドMOSFETで測定した電圧を固定リファレンス電圧(MAX8545/MAX8548は-320mV、MAX8546は-165mV)と比較します。このとき、電流制限値は次式で表されます。

$$I_{LIMIT} = \frac{320mV}{R_{DS(ON)}} \text{ (MAX8545/MAX8548)}$$

$$I_{LIMIT} = \frac{165mV}{R_{DS(ON)}} \text{ (MAX8546)}$$

これらのデバイスには、電流制限だけでなく、フォールドバック短絡保護機能も持っています。これは、出力電圧が0Vまで低下してしまったとき、電流制限値を80%、低下させるものです。

MOSFETゲートドライバ

DHドライバとDLドライバは、ローゲートチャージのNチャネルMOSFETの駆動用に最適化されています。DL出力を適応型デッドタイム回路で監視し、ローサイドMOSFETが完全にオフになるまで、ハイサイドMOSFETがオンにならないようにします。適応型デッドタイム回路が正しく動作するためには、DLドライバとMOSFETゲートが低抵抗及び低インダクタンスの配線で結ばれていなければなりません。そのようになっていない場合、MOSFETゲートに電荷が残っているにもかかわらず、MOSFETゲートが「オフ」であるとMAX8545/MAX8546/MAX8548の検出回路が解釈してしまう危険があります。ここには幅が広く、短いトレースを採用すべきで、MOSFETを

MAX8545/MAX8546/MAX8548から2.5cmの位置に取り付ける場合で、トレース幅は50~100ミルが必要です。DHのオフエッジも、同様の適応型デッドタイム回路で監視しています。ハイサイドMOSFETのゲートについても、同様の接続方法を採用してください。

DLをローに駆動する内蔵プルダウントランジスタは、1.1Ω(typ)のオン抵抗を持つ堅牢性のあるものです。このため、ローサイドの同期整流器MOSFETのドレインゲート間の容量カップリングにより、LXノードが急速に立ち上がる際にDLがプルアップされることがありません。

ソフトスタート

MAX8545/MAX8546/MAX8548には、突入電流を制限するソフトスタート機能を内蔵しています。ソフトスタート時には、コントローラの相互コンダクタンスエラーアンプに入力する内部リファレンス電圧を0Vから0.8Vまでゆっくりとランプアップします。ランプ時間はMAX8548が1024オシレータサイクル、MAX8545/MAX8546が2048オシレータサイクルです。公称スイッチング周波数である100kHzと300kHzでは、それぞれ、ランプアップ時間が約10.2msと約6.8msとなります。

ハイサイドゲート駆動電源(BST)

ハイサイドのNチャネルMOSFETに対するゲート駆動電圧は、フライングコンデンサを使ったブースト回路で生成します。フライングコンデンサは、BSTノード-LXノード間に挿入します。

起動時、同期整流器(ローサイドMOSFET)によってLXノードはグラウンドに落とされ、ブーストコンデンサがVLまで充電されます。次の半サイクルでMAX8545/MAX8546/MAX8548は、BST-DH間の内部スイッチを閉じてハイサイドMOSFETをオンにします。この結果、供給されるゲート-ソース間電圧によって、ハイサイドMOSFETゲートが入力電圧となっているソース以上に駆動されます。

内蔵5Vリニアレギュレータ

MAX8545/MAX8546/MAX8548の機能は、すべて、ICに内蔵されたオンチップの低ドロップアウト5Vレギュレータ(VL)から電源の供給を受けます。デバイスの最大入力電圧(V_{IN})は28Vです。 V_{CC} と V_L を10Ωの抵抗で接続するとともに、 V_{CC} からGNDに0.1μFのセラミックコンデンサでバイパスします。 V_{IN} からVLのドロップアウト電圧は140mV(typ)であることから、 V_{IN} が5.5V以下のときVLは $V_{IN} - 140mV$ (typ)となります。

内蔵リニアレギュレータは25mA~約40mAのソースとして、ローサイドとハイサイドのMOSFETドライバに電源を供給することができます。

低コスト、広入力範囲、フォールドバック電流制限付 ステップダウンコントローラ

デューティサイクルによる低 V_{OUT}/V_{IN} 比の制限

MAX8545/MAX8546/MAX8548の出力電圧は、最低で0.8Vまで下げることができます。ただし、入力が高電圧のとき出力電圧をどこまで下げられるかは、最小デューティサイクルによる制限を受けます。入力電圧が高いとき、必要となるデューティ比は次式で近似することができます。

$$\frac{V_{OUT} + (R_{DS(ON)} \times I_{LOAD})}{V_{IN}}$$

ただし、 $R_{DS(ON)} \times I_{LOAD}$ は同期整流器による電圧降下です。つまり、出力電圧が決まっているとき、使用できる最大入力電圧($V_{IN(DFMAX)}$)は次式のようになります。

$$V_{IN(DFMAX)} \leq \frac{1}{DC_{MIN}} (V_{OUT} + (R_{DS(ON)} \times I_{LOAD}))$$

入力電圧と出力電圧から必要となるデューティサイクルを回路側で実現できなかった場合でも、出力電圧は安定化されます。ただし、コントローラがパルスを削減して平均デューティサイクルを下げようとするため、半波動作が間欠的あるいは連続的に起きる可能性があります。これは出力電圧リップルやインダクタ電流リップルの原因であり、ノイズが増えて効率が低下してしまいます。また、回路の安定度も保証されません。

アプリケーション情報

設計手順

- 1) 入力電圧範囲**：最大値($V_{IN(MAX)}$)は、最大入力電圧に対応させる必要があります。最小値($V_{IN(MIN)}$)は、コネクタやヒューズ、スイッチによる電圧降下後の最低入力電圧に対応させる必要があります。一般に、入力電圧が低い方が効率は高くなります。
- 2) 最大負荷電流**：考慮すべき電流値が2つあります。1つはピーク負荷電流($I_{LOAD(MAX)}$)という、瞬間的な素子のストレスとフィルタリング条件を決定するもので、出力コンデンサを選択する際に重要な項目です。 $I_{LOAD(MAX)}$ によって必要なインダクタ飽和定格が決まります。もう1つは連続負荷電流(I_{LOAD})で、熱ストレスを決定し、入力コンデンサやMOSFET、そしてインダクタなどの発熱する重要部品のRMS定格を決めるポイントになります。
- 3) インダクタ値**：インダクタの選択では、サイズと過渡応答、効率のトレードオフがポイントになります。大きなインダクタンスを使えばインダクタリップル電流やピーク電流、スイッチング損失が小さくなり、効率が高くなりますが、そのかわり、過渡応答が遅くなり、サイズが大きくなります。小さなインダクタンスを使うと、リップル電流が大きくなり効率も低下しますが、サイズが小さくなるとともに過渡応答が速くなります。

出力電圧の設定

出力電圧は、出力とGNDの間に挿入した抵抗分圧器にFBをつなぐことによって、0.8Vから($0.83 \times V_{IN}$)の範囲で設定することができます(図1と図2を参照してください)。抵抗 R_4 は、 $1k\Omega \sim 10k\Omega$ とします。このとき、 R_3 は次式で与えられます。

$$R_3 = R_4 \left[\frac{V_{OUT}}{V_{FB}} - 1 \right]$$

ただし、 $V_{FB} = +0.8V$ です。

インダクタの選択

インダクタの値を次式で算出します。

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

ただし、LIRは連続最大負荷電流の平均に対するインダクタリップル電流の比です。多くのケースで、LIRを20%~40%にすると効率と経済性のバランスがよくなります。DC抵抗ができるだけ小さく、コア損失の小さなインダクタを選んでください。なお、性能という面ではフェライトコアのインダクタがよいことが多く、MAX8548では、スイッチング周波数が低いことから、効率が重要でないケースでフェライトコアインダクタを採用し、超低コストのアプリケーションを構築することが可能です。どのような材質とした場合も、ピークインダクタ電流(I_{PEAK})で飽和しないだけの大きさのコアとする必要があります。

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

電流制限の設定

MAX8545/MAX8546/MAX8548では、外付のローサイドMOSFETに発生する電圧を検出し、「谷」型の電流制限を行います。電流制限スレッショルド電圧の最小値は、MAX8545/MAX8548が-280mV、MAX8546が-140mVです。このとき、所定のピークインダクタ電流を得るために必要なMOSFETのオン抵抗は次式で求められます。

$$R_{DS(ON)MAX} \leq \frac{0.28V}{I_{VALLEY}} \quad (\text{MAX8545/MAX8548})$$

$$R_{DS(ON)MAX} \leq \frac{0.14V}{I_{VALLEY}} \quad (\text{MAX8546})$$

ただし、 $I_{VALLEY} = I_{LOAD(MAX)} \times (1 - LIR / 2)$ 、 $R_{DS(ON)MAX}$ はローサイドMOSFETが最高動作ジャンクション温度時の最大オン抵抗です。

低コスト、広入力範囲、フォールドバック電流制限付 ステップダウンコントローラ

MAX8545/MAX8546/MAX8548

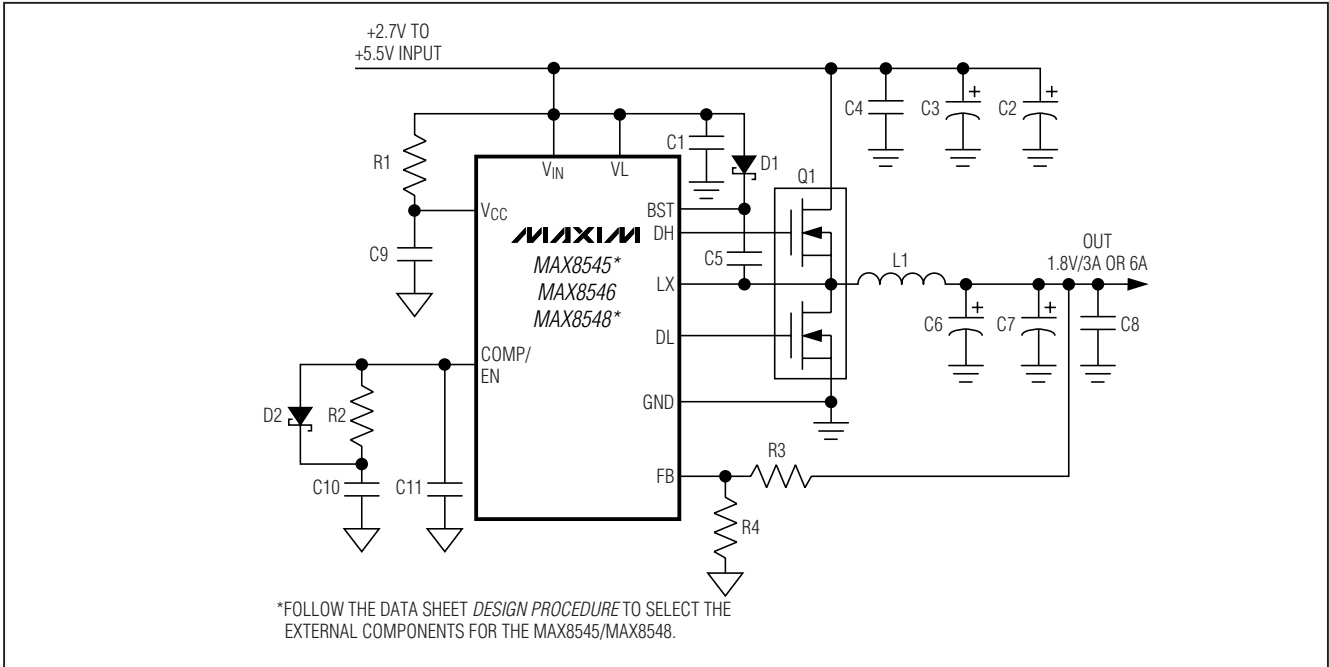


図1. 入力2.7V~5V時の標準動作回路(表1a、表1b参照)

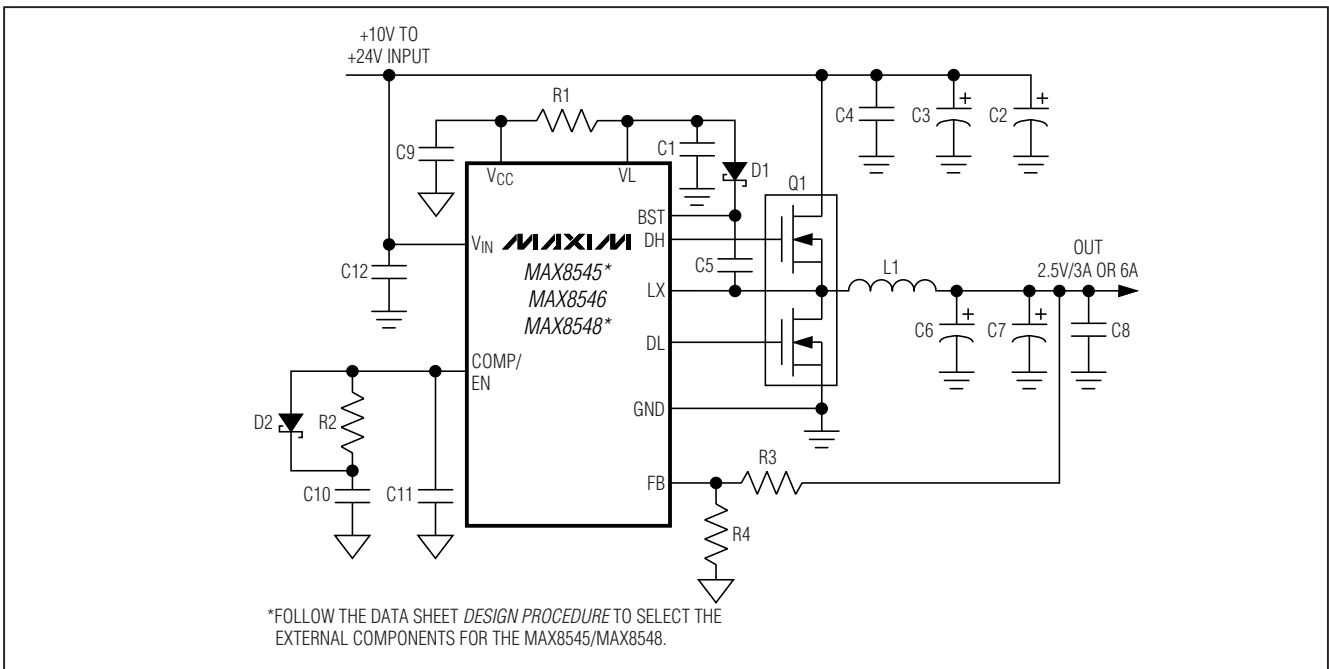


図2. 入力10V~24V時の標準動作回路(表2a、表2b参照)

低コスト、広入力範囲、フォールドバック電流制限付 ステップダウンコントローラ

MOSFETのオン抵抗に発生する電流を検出する際の問題は、MOSFETの $R_{DS(ON)}$ 特性が厳密ではないために電流制限スレッシュホールドが不正確になることです。このような形の電流制限は、障害保護機能が十分ではなく、入力ソースが電流制限付きなど保護されているときなどに適しています。

パワーMOSFETの選択

MAX8545/MAX8546/MAX8548は、外付けのロジックレベル、NチャネルMOSFET、2つを駆動し、スイッチングを行います。パワーMOSFETを選ぶポイントは、

- 1) オン抵抗($R_{DS(ON)}$)：低いほどよい。
- 2) ドレイン-ソース間耐圧(V_{DSS})は、ハイサイドMOSFETのドレインで、入力電源レールよりも10%以上、高くなければなりません。
- 3) ゲートチャージ(Q_g , Q_{gd} , Q_{gs})：低いほどよい。

入力電圧が5V以上のときは $V_{GS} = 4.5V$ で定格 $R_{DS(ON)}$ となるMOSFETを選び、入力電圧が5.5V以下のときは $V_{GS} = 2.5V$ のMOSFETを選びます。効率とコストの折り合いをうまくつけるためには、公称入力電圧及び最大出力電流でスイッチング損失に等しい伝導損失を持つハイサイドMOSFET(N1)とします。N2については、N1がオンになるときの dV/dt でオンになってしまわないように気をつける必要があります。さもないと、シュートスルー電流が発生し、効率が低下します。 dV/dt に対する耐性は、 Q_{gd}/Q_{gs} 比が低いMOSFETのほうが高くなります。

MOSFETの消費電力

熱管理設計を適切に行うためには、動作ジャンクション温度が最高、出力電流が最大、入力電圧が最悪(ローサイドMOSFET(N2)にとって最悪となるのは $V_{IN(MAX)}$ 、ハイサイドMOSFET(N1)にとって最悪となるのは $V_{IN(MIN)}$ または $V_{IN(MAX)}$)という条件で消費電力を算出する必要があります。N1とN2は回路動作が異なるため、損失要素が異なります。N2はゼロ電圧スイッチとして動作しているため、損失の大半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})、ゲート駆動損失(P_{N2DR})となります。

$$P_{N2CC} = \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times I_{LOAD}^2 \times R_{DS(ON)}$$

$T_{J(MAX)}$ における $R_{DS(ON)}$ を用いて

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

ただし、 V_F はボディダイオードの順方向電圧降下、 t_{dt} はN1とN2のスイッチング遷移のデッドタイム(30ns)、 f_s はスイッチング周波数です。

ゼロ電圧スイッチ動作では、N2のゲート駆動損失は入力コンデンサ(C_{ISS})の放電によるものとなります。よって、損失は、DLゲートドライバのプルアップ抵抗とプルダウン抵抗の平均値と内部ゲート抵抗で発生します。 R_{DL} は 1.8Ω (typ)、MOSFETの内部ゲート抵抗(R_{GATE})は 2Ω (typ)です。よって、N2における駆動電力の放散量は、次式で表されます。

$$P_{N2DR} = C_{ISS} \times (V_{GS})^2 \times f_s \times \frac{R_{GATE}}{R_{GATE} + R_{DL}}$$

N1はデューティサイクル制御スイッチとして動作するため、損失の大半はチャネル伝導損失(P_{N1CC})と電圧及び電流の重複スイッチング損失(P_{N1SW})、駆動損失(P_{N1DR})となります。N1ではダイオードに電流が流れないため、ボディダイオード伝導損失は発生しません。

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

$T_{J(MAX)}$ における $R_{DS(ON)}$ を用いて

$$P_{N1SW} = V_{IN} \times I_{LOAD} \times f_s \times \frac{Q_{GS} + Q_{GD}}{I_{GATE}}$$

ただし、 I_{GATE} は、次式で表されるDHサイドドライバ出力電流の平均能力です。

$$I_{GATE(ON)} = \frac{1}{2} \times \frac{V_L}{R_{DH} + R_{GATE}}$$

ここで R_{DH} はハイサイドMOSFETドライバの平均オン抵抗(2.05Ω , typ)、 R_{GATE} はMOSFETの内部ゲート抵抗(2Ω , typ)です。

$$P_{N1DR} = Q_{GS} \times V_{GS} \times f_s \times \frac{R_{GATE}}{R_{DH} + R_{GATE}}$$

ただし、 $V_{GS} \sim V_L$ です。

上述の損失に加えて、もう20%の損失を見込んでおきます。これは、MOSFETの出力キャパシタンスとN2ボディダイオードによる逆回復充電がN1で放散される分です。必要なプリント基板面積を算出する際には、MOSFETデータシートの熱抵抗特性を使用します。この情報は、算出した消費電力で動作ジャンクション温度を所望の最高温度に保つために必要です。

低コスト、広入力範囲、フォールドバック電流制限付 ステップダウンコントローラ

スイッチングノイズによるEMIを低減するため、0.1μFのセラミックコンデンサをハイサイドMOSFETドレインとローサイドMOSFETソースの間に挿入するか、DHとDLのフォールドバック電流制限と直列に抵抗を挿入し、スイッチング遷移速度を落とします。ただし、直列に抵抗を挿入するとMOSFETの電力消費が増えるため、MOSFETが定格温度を超えないように注意する必要があります。

入力コンデンサの選択

入力コンデンサ(図1のC2とC3)は、入力電源からのノイズ混入と電流ピークを削減するものです。入力コンデンサは、スイッチング電流に必要なリップル電流条件(I_{RMS})を満足させる必要があります。RMS入力リップル電流は、次式で表されます。

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

十分な信頼性を持つ回路とするために、RMS電流における温度上昇が10°C以内のコンデンサを選びます。 I_{RMS} が最大となるのは、入力電圧が $2 \times V_{OUT}$ 、つまり、 $I_{RMS} = 1/2 I_{LOAD}$ のときです。

出力コンデンサの選択

出力コンデンサに関する重要なパラメータは、実静電容量と実効直列抵抗(ESR)、実効直列インダクタンス(ESL)、電圧定格です。これらのパラメータは、すべて、総合的な安定度、出力リップル電圧、過渡応答に影響します。

出力リップルには、出力コンデンサに蓄えられる電荷の変動、ESRに発生する電圧降下、ESLに発生する電圧降下という3つの要素があります。

$V_{RIPPLE} = V_{RIPPLE(ESR)} + V_{RIPPLE(C)} + V_{RIPPLE(ESL)}$
ESRと出力静電容量によって発生する出力電圧リップルは、次式で表されます。

$$\begin{aligned} V_{RIPPLE(ESR)} &= I_{P-P} \times ESR \\ V_{RIPPLE(C)} &= \frac{I_{P-P}}{8 \times C_{OUT} \times f_{SW}} \\ V_{RIPPLE(ESL)} &= \frac{V_{IN} \times ESL}{L + ESL} \\ I_{P-P} &= \left(\frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f_{SW} \times L} \right) \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \end{aligned}$$

ただし、 I_{P-P} はピークトゥピークインダクタ電流です(「インダクタの選択」の項目をご覧ください)。

これらの式からリップル条件に適したコンデンサを選ぶことができますが、最終的には、LCダブルポール

周波数とコンデンサESRゼロ周波数も考慮した値に調整する必要があります。ESRゼロ周波数はLCダブルポール周波数よりも高くなるのが普通ですが、可能な限り、LCダブルポール周波数に近づけることが望ましいです。こうすると、高QのLCダブルポールで発生する鋭い位相シフトをうち消すことができるためです(「補償設計」の項目をご覧ください)。使用するコンデンサは、アルミ電解コンデンサかPOSコンデンサを推奨します。出力電流が大きい場合には、複数のコンデンサによって出力リップル電圧に対応する必要があります。

負荷遷移に対するMAX8545/MAX8546/MAX8548の応答は、使用する出力コンデンサによって変化します。負荷遷移が発生した瞬間に、出力が($ESR \times \Delta I_{LOAD}$) + ($ESL \times di/dt$)だけ変化します。インダクタや出力コンデンサの容量によっては、コントローラが応答する前に、出力がさらに変動することもあります。短時間が経過したあと(「標準動作特性」を参照してください)、コントローラが応答し、出力電圧を通常の値に引き戻します。このコントローラの応答時間は、閉ループ帯域幅によって決まります。広帯域であるほど応答が速くなり、出力電圧の変動を抑えることができます。コンデンサ電圧やリップル電流の定格値を超えないように注意してください。

ブーストダイオードと ブーストコンデンサの選択

ほとんどのアプリケーションで、Central Semiconductor社のCMP5H-3など、低電流のショットキダイオードが使えます。大型のパワーダイオードは使わないでください。ジャンクション部の静電容量が大きいと、BSTをLX電圧まで充電してしまい、デバイスの定格電圧である6Vを超えてしまう危険があるからです。ブーストコンデンサは、0.1μF~0.47μFの範囲で、入力電圧や出力電圧、外付部品やプリント基板のレイアウトに応じて適したものを選びます。ブーストコンデンサの容量は、電圧が高くなり過ぎないようにできるだけ大きくすべきですが、同時に、ローサイドMOSFETの最小オン時間で充電できる程度に小さい必要もあります。なお、ローサイドMOSFETのオン時間が最小になるのは、デューティサイクルが最大するとき(入力電圧が下限のとき)です。また、ハイサイドMOSFETのオン抵抗を最小に保つために必要な最低ゲート-ソース間電圧以下まで、ブーストコンデンサが放電しないようにすることも重要です。なお、最低ゲート-ソース間電圧、 $V_{GS(MIN)}$ は次式で求められます。

$$V_{GS(MIN)} = V_L - \frac{Q_G}{C_{BOOST}}$$

ただし、 Q_G はハイサイドMOSFETのゲートチャージ総量、 C_{BOOST} はブーストコンデンサ値です。

低コスト、広入力範囲、フォールドバック電流制限付 ステップダウンコントローラ

補償設計

MAX8545/MAX8546/MAX8548では、電圧モード制御方式により出力電圧を安定化しています。この方法では、エラーアンプの出力(COMP)を一定の内部ランプと比較します。使用するインダクタと出力コンデンサにより、共振周波数にダブルポールが発生しますが、その利得低下は-40dB/decade、位相シフトは180°です。この利得低下と位相シフトをエラーアンプで補償して、安定した広帯域の閉ループシステムとするのです。

レギュレートループは、基本的に、パワー変調器(図3)と出力フィードバック分周器、エラーアンプで構成されます。パワー変調器は V_{IN}/V_{RAMP} で決まるDC利得と、インダクタと出力コンデンサで決まるダブルポール、出力コンデンサ(C_{OUT})とその実効直列抵抗(ESR)で決まるゼロを一つ、持ちます。以下に、パワー変調器を定義する式を紹介します。

パワー変調器のDC利得は次式で表されます。

$$G_{MOD(DC)} = \frac{V_{IN}}{V_{RAMP}}$$

ただし、 $V_{RAMP} = 1V$ です。

インダクタと出力コンデンサによるポール周波数は次式で表されます。

$$f_{PMOD} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{OUT}}}$$

出力コンデンサのESRによるゼロ周波数は次式で表されます。

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

出力コンデンサでは、通常、同容量のコンデンサを複数、並列に接続します。n個のコンデンサを並列接続にしたとき、出力静電容量は

$$C_{OUT} = n \times C_{EACH}$$

総ESRは

$$ESR = \frac{ESR_{EACH}}{n}$$

並列接続コンデンサのESRゼロ(f_{ZESR})は、個別コンデンサと同じです。

フィードバック分圧器は、利得が $G_{FB} = V_{FB}/V_{OUT}$ 、ただし、 V_{FB} は0.8Vです。

相互コンダクタンスエラーアンプは、72dBのDC利得、 $G_{EA(dc)}$ を持ちます。主ポール(f_{DPEA})を決める要因は、補償コンデンサ(C_C)とアンプの出力抵抗(R_O)(37M Ω)、補償抵抗(R_C)です。

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

ゼロは、補償抵抗と補償コンデンサによって決まります。

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

閉ループの総合利得は、クロスオーバー周波数で1にならないとなりません。また、クロスオーバー周波数は f_{ZESR} よりも高く、-1スロープがユニティゲインでクロスオーバーしなければなりません。クロスオーバー周波数はまた、コントローラのスイッチング周波数(f_{SW})の1/5以下でなければなりません。

$$f_{ZESR} < f_C \leq \frac{f_{SW}}{5}$$

クロスオーバー周波数におけるループ利得は、次式で表されます。

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

ただし、 $G_{EA}(f_C) = g_{mEA} \times R_C$ 、及び $G_{MOD}(f_C) = G_{MOD(DC)} \times (f_{PMOD})^2 / (f_{ZESR} \times f_C)$ です。

補償抵抗、 R_C は、次式で求められます。

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

ただし、 $g_{mEA} = 108\mu s$ です。

出力のLCダブルポールがアンダーダンピング($Q > 1$)なので、適切な位相ブーストを得るためにはエラーアンプの補償用ゼロを0.2 f_{PMOD} 近傍とすべきです。このとき、 C_C は次式で求められます。

$$C_C = \frac{5}{2\pi \times R_C \times f_{PMOD}}$$

高周波デカップリングを行うため、COMP-GND間に小容量のコンデンサ、 C_F を追加することがあります。この C_F によって、 f_{PHF} という高周波ポールがエラーアンプ応答に発生します。位相マージンを無視できるレベルに抑えるためには、このポールがエラーアンプのゼロ周波数の100倍以上である必要があります。また、適切にデカップリングするため、スイッチング周波数の1/2以下である必要もあります。

$$100 f_{ZEA} < f_{PHF} < 0.5 f_{SW}$$

まず、 f_{PHF} の値を上述の範囲で選び、次に、次式を用いて C_F を求めます。

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

低コスト、広入力範囲、フォールドバック電流制限付 ステップダウンコントローラ

MAX8545/MAX8546/MAX8548

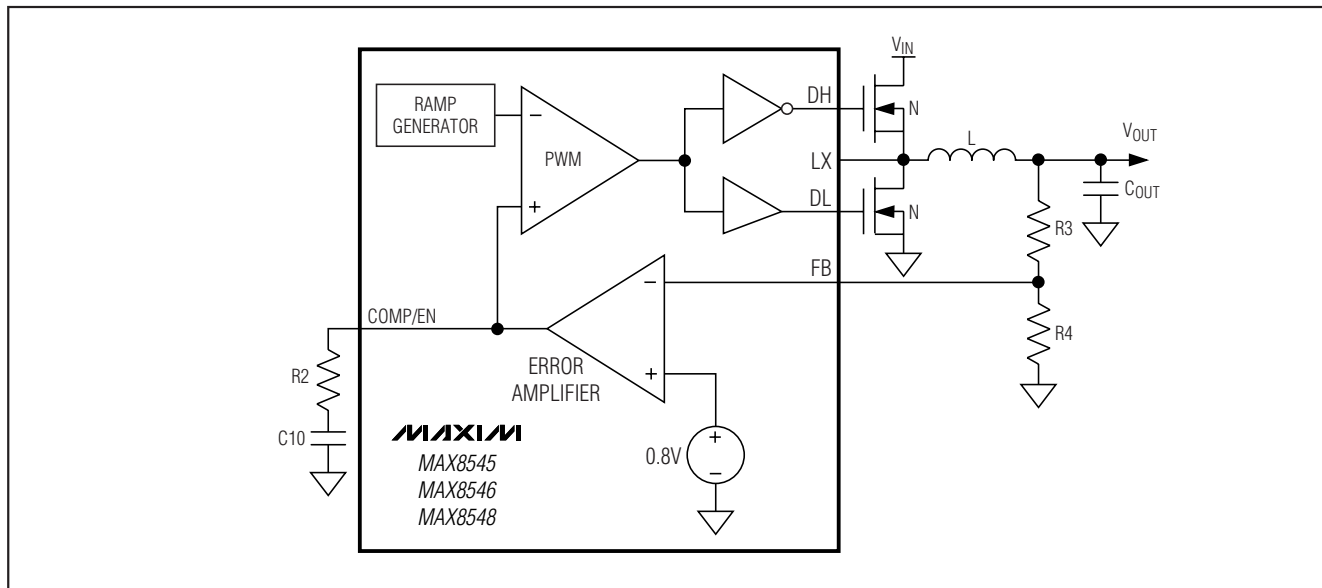


図3. 補償スキーム

プリント基板レイアウトのガイドライン

低スイッチング損失と安定した動作を得るには、プリント基板のレイアウトに注意が必要です。できる限り電力部品をボードの上面に実装し、グランド端子が互いにぴったり接触するようにします。良好なプリント基板レイアウトとするため、次のガイドラインに従って下さい。

- 1) 大電流経路は短くします(特にグランド端子部)。これは、ジッタのない安定した動作を得る上で重要です。
- 2) 電源とアナロググランドのすべてを、ピン7のできるだけ近くに接続します。
- 3) 電源トレースと負荷接続は短くして下さい。これは、高効率を達成する上で重要です。厚い銅のプリント基板(2オンス対1オンス)を使用すると、全負荷時の効率が少なくとも1%、向上します。プリント基板トレースの設計は、ミリメートル単位の違いを考慮しなければならないため、容易な作業ではありません。トレース抵抗が数ミリオーム大きくなるだけで、効率の低下が測定値に現れます。
- 4) 電流検出を行うため、ローサイドMOSFETにLXとGNDを接続しますが、電流制限精度を保证するため、

ここはケルビン検出接続としなければなりません。ケルビン検出接続を実現する最良の方法は、8ピンSOP MOSFETの場合、上面の銅層を使用して外側からMOSFETに電源を供給し、GNDとLXを8ピンSOPパッケージの内側(下側)から接続することです。

- 5) トレース長に妥協が必要な場合は、インダクタ放電経路よりも充電経路の方を長くします。例えば、インダクタとローサイドMOSFETの間やインダクタと出力フィルタコンデンサの間を長目にします。
- 6) インダクタからC3へは、短い直線で接続して下さい。
- 7) ルートスイッチングノード(BST、LX、DH、DL)は、敏感なアナログ領域(COMPとFB)から離して下さい。

セラミックバイパスコンデンサ(C1)は、ピンのすぐ横で、できるだけデバイスに近いところに取り付けてください。また、MAX8545/MAX8546/MAX8548のVINピンとGNDピンのC1との接続が、電源スイッチやC2との接続よりも近くなるようにします。

低コスト、広入力範囲、フォールドバック電流制限付 ステップダウンコントローラ

表1a. 標準的なアプリケーションにおける
部品の選択(図1。V_{IN} = 2.7V~5.5V、
V_{OUT} = 1.8V/3A)(MAX8546用)

COMPONENT	QTY	DESCRIPTION
C1, C4	2	1μF, 10V X7R ceramic capacitors Taiyo Yuden LMK212BJ105MG
C2	0	Not installed
C3	1	1200μF, 10V, 44mΩ, 1.25A aluminum electrolytic capacitor Sanyo 10MV1200AX (10 x 16 case size)
C5, C8, C9	3	0.1μF, 10V X7R ceramic capacitors Kemet C0603C104M8RAC
C6, C7	2	1000μF, 6.3V, 69mΩ, 0.8A aluminum electrolytic capacitors Sanyo 6.3MV1000AX (8 x 20 case size)
C10	1	1.5nF, 10V X7R ceramic capacitor Kemet C0603C152M8RAC
C11	0	Not installed
D1, D2	2	30V, 100mA Schottky diodes Central Semiconductor CMPSH-3
L1	1	4.7μH, 5.7A, 18mΩ inductor Sumida CDRH124-4R7
Q1	1	20V/30V, 35mΩ dual N-channel 8-pin SO Vishay Si4966DY (for 2.7V to 3.6V _{IN}) Fairchild FDS6912A (for 4.5V to 5.5V _{IN})
R1	1	10Ω ±5% resistor
R2	1	150kΩ ±5% resistor
R3	1	5.11kΩ ±1% resistor
R4	1	4.02kΩ ±1% resistor

表1b. 標準的なアプリケーションにおける
部品の選択(図1。V_{IN} = 2.7V~5.5V、
V_{OUT} = 1.8V/6A)(MAX8546用)

COMPONENT	QTY	DESCRIPTION
C1, C4	2	1μF, 10V X7R ceramic capacitors Taiyo Yuden LMK212BJ105MG
C2, C3	2	1200μF, 10V, 44mΩ, 1.25A aluminum electrolytic capacitors Sanyo 10MV1200AX (10 x 16 case size)
C5, C8, C9	3	0.1μF, 10V X7R ceramic capacitors Kemet C0603C104M8RAC
C6, C7	2	1500μF, 6.3V, 44mΩ, 1.25A aluminum electrolytic capacitors Sanyo 6.3MV1500AX (10 x 20 case size)
C10	1	1.5nF, 10V X7R ceramic capacitor Kemet C0603C152M8RAC
C11	0	Not installed
D1, D2	2	30V, 100mA Schottky diodes Central Semiconductor CMPSH-3
L1	1	2.1μH, 8A, 11.6mΩ inductor Sumida CEP122-2R1
Q1	1	20V, 18mΩ dual N-channel 8-pin SO Fairchild FDS6898A (for 2.7V to 3.6V _{IN}) Fairchild FDS6890A (for 4.5V to 5.5V _{IN})
R1	1	10Ω ±5% resistor
R2	1	110kΩ ±5% resistor
R3	1	5.11kΩ ±1% resistor
R4	1	4.02kΩ ±1% resistor

MAX8545/MAX8546/MAX8548

低コスト、広入力範囲、フォールドバック電流制限付 ステップダウンコントローラ

MAX8545/MAX8546/MAX8548

表2a. 標準的なアプリケーションにおける
部品の選択(図2。V_{IN} = 10V~24V、
V_{OUT} = 2.5V/3A)(MAX8546用)

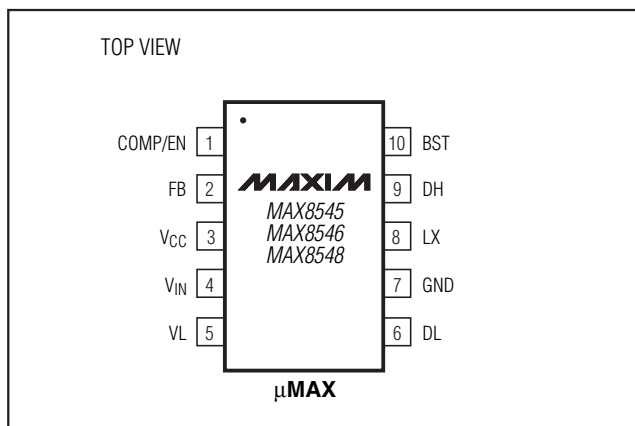
COMPONENT	QTY	DESCRIPTION
C1	1	1 μ F, 10V X7R ceramic capacitor Taiyo Yuden LMK212BJ105MG
C2	0	Not installed
C3	1	470 μ F, 35V, 39m Ω , 1.45A aluminum electrolytic capacitor Sanyo 35MV470AX (10 x 22 case size)
C4, C12	2	1 μ F, 35V X7R ceramic capacitors Taiyo Yuden GMK316BJ105ML
C5, C8, C9	3	0.1 μ F, 10V X7R ceramic capacitors Kemet C0603C104M8RAC
C6, C7	2	1000 μ F, 6.3V, 69m Ω , 0.8A aluminum electrolytic capacitors Sanyo 6.3MV1000AX (8 x 20 case size)
C10	1	6.8nF, 10V X7R ceramic capacitor Kemet C0603C6822M8RAC
C11	0	Not installed
D1, D2	2	30V, 100mA Schottky diodes Central Semiconductor CMPSH-3
L1	1	8.2 μ H, 5.8A, 9.5m Ω inductor Sumida CEP125-8R2
Q1	1	30V, 35m Ω dual N-channel 8-pin SO Fairchild FDS6912A
R1	1	10 Ω \pm 5% resistor
R2	1	82k Ω \pm 5% resistor
R3	1	8.66k Ω \pm 1% resistor
R4	1	4.02k Ω \pm 1% resistor

表2b. 標準的なアプリケーションにおける
部品の選択(図2。V_{IN} = 10V~24V、
V_{OUT} = 2.5V/6A)(MAX8546用)

COMPONENT	QTY	DESCRIPTION
C1	1	1 μ F, 10V X7R ceramic capacitor Taiyo Yuden LMK212BJ105MG
C2, C3	2	470 μ F, 35V, 39m Ω , 1.45A aluminum electrolytic capacitors Sanyo 35MV470AX (10 x 22 case size)
C4, C12	2	1 μ F, 35V X7R ceramic capacitors Taiyo Yuden GMK316BJ105ML
C5, C8, C9	3	0.1 μ F, 10V X7R ceramic capacitors Kemet C0603C104M8RAC
C6, C7	2	1500 μ F, 6.3V, 44m Ω , 1.25A aluminum electrolytic capacitors Sanyo 6.3MV1500AX (10 x 20 case size)
C10	1	6.8nF, 10V X7R ceramic capacitor Kemet C0603C682M8RAC
C11	0	Not installed
D1, D2	2	30V, 100mA Schottky diodes Central Semiconductor CMPSH-3
L1	1	4 μ H, 8.3A, 6.6m Ω inductor Sumida CEP125-4R0
Q1	1	30V, 18m Ω (LSFET)/35m Ω (HSFET) dual N-channel 8-pin SO Fairchild FDS6982
R1	1	10 Ω \pm 5% resistor
R2	1	68k Ω \pm 5% resistor
R3	1	8.66k Ω \pm 1% resistor
R4	1	4.02k Ω \pm 1% resistor

低コスト、広入力範囲、フォールドバック電流制限付 ステップダウンコントローラ

ピン配置



チップ情報

TRANSISTOR COUNT: 3351

PROCESS: BiCMOS

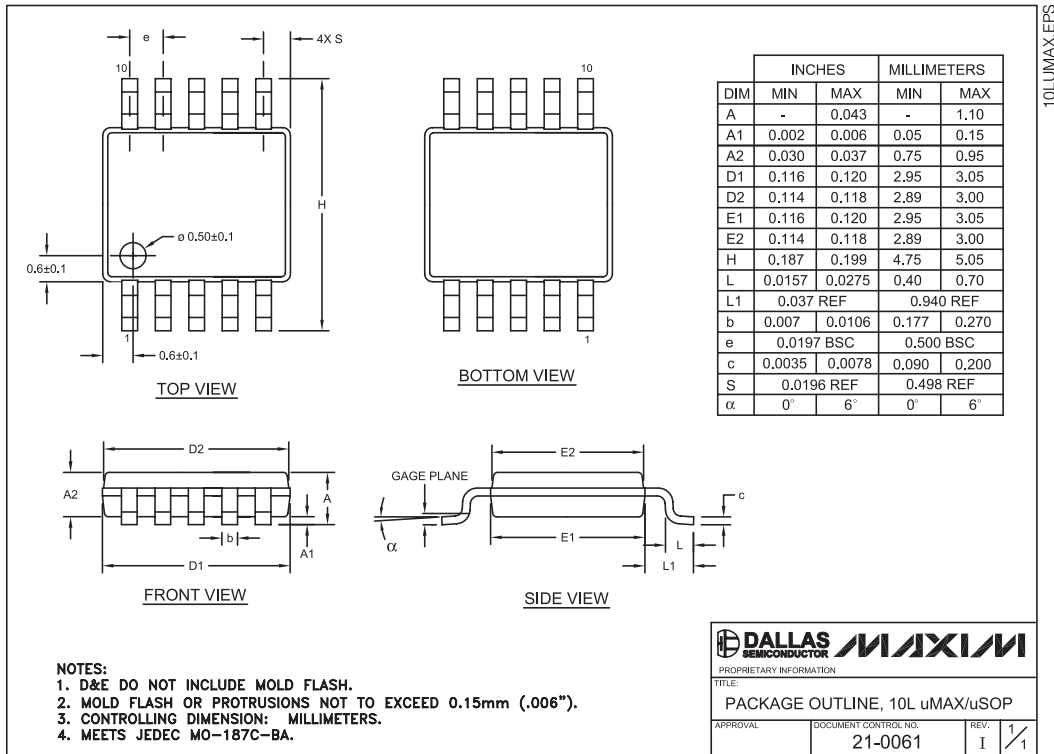
MAX8545/MAX8546/MAX8548

低コスト、広入力範囲、フォールドバック電流制限付 ステップダウンコントローラ

MAX8545/MAX8546/MAX8548

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、<http://japan.maxim-ic.com/packages>をご参照下さい。)



マキシム・ジャパン株式会社

〒169-0051 東京都新宿区西早稲田3-30-16 (ホリゾン1ビル)
 TEL. (03)3232-6141 FAX. (03)3232-6149

マキシムは完全にマキシム製品に組込まれた回路以外の回路の使用について一切責任を負いかねます。回路特許ライセンスは明言されていません。マキシムは随時予告なく回路及び仕様を変更する権利を留保します。

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