

# ダイナミック出力電圧設定付き、 2A、40VステップダウンDC-DCコンバータ

## 概要

高電圧ステップダウンDC-DCコンバータMAX15020は、7.5V~40Vの入力電圧範囲で動作します。このICは0.2Ωのハイサイドスイッチを備えており、優れた負荷およびラインレギュレーションで2Aの負荷電流を供給することができます。出力は、0.5V~36Vの外部リファレンス入力(REFIN)を使用して動的に調節することができます。MAX15020のシャットダウンモード時の消費電流は、わずか6μAです。

このICは、高電圧スイッチング環境における優れたノイズ耐性用にフィードフォワード電圧モード技術を採用しており、また優れた柔軟性を待たせるための外部補償を提供します。スイッチング周波数は、300kHzまたは500kHzを選択することが可能で、SYNC入力を使って100kHz~500kHzの外部のクロック信号に同期させることができます。このICは、300kHzで95% (typ)の最大デューティサイクルを備えています。

このICは、設定変更可能な低電圧ロックアウト(UVLO)およびソフトスタートを備えています。保護機能は、サイクルごとの電流制限、出力短絡保護用のヒックアップモードおよび熱シャットダウンを含んでいます。MAX15020は5mm x 5mmパッケージの20ピンTQFNで供給され、-40℃~+125℃の温度範囲での動作に対応します。

## アプリケーション

プリンタヘッドドライバ電源

車載電源

産業用電源

ステップダウン電源

## 特長

- ◆ 広入力電圧範囲：7.5V~40V
- ◆ 2Aの出力電流で最高96%の効率
- ◆ 動的設定が可能な出力電圧(0.5V~36V)
- ◆ 300kHzで95% (typ)の最大デューティサイクル
- ◆ 100kHz~500kHzの同期可能なSYNC周波数範囲
- ◆ 設定変更可能なUVLOおよびソフトスタート
- ◆ 低ノイズの電圧モードステップダウンコンバータ
- ◆ 設定可能な出力電圧スルーレート
- ◆ ヒックアップモードへの固定タイムアウトを持った無損失の定電流制限
- ◆ シャットダウンモードにおける極端に低い電力消費 (< 6μA typ)
- ◆ 20ピンTQFNパッケージ(5mm x 5mm)

## 型番

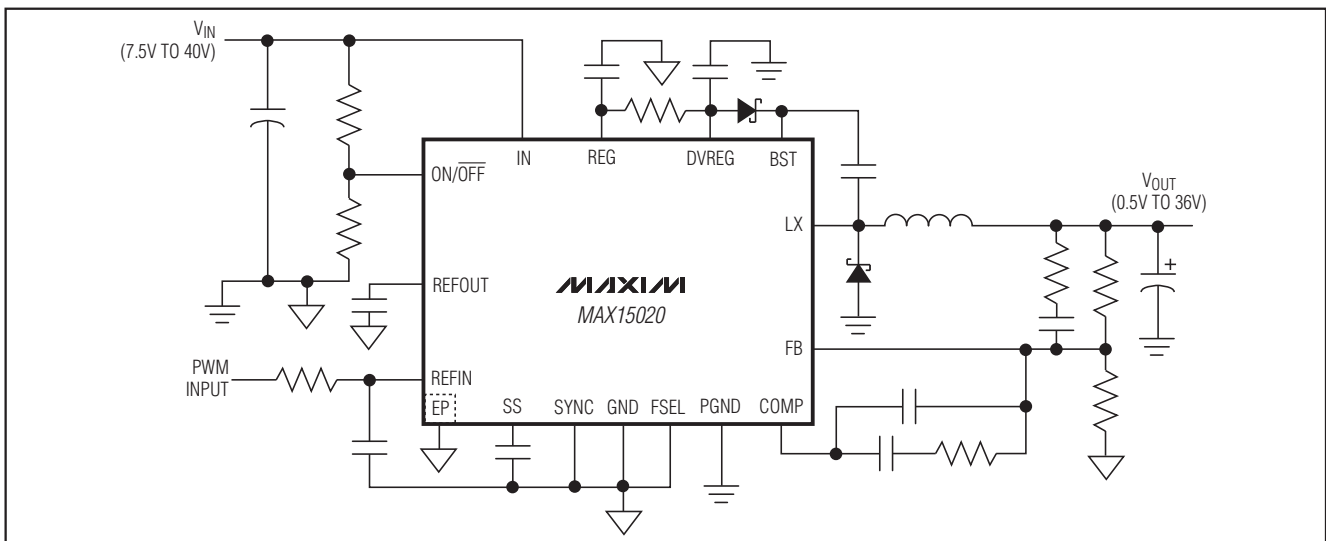
PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE	PKG CODE
MAX15020ATP+	-40°C to +125°C	20 TQFN-EP* (5mm x 5mm)	T2055-5

+は鉛フリーパッケージを示します。

\*EP = エクスポートパッド。

ピン配置はデータシートの最後に記載されています。

## 標準動作回路



# ダイナミック出力電圧設定付き、 2A、40VステップダウンDC-DCコンバータ

MAX15020

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

IN, ON/OFF to GND.....	-0.3V to +45V
LX to GND.....	-0.715V to (V <sub>IN</sub> + 0.3V)
BST to GND.....	-0.3V to (V <sub>IN</sub> + 12V)
BST to LX.....	-0.3V to +12V
PGND, EP to GND.....	-0.3V to +0.3V
REG, DVREG, SYNC to GND.....	-0.3V to +12V
FB, COMP, FSEL, REFIN, REFOUT, SS to GND.....	-0.3V to (V <sub>REG</sub> + 0.3V)
Continuous Current through Internal Power MOSFET T <sub>J</sub> = +125°C.....	4A
T <sub>J</sub> = +150°C.....	2.7A

Continuous Power Dissipation (T <sub>A</sub> = +70°C)	
20-Pin Thin QFN, single-layer board (5mm x 5mm) (derate 21.3mW/°C above +70°C).....	1702.1mW
20-Pin Thin QFN, multilayer board (5mm x 5mm) (derate 34.5mW/°C above +70°C).....	2758.6mW
Maximum Junction Temperature.....	+150°C
Storage Temperature Range.....	-60°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> = 36V, V<sub>REG</sub> = V<sub>DVREG</sub>, V<sub>PGND</sub> = V<sub>GND</sub> = V<sub>EP</sub> = 0V, V<sub>SYNC</sub> = 0V, C<sub>REFOUT</sub> = 0.1μF, T<sub>A</sub> = T<sub>J</sub> = -40°C to +125°C, FSEL = REG, unless otherwise noted. Typical values are at T<sub>A</sub> = +25°C.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Voltage Range	V <sub>IN</sub>		7.5		40.0	V
UVLO Rising Threshold	UVLORISING		6.80	7.20	7.45	V
UVLO Falling Threshold	UVLOFALLING		6.0	6.5	7.0	V
UVLO Hysteresis	UVLOHYST			0.7		V
Quiescent Supply Current		V <sub>IN</sub> = 40V, V <sub>FB</sub> = 1.3V		1.6	2.8	mA
Switching Supply Current		V <sub>IN</sub> = 40V, V <sub>FB</sub> = 0V		14.5		mA
Shutdown Current	I <sub>SHDN</sub>	V <sub>ON/OFF</sub> = 0.2V, V <sub>IN</sub> = 40V		6	15	μA
<b>ON/OFF CONTROL</b>						
Input-Voltage Threshold	V <sub>ON/OFF</sub>	V <sub>ON/OFF</sub> rising	1.200	1.225	1.270	V
Input-Voltage Threshold Hysteresis				120		mV
Input Bias Current		V <sub>ON/OFF</sub> = 0V to V <sub>IN</sub>	-250		+250	nA
Shutdown Threshold Voltage	V <sub>SD</sub>				0.2	V
<b>INTERNAL VOLTAGE REGULATOR (REG)</b>						
Output Voltage		I <sub>REG</sub> = 0 to 20mA	7.1		8.3	V
<b>OSCILLATOR</b>						
Frequency	f <sub>SW</sub>	V <sub>FSEL</sub> = 0V	450		550	kHz
		V <sub>FSEL</sub> = V <sub>REG</sub>	270		330	
Maximum Duty Cycle	D <sub>MAX</sub>	V <sub>FSEL</sub> = 0V	85			%
		V <sub>FSEL</sub> = V <sub>REG</sub>	90			
SYNC/FSEL High-Level Voltage			2			V
SYNC/FSEL Low-Level Voltage					0.8	V
SYNC Frequency Range	f <sub>SYNC</sub>	V <sub>FSEL</sub> = V <sub>REG</sub>	100		550	kHz

# ダイナミック出力電圧設定付き、 2A、40VステップダウンDC-DCコンバータ

MAX15020

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

( $V_{IN} = 36V$ ,  $V_{REG} = V_{DVREG}$ ,  $V_{PGND} = V_{GND} = V_{EP} = 0V$ ,  $V_{SYNC} = 0V$ ,  $C_{REFOUT} = 0.1\mu F$ ,  $T_A = T_J = -40^\circ C$  to  $+125^\circ C$ ,  $FSEL = REG$ , unless otherwise noted. Typical values are at  $T_A = +25^\circ C$ .) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>SOFT-START/REFIN/REFOUT/FB</b>						
Soft-Start Current	$I_{SS}$		8	15	26	$\mu A$
REFOUT Output Voltage			0.97	0.98	1.01	V
REFIN Input Range			0		3.6	V
FB Accuracy		REFIN = REFOUT	0.97	0.98	1.01	V
		FB = COMP, $V_{REFIN} = 0.2V$ to $3.6V$	$V_{REFIN} - 5mV$	$V_{REFIN}$	$V_{REFIN} + 5mV$	mV
FB Input Current		$V_{SS} = 0.2V$ , $V_{FB} = 0V$	-250		+250	nA
Open-Loop Gain				80		dB
Unity-Gain Bandwidth				1.8		MHz
PWM Modulator Gain ( $V_{IN} / V_{RAMP}$ )		$f_{SYNC} = 100kHz$ , $V_{IN} = 7.5V$		9.4		V/V
		$f_{SYNC} = 500kHz$ , $V_{IN} = 40V$		8.9		
<b>CURRENT-LIMIT COMPARATOR</b>						
Cycle-by-Cycle Switch Current Limit	$I_{LIM}$		2.5	3.5	4.5	A
Number of ILIM Events to Hiccup				4		—
Hiccup Timeout				512		Clock periods
<b>POWER SWITCH</b>						
Switch On-Resistance		$V_{BST} - V_{LX} = 6V$		0.18	0.35	$\Omega$
BST Leakage Current		$V_{BST} = V_{LX} = V_{IN} = 40V$			10	$\mu A$
Switch Leakage Current		$V_{IN} = 40V$ , $V_{LX} = V_{BST} = 0V$			10	$\mu A$
Switch Gate Charge		$V_{BST} - V_{LX} = 6V$		10		nC
<b>THERMAL SHUTDOWN</b>						
Thermal Shutdown Temperature	$T_{SHDN}$			+160		$^\circ C$
Thermal Shutdown Hysteresis				20		$^\circ C$

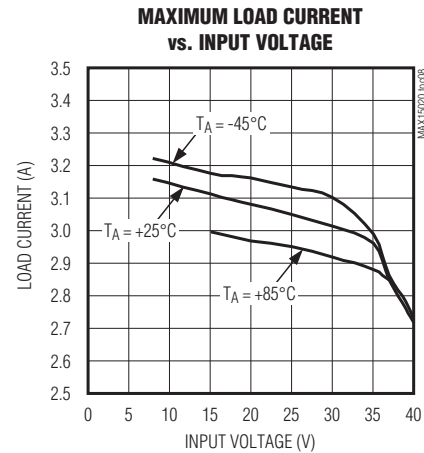
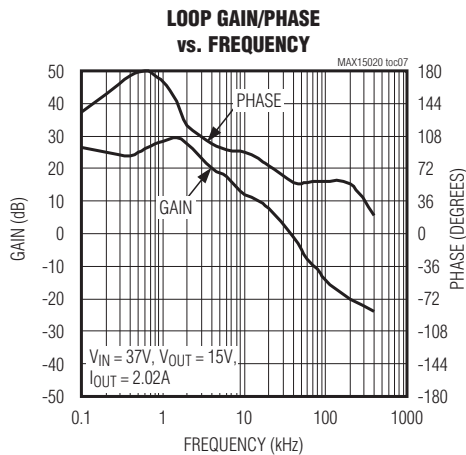
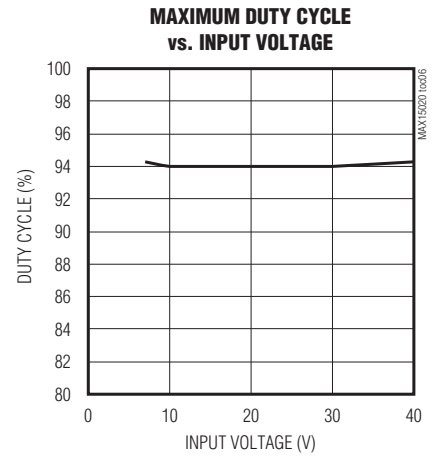
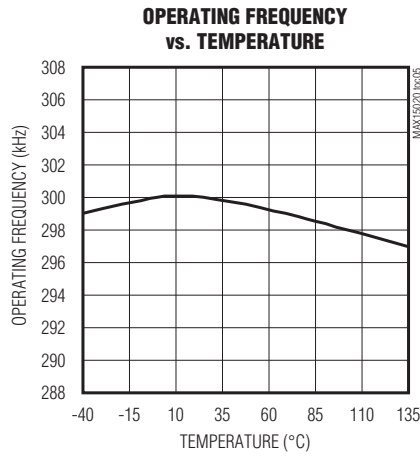
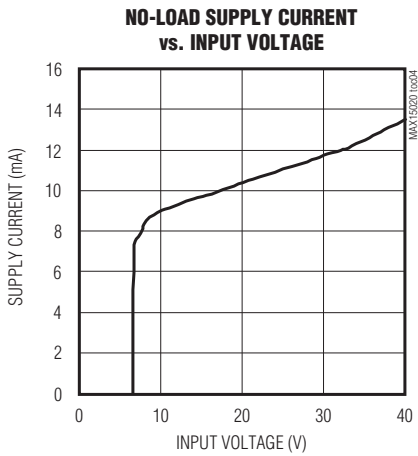
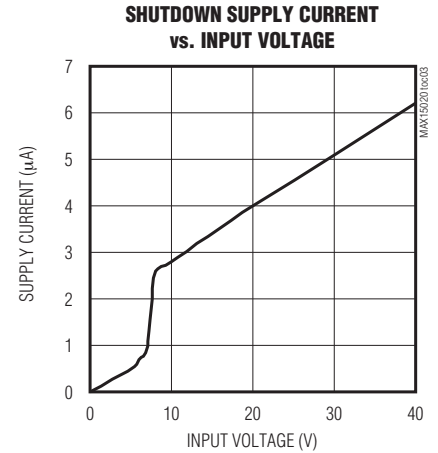
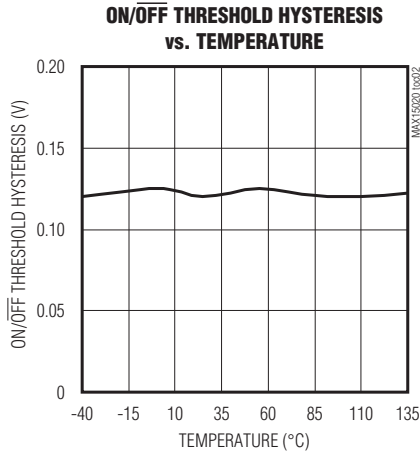
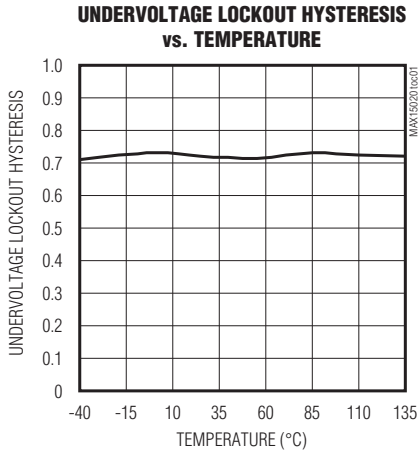
**Note 1:** Limits are 100% production tested at  $T_A = T_J = +25^\circ C$ . Limits at  $-40^\circ C$  and  $+125^\circ C$  are guaranteed by design.

# ダイナミック出力電圧設定付き、 2A、40VステップダウンDC-DCコンバータ

MAX15020

## 標準動作特性

( $V_{IN} = 36V$ , Circuit of Figure 2,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

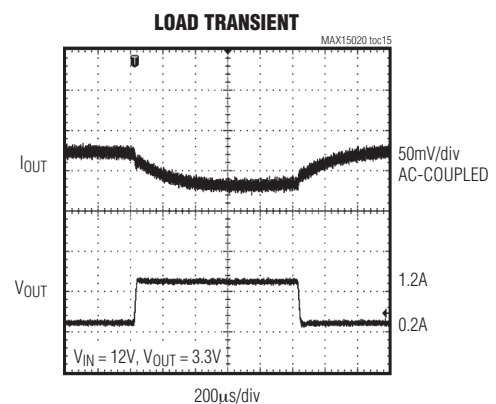
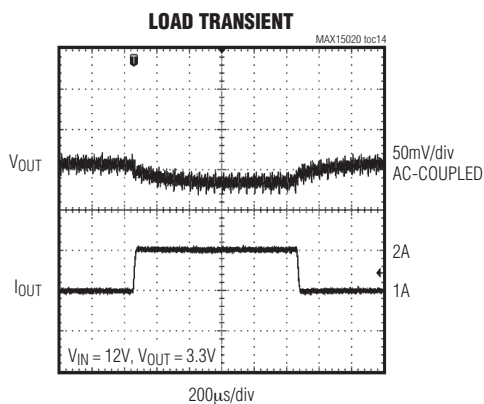
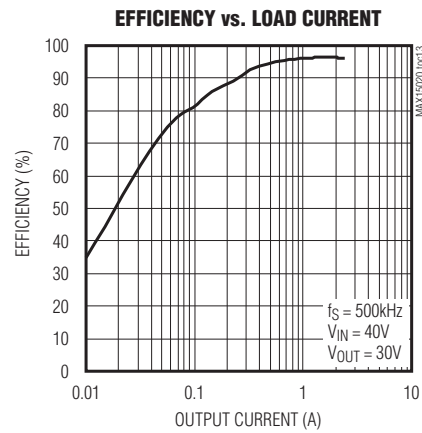
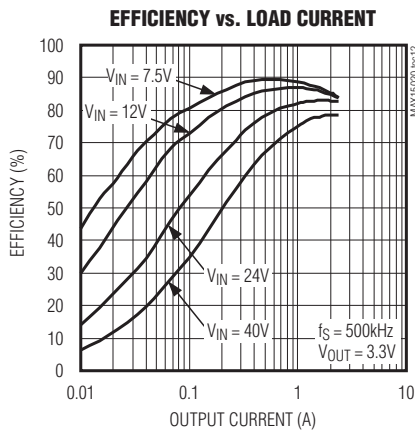
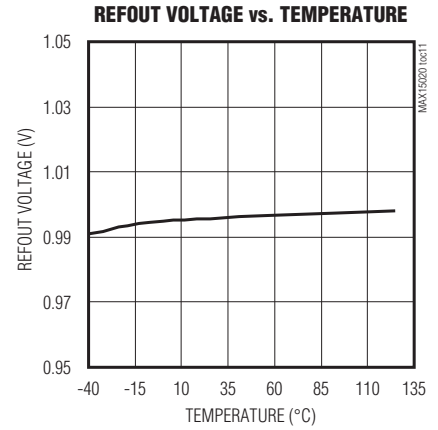
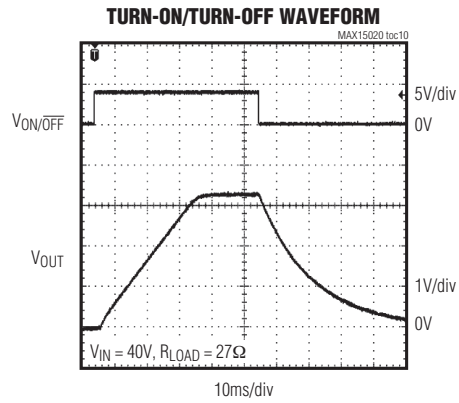
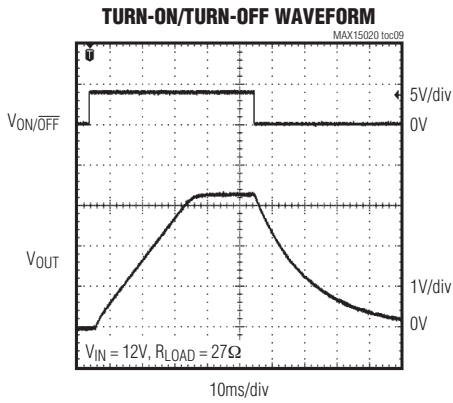


# ダイナミック出力電圧設定付き、 2A、40VステップダウンDC-DCコンバータ

MAX15020

## 標準動作特性(続き)

( $V_{IN} = 36V$ , Circuit of Figure 2,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

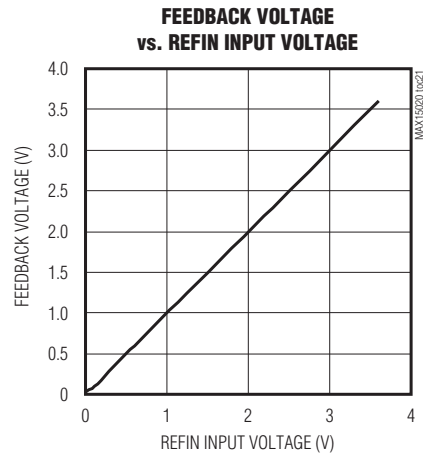
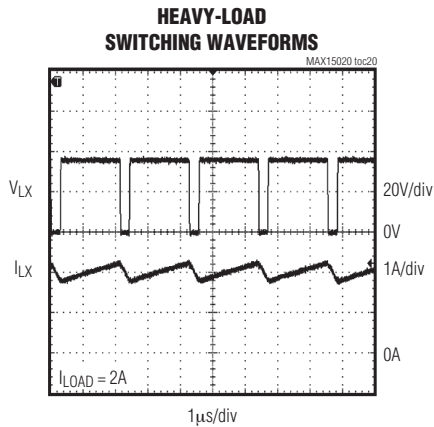
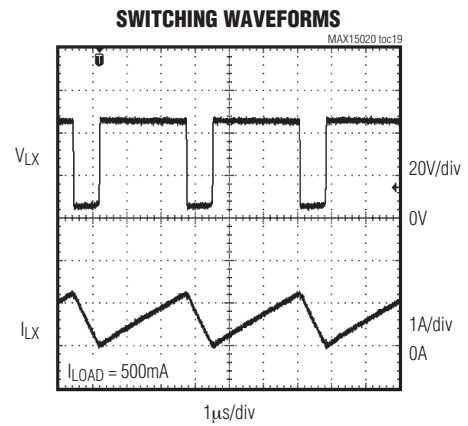
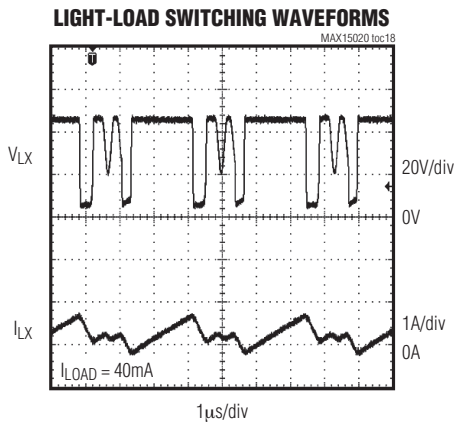
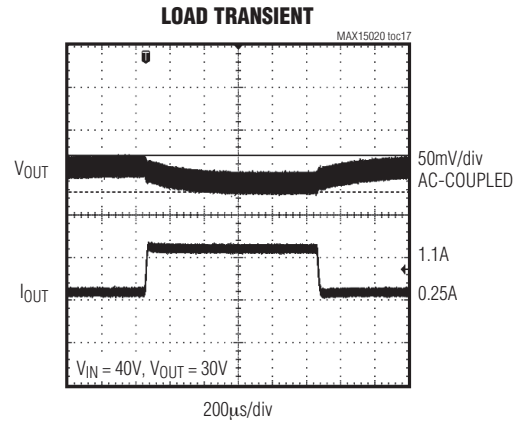
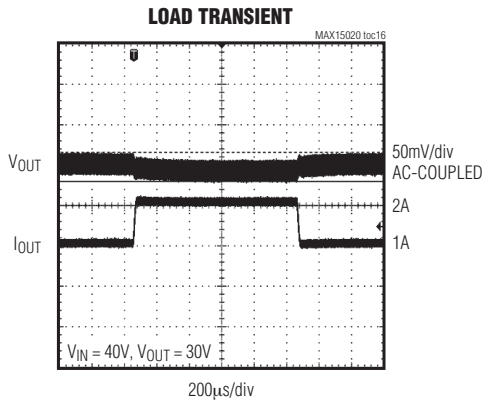


# ダイナミック出力電圧設定付き、 2A、40VステップダウンDC-DCコンバータ

MAX15020

## 標準動作特性(続き)

( $V_{IN} = 36V$ , Circuit of Figure 2,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

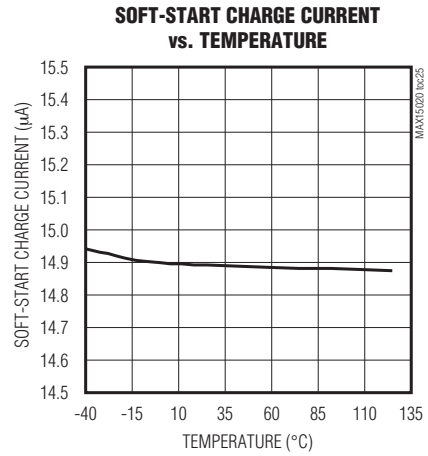
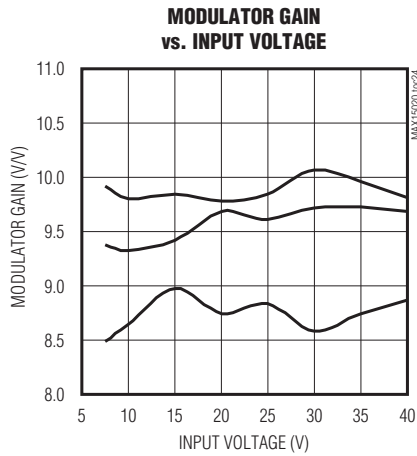
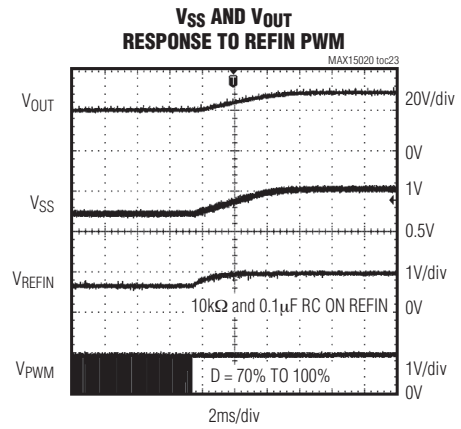
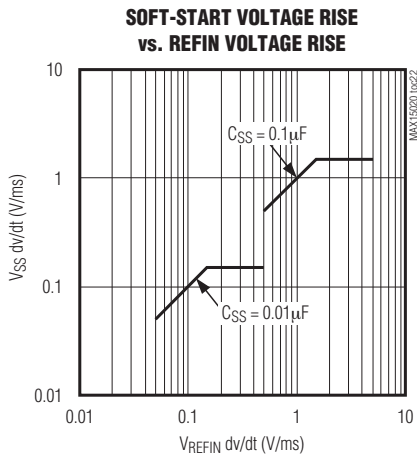


# ダイナミック出力電圧設定付き、 2A、40VステップダウンDC-DCコンバータ

MAX15020

## 標準動作特性(続き)

( $V_{IN} = 36V$ , Circuit of Figure 2,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)



# ダイナミック出力電圧設定付き、 2A、40VステップダウンDC-DCコンバータ

MAX15020

## 端子説明

端子	名称	機能
1	COMP	電圧エラーアンプ出力。COMPを必要な補償フィードバックネットワークに接続してください。
2	FB	フィードバックレギュレーションポイント。出力とGND間に接続された外部の抵抗分圧器のセンタタップに接続し、出力電圧を設定してください。FB電圧は、REFINに供給された電圧に安定化されます。
3	ON/OFF	ON/OFFコントロール。ON/OFFの立上りスレッショルドは、約1.225Vに設定されます。INとGND間に接続された抵抗分圧器のセンタタップに接続し、ターンオン(立上り)スレッショルドを設定してください。ICをシャットダウンするには、ON/OFFをGNDに接続してください。 $V_{IN}$ がUVLOスレッショルドよりも上に上昇しているようにする常時オンの動作には、ON/OFFをINに接続してください。ON/OFFは、電源のシーケンスに使用することができます。
4	REFOUT	0.98Vのリファレンス電圧出力。0.1 $\mu$ FのセラミックコンデンサでREFOUTをGNDにバイパスしてください。REFOUTは、REFINと共にのみ使用します。他の外部回路に電源を供給するためには使用しないでください。
5	SS	ソフトスタート。SSからGNDに0.01 $\mu$ Fもしくはこれ以上のセラミックコンデンサを接続してください。「ソフトスタート(SS)」の項を参照してください。
6	REFIN	外部リファレンス入力。外部リファレンス電圧に接続してください。 $V_{FB}$ は、REFINに供給された電圧に安定化されます。内蔵の1Vリファレンスを使用するには、REFINをREFOUTに接続してください。「リファレンス入力および出力(REFIN、REFOUT)」の項を参照してください。
7	FSEL	内蔵のスイッチング周波数選択入力。 $f_{SW} = 300\text{kHz}$ を選ぶには、FSELをREGに接続してください。 $f_{SW} = 500\text{kHz}$ を選ぶには、FSELをGNDに接続してください。外部のクロックがSYNCに接続されている場合には、FSELをREGに接続してください。
8	SYNC	発振器同期入力。SYNCは、100kHz~500kHzの外部クロックで駆動することができ、MAX15020のスイッチング周波数を同期することができます。この同期機能を無効にするには、SYNCをGNDに接続してください。SYNCを使用する場合には、FSELをREGに接続してください。
9	DVREG	内蔵のデジタル回路用電源。REGからDVREGに10 $\Omega$ の抵抗を接続してください。DVREGを図2のブーストダイオードD2のアノードに接続してください。最小1 $\mu$ FのセラミックコンデンサでDVREGをGNDにバイパスしてください。
10	PGND	電源のグラウンド接続。入力フィルタコンデンサの負側電極、フライホイールダイオードの陽極、および出力フィルタコンデンサの戻りをPGNDに接続してください。入力バイパスコンデンサの戻り端子の近くの1点でGNDに外部で接続してください。
11	N.C.	接続なし。無接続にするかGNDに接続してください。
12	BST	ハイサイドのゲートドライバ電源。BSTをブーストダイオードのカソードとブーストコンデンサの正極性端子に接続してください。
13, 14, 15	LX	内蔵ハイサイドスイッチのソース接続。インダクタと整流ダイオードのカソードをLXに接続してください。
16, 17, 18	IN	電源入力接続。7.5V~40Vの外部電圧源に接続してください。
19	REG	8Vの内蔵レギュレータ出力。最小1 $\mu$ FのセラミックコンデンサでGNDにバイパスしてください。REGを外部回路の電源として使用しないでください。
20	GND	グラウンド接続。エクスポーズドパッドを大きなGND領域に半田付けしてください。入力バイパスコンデンサの戻り端子近くでGNDとPGNDを1点接続にしてください。
—	EP	エクスポーズドパッド。EPをGNDに接続してください。EPの接続は、適切な端子にグラウンド接続をする必要条件を満たしていません。「PCBレイアウトと配線の引き回し」の項を参照してください。



# ダイナミック出力電圧設定付き、 2A、40VステップダウンDC-DCコンバータ

MAX15020

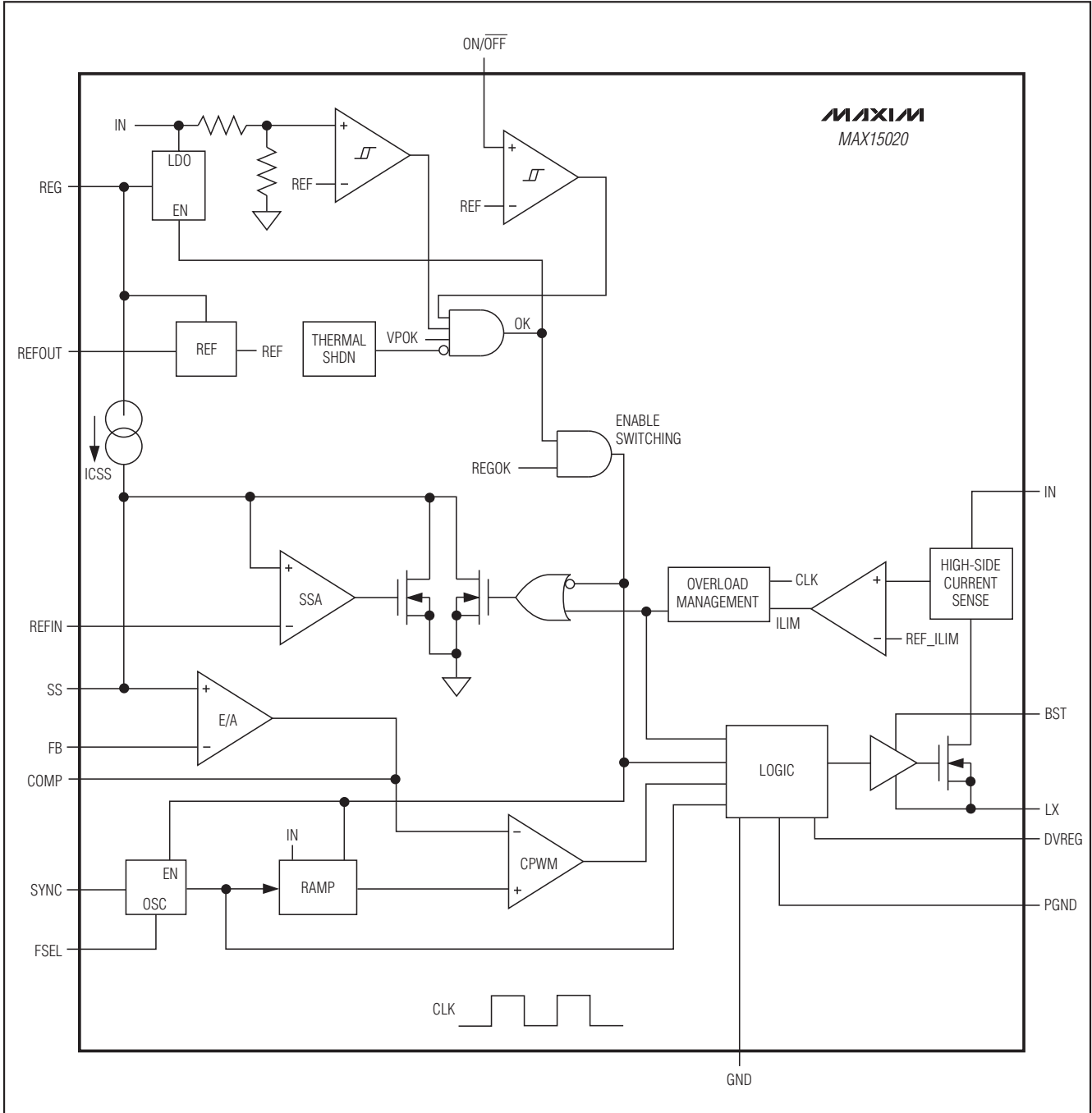


図1. ファンクションダイアグラム

# ダイナミック出力電圧設定付き、 2A、40VステップダウンDC-DCコンバータ

MAX15020

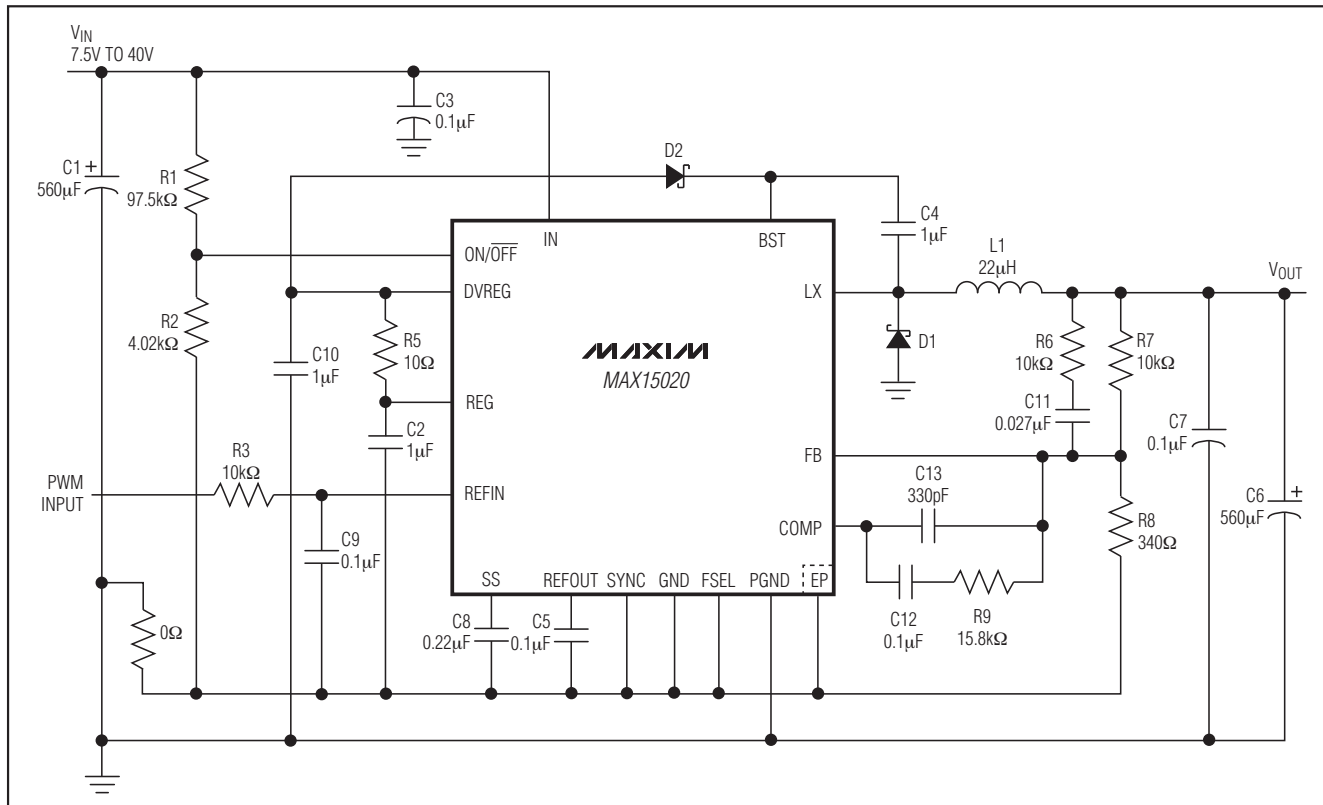


図2. 標準動作回路

## 詳細

電圧モードステップダウンコンバータMAX15020は、0.2ΩのパワーMOSFETスイッチを内蔵しています。MAX15020の入力電圧範囲は7.5V~40Vです。内蔵の低 $R_{DS(ON)}$ スイッチは、最大2Aの出力電流を流すことができます。外部補償、電圧フィードフォワード、および自動調整が可能な最大のランプ振幅はループ補償設計を簡単にし、様々なLおよびCのフィルタ部品の使用を可能にします。シャットダウンでは、供給電流の標準値は6µAです。出力電圧は、0.5V~36Vまで動的に調節することができます。追加機能としては、ON/OFF端子を通じての外部設定ができるUVLO、設定が可能なソフトスタート、サイクルごとの電流制限、ヒックアップモードの出力短絡保護、および熱シャットダウンなどがあります。

### 内蔵リニアレギュレータ(REG)

REGは、INから電源を供給された8V LDOの出力端子で、電源をICに供給します。外部でREGをDVREGに接続して、内部のデジタル回路用に電源を供給してください。1µFのセラミックバイパスコンデンサC2をICに隣接して、REGとGND間に配置してください。標準の動作では、

REGは内部の回路にのみ電源を供給するように意図していますので、電力を外部の負荷に供給するために使わないようにしてください。

### UVLO/ON/OFFのスレッシュホールド

MAX15020は、入力電圧( $V_{IN}$ )を監視する固定の7V UVLO機能を提供します。 $V_{IN}$ がUVLOのスレッシュホールド以上に上昇するまで、このICはオフのままになります。

ON/OFFは、付加的なターンオン/ターンオフ制御を行いません。INからの抵抗分圧器をON/OFFとGND間に接続して、ON/OFFのスレッシュホールドを設定してください。このICは、 $V_{ON/OFF}$ がON/OFFスレッシュホールド(1.225V)以上に上昇するとターンオンし、 $V_{IN}$ がUVLOスレッシュホールド以上に上昇したことを示します。

ON/OFFをグランドに接続すると、ICがシャットダウンします。シャットダウンにおいて内蔵のパワーMOSFETがターンオフすると、内部回路全てがシャットダウンし、自己消費電流は6µA (typ)に減少します。RCネットワークをON/OFFとGND間に接続し、複数のデバイスの出力電圧をシーケンスするのに使用できるように、ターンオンの遅延を設定します。

# ダイナミック出力電圧設定付き、 2A、40VステップダウンDC-DCコンバータ

## ソフトスタート(SS)

スタートアップ時、 $V_{IN}$ が供給されてUVLOスレッシュホールドに達したのち、 $15\mu\text{A}$  (typ)の電流がSSとGND間に接続されたコンデンサ( $C_{SS}$ )に供給され、 $V_{SS}$ 電圧を徐々に上昇するようにします。 $V_{REFIN}$ が一定のDC電圧に固定されるか、 $C_{SS}$ の充電速度より速く上昇した場合、 $V_{SS}$ は、 $V_{REFIN}$ に達した時点で上昇するのを止めます。 $V_{REFIN}$ がゆっくりとした速度で上昇する場合は、 $V_{SS}$ は $V_{REFIN}$ の電圧上昇速度に追従します。 $V_{FB}$ は $V_{SS}$ に追従しますので、 $V_{OUT}$ は $V_{SS}$ と同じ速度で上昇します。

次式を用いてソフトスタート時間( $t_{SS}$ )を設定してください。

$$t_{SS} = \frac{V_{REFIN} \times C_{SS}}{15\mu\text{A}}$$

ここで、 $t_{SS}$ は秒で、 $C_{SS}$ はファラッドです。

## リファレンス入力および出力(REFIN、REFOUT)

MAX15020は、内蔵のエラー増幅器用のリファレンス入力を持っています。このICは、FBをREFINに供給されたDC電圧で動作するSS電圧に調整します。内蔵の0.98Vリファレンスを用いるには、REFINをREFOUTに接続してください。動的に出力電圧を制御するには、REFINを可変DC電圧源に接続してください。一方、REFINは、ローパスRCフィルタ(図2)を通じてデューティサイクル制御PWM源によっても駆動することができます。

## 内蔵のデジタル電源(DVREG)

DVREGは、内蔵のデジタル電源供給用の入力です。DVREG用の電源は、内蔵のレギュレータ(REG)の出力から得られます。REGからDVREGに $10\Omega$ の抵抗を接続してください。最低 $1\mu\text{F}$ のセラミックコンデンサでDVREGをGNDにバイパスしてください。

## エラー増幅器

内蔵のエラー増幅器(COMP)の出力は、周波数補償に利用することができます(「補償設計」の項を参照)。反転入力FB、非反転入力はSS、そしてその出力はCOMPです。エラー増幅器は、80dBの開ループゲインと1.8MHzのGBW積を持っています。外部クロックを使用するときには、FSELをREGに接続してください。

## 発振器/同期入力(SYNC)

SYNCがGNDに接続された状態では、このICは内蔵の発振器を使用し、FSELの選択に基づいて300kHzまたは500kHzの固定周波数に切り替わります。外部同期の場合には、100kHz~500kHzの外部クロックでSYNCを駆動し、FSELをREGに接続してください。外部クロックで駆動するときは、このICはSYNCの立上りエッジに同期します。

## PWMコンバータ/電圧フィードフォワード

PWM信号を生成するために、内蔵のランプジェネレータはエラー増幅器の出力に対して比較されます。ランプ( $V_{RAMP}$ )の最大振幅は、入力電圧および発振器周波数の変化を補正するために、自動的に調節されます。これによって $V_{IN} / V_{RAMP}$ は、7.5V~40Vの入力電圧範囲、および100kHz~500kHzのSYNC周波数範囲にわたって、9V/Vの一定の値となります。これは大きな入力電圧範囲と大きな周波数範囲の選択ができるようにし、ループ補償設計を簡単にします。

## 出力短絡保護(ヒカップモード)

MAX15020は、ヒカップモード保護を利用して出力短絡を保護します。ヒカップモードでは、連続したサイクルごとの電流制限の発生がICをシャットダウンし、ソフトスタートシーケンスを再開させます。これは、継続する出力短絡状態においてICが動作することを可能にします。

標準動作では、スイッチ電流はサイクルごとに測定されます。この電流制限が超過した場合、内蔵のパワーMOSFETは次のオンサイクルまでターンオフし、ヒカップカウンタがカウントされます。カウンタが4連続の過電流制限の発生をカウントする場合、このICはソフトスタートコンデンサを放電し、ソフトスタートシーケンスが再開する前に、512クロックの期間シャットダウンします。パワーMOSFETがターンオンする時にICが電流制限を越えていなければ、そのたびにカウンタはリセットされます。

## 熱過負荷保護

MAX15020は、内蔵の熱過負荷保護機能を持っています。熱過負荷保護はこのICにおける総電力消費を制限し、超過熱障害条件が発生した場合にICを保護します。ダイ温度が $+160^\circ\text{C}$ を越えると、内蔵の熱センサが回路をシャットダウンし、パワーMOSFETをオフにしてICが冷えるようにします。温度が $20^\circ\text{C}$ 低下した後、回路はソフトスタートシーケンスで再稼働します。

# ダイナミック出力電圧設定付き、 2A、40VステップダウンDC-DCコンバータ

## アプリケーション情報

### ON/OFFスレッシュホールドの設定

ON/OFFの電圧が1.225V以上に上昇すると、MAX15020はターンオンします。ターンオン電圧を設定するには、INからの抵抗分圧器をON/OFFとGND間に接続してください(図2を参照)。まずON/OFFからGNDへの抵抗(R2)を選択し、その後、次式を使用してINからON/OFFへの抵抗(R1)を計算してください。

$$R1 = R2 \times \left[ \frac{V_{IN}}{V_{ON/OFF}} - 1 \right]$$

ここで、 $V_{IN}$ はコンバータがオンになる入力電圧で、 $V_{ON/OFF} = 1.225V$ 、およびR2は600kΩ以下に選びます。

ON/OFFがINに直接接続されている場合は、UVLO機能はINでの供給電圧を監視し、 $V_{IN}$ が7.2V以上のときに動作が開始できるようにします。

### 出力電圧の設定

OUTからの抵抗分圧器をFBとGND間に接続し、出力電圧を設定してください(図2を参照)。まず「補償設計」の項にあるガイドラインを利用して、OUTからFBまでの抵抗(R7)を計算してください。R7が決定すると、次式を使ってR8を計算してください。

$$R8 = \frac{R7}{\left[ \frac{V_{OUT}}{V_{FB}} - 1 \right]}$$

ここで、 $V_{FB} = REF_{IN}$ で、 $REF_{IN} = 0 \sim 3.6V$ です。

### 出力電圧のスルーレート設定

出力電圧の立上りスルーレートは、 $V_{SS}$ のスルーレートに追従し、制御ループは $V_{SS}$ のスルーレートと比較すると相対的に速くなります。 $V_{SS}$ の最大上昇スルーレートは、SSからGNDに接続されたコンデンサを充電するソフトスタート電流によって制御され、次式のようにになります。

$$\frac{dV_{OUT}}{dt} = \frac{R7 + R8}{R8} \times \frac{dV_{SS}}{dt} = \frac{R7 + R8}{R8} \frac{I_{SS}}{C_{SS}}$$

$REF_{IN}$ において低速な立上りの電圧源で $V_{SS}$ を駆動した場合、 $V_{OUT}$ は $V_{REF_{IN}}$ のスルーレートに従ってゆっくりと上昇します。

出力電圧の立下りのスルーレートは、この速度で出力コンデンサを放電するのに十分な負荷電流があることを前提とした場合に、 $C_{SS}$ の放電速度で制限されます。 $C_{SS}$ の放電電流は15μAです。負荷がない場合には、 $C_{OUT}$ からの漏れ電流と余分な電流引き込みに基づいて、出力電圧はより遅い速度で降下します。

### インダクタの選択

インダクタンス値(L)、ピークインダクタ電流( $I_{PEAK}$ )、およびインダクタ飽和電流( $I_{SAT}$ )の3つの重要なインダクタの要素が、MAX15020の動作のために指定する必要があります。必要最小限のインダクタンスは、動作周波数、入出力間の電圧差、およびピークトゥピークのインダクタ電流( $\Delta I_L$ )の関数です。高い $\Delta I_L$ は低いインダクタ値を選ぶことができ、一方、低い $\Delta I_L$ は高いインダクタ値を必要とします。低いインダクタ値はサイズおよびコストを最小限にし、大信号応答および過渡応答を向上させますが、同じ出力コンデンサでの高いピーク電流と高いピークトゥピーク出力電圧リップルのために効率を下げてしまいます。高いインダクタンスは、リップル電流を減少させることによって効率を増加させます。余分な巻線数による抵抗損失は、特にインダクタンスがより大きなインダクタの寸法を許容することなく増加させた場合、低いリップル電流のレベルから得られた利点を損なってしまいます。総負荷電流の40%に等しい $\Delta I_{p-p}$ を選択することが、良好な妥協点になります。

次式を使用してインダクタを計算してください。

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

$V_{IN}$ と $V_{OUT}$ は、効率が標準条件に対して最大となる標準値です。スイッチング周波数( $f_{SW}$ )は300kHzまたは500kHzに固定しており、外部クロックに同期させたとき、100kHz~500kHzに変化させることができます(「発振器/同期入力(SYNC)」の項を参照)。ピークトゥピーク出力リップルを反映するピークトゥピークインダクタ電流は、最大入力電圧で悪化します。最悪のケースで出力リップルが許容されることを確認するために、「出力コンデンサの選択」の項を参照してください。インダクタの飽和電流( $I_{SAT}$ )は、連続の出力短絡の場合に流出する電流を回避するためにも重要です。4.5Aの最大ピーク電流制限よりも高い $I_{SAT}$ 仕様でインダクタを選択してください。

# ダイナミック出力電圧設定付き、 2A、40VステップダウンDC-DCコンバータ

## 入力コンデンサの選択

降圧コンバータの不連続な入力電流は、大きな入力リップル電流を引き起こし、このため、入力コンデンサは、設計要件内に入力電圧リップルを保持するために、注意深く選択する必要があります。入力電圧リップルは、 $\Delta V_Q$  (コンデンサの放電によって引き起こされる) および  $\Delta V_{ESR}$  (入力コンデンサのESR (等価直列抵抗) によって引き起こされる) から成ります。総電圧リップルは、 $\Delta V_Q$  と  $\Delta V_{ESR}$  の和です。次式を使って、指定されたリップルに要求される入力容量値およびESRを計算してください。

$$ESR = \frac{\Delta V_{ESR}}{\left( I_{OUT\_MAX} + \frac{\Delta I_L}{2} \right)}$$
$$C_{IN} = \frac{I_{OUT\_MAX} \times D(1-D)}{\Delta V_Q \times f_{SW}}$$

ここで、

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

$I_{OUT\_MAX}$ は最大出力電流で、Dはデューティサイクル、また $f_{SW}$ はスイッチング周波数です。

MAX15020は、内部および外部のUVLOヒステリシスと、ターンオン時に起こる予期しないチャタリングを回避するソフトスタートを含んでいます。しかし、入力のソースインピーダンスが高い場合には、大きなコンデンサを使用してください。低入力電圧で十分大きな入力容量値を使用して、一時的な負荷状態の間にUVLOスレッシュヨルド以下に達しないようにしてください。

## 出力コンデンサの選択

許容出力電圧リップルおよび負荷変動の間の出力電圧の最大偏差は、出力容量値とそのESRを決定します。出力リップルは、主として $\Delta V_Q$  (コンデンサの放電によって引き起こされる) および  $\Delta V_{ESR}$  (出力コンデンサのESR両端の電圧低下によって引き起こされる) から成ります。ピークトゥピークの出力電圧リップルを計算する式は次のようになります。

$$\Delta V_Q = \frac{\Delta I_L}{16 \times C_{OUT} \times f_{SW}}$$
$$\Delta V_{ESR} = ESR \times \Delta I_L$$

通常、出力電圧リップルの適切な近似は、 $\Delta V_{RIPPLE} \approx \Delta V_{ESR} + \Delta V_Q$ です。セラミックコンデンサを使用する場合、ESRによる出力電圧リップルとコンデンサの放電のそれぞれが20%と80%に等しくなる影響を考慮してください。 $\Delta I_L$ は、ピークトゥピークのインダクタ電流 (「入力コンデンサの選択」の項を参照) で、 $f_{SW}$ はコンバータのスイッチング周波数です。

速い負荷過渡における出力電圧の許容偏差も、出力容量値、そのESR、およびその等価直列インダクタンス (ESL) を決定します。コントローラがより大きなデューティサイクルで応答するまで、出力コンデンサは負荷変動時に負荷電流を供給します。応答時間 ( $t_{RESPONSE}$ ) は、コンバータの閉ループ帯域幅によって変わります (「補償設計」の項を参照)。出力コンデンサのESR両端の抵抗性低下、コンデンサのESL ( $\Delta V_{ESL}$ ) 両端の低下、およびコンデンサの放電は、負荷変動時に電圧低下を引き起こします。より良い一時的負荷変動および電圧リップル性能に対しては、低ESRのタンタル/アルミ電解とセラミックコンデンサの組み合わせを使用してください。表面実装コンデンサとコンデンサの並列使用は、ESLを減少させるのに役立ちます。最大出力電圧偏差を電源供給される機器の許容限界以下に保ってください。次式を負荷変動時に必要とされるESR、ESL、およびキャパシタンス値の計算に使用してください。

$$ESR = \frac{V_{ESR}}{I_{STEP}}$$
$$C_{OUT} = \frac{I_{STEP} \times t_{RESPONSE}}{\Delta V_Q}$$
$$ESL = \frac{\Delta V_{ESL} \times t_{STEP}}{I_{STEP}}$$

ここで、 $I_{STEP}$ は負荷変動、 $t_{STEP}$ は負荷変動の立上り時間、そして $t_{RESPONSE}$ はコントローラの応答時間です。

# ダイナミック出力電圧設定付き、 2A、40VステップダウンDC-DCコンバータ

## 補償設計

MAX15020は電圧モード制御技術を使用しており、エラー増幅器出力(COMP)を内部のランプと比較することによって出力電圧を調整して、必要なデューティサイクルを生成します。出力のローパスLCフィルタは、共振周波数で2重のポールを発生し、-40dB/ディケードのゲイン減衰を持っています。エラー増幅器はこのゲインの減衰を補償し、また安定した閉ループシステムにするために、位相をシフトする必要があります。

標準的なレギュレータのループは、電力モジュレータ、出力フィードバック分圧器、および電圧エラー増幅器で構成されています。電力モジュレータは、 $V_{IN} / V_{RAMP}$ で設定されたDCゲイン、出力インダクタンス(L)で設定された2重のポールと1つのゼロ、出力キャパシタンス( $C_{OUT}$ 、図2のC6)、およびESRを持っています。電力モジュレータは、DC利得が9となる、入力電圧の変化を自動的に調整する電圧フィードフォワード機能を内蔵しています。次の式は、この電力モジュレータを定義しています。

$$G_{MOD(DC)} = \frac{V_{IN}}{V_{RAMP}} = 9$$

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \times C}}$$

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

スイッチング周波数は、内部で300kHzまたは500kHzに設定され、あるいは外部のSYNC信号で駆動するときには、100kHzから500kHzまで変化させることができます。クロスオーバー周波数( $f_C$ で、閉ループゲインがユニティゲインに等しいときの周波数)は、 $f_{SW} / 2\pi$ またはこれ以下に設定される必要があります。

エラー増幅器はゲインと位相バンプを持っており、LCの2重のポールによる急速なゲインと位相損失を補償する必要があります。これは、制御ループ内に2つのゼロと3つのポールを持たせるタイプ3の補償器を用いることによって成し遂げられます。このエラー増幅器は、原点の近くに低周波数のポール( $f_{p1}$ )を持っています。図3および図4に関しては、2つのゼロは次の箇所にあります。

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi \times R9 \times C12} \quad \text{and} \quad f_{z2} = \frac{1}{2\pi \times (R6 + R7) \times C11}$$

そして、高い方の周波数ポールは次の箇所にあります。

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi \times R6 \times C11} \quad \text{and} \quad f_{p3} = \frac{1}{2\pi \times R9 \times \left( \frac{C12 \times C13}{C12 + C13} \right)}$$

## $f_C < f_{ESR}$ 時の補償

図3は、低ESR出力コンデンサ(セラミック)を使用する回路に対するそのゲイン応答と共に、エラー増幅器のフィードバックを示しています。この場合、 $f_{zESR}$ は、 $f_C$ の後に発生します。

2重のポールによるゲインと位相の損失を補正するために、 $f_{z1}$ は $0.8 \times f_{LC(MOD)}$ に設定され、 $f_{z2}$ は $f_{LC}$ に設定されます。「インダクタの選択」と「出力コンデンサの選択」の項に説明されているように、インダクタ(L)とコンデンサ( $C_{OUT}$ )を選択してください。

図3にあるフィードバック抵抗R6の値を選んでください(1kΩ~10kΩの間の値で十分)。次にC12は次の式で計算します。

$$C12 = \frac{1}{2\pi \times 0.8 \times f_{LC} \times R9}$$

$f_C$ は、 $f_{z2}$ と $f_{p2}$ の間に発生します。 $f_C$ におけるエラー増幅器のゲイン(GEA)は、主としてC11とR9に起因します。従って、 $GEA(f_C) = 2\pi \times f_C \times C11 \times R9$ で、 $f_C$ でのモジュレータのゲインは以下ようになります。

$$G_{MOD(f_C)} = \frac{G_{MOD(DC)}}{(2\pi)^2 \times L \times C_{OUT} \times f_C^2}$$

$GEA(f_C) \times G_{MOD(f_C)} = 1$ ですので、C11は次式で計算されます。

$$C11 = \frac{f_C \times L \times C_{OUT} \times 2\pi}{R9 \times G_{MOD(DC)}}$$

$f_{p2}$ は、スイッチング周波数( $f_{SW}$ )の1/2に設定します。そして、R6は次式で計算されます。

$$R6 = \frac{1}{2\pi \times C11 \times 0.5 \times f_{SW}}$$

$R7 \gg R6$ ですので、 $R7 + R6$ はR7に近似することができます。次にR7は次式で計算されます。

$$R7 = \frac{1}{2\pi \times f_{LC} \times C11}$$

$f_{p3}$ は $5 \times f_C$ に設定します。従って、C13は次式で計算されます。

$$C13 = \frac{C12}{2\pi \times C12 \times R9 \times f_{p3} - 1}$$

# ダイナミック出力電圧設定付き、 2A、40VステップダウンDC-DCコンバータ

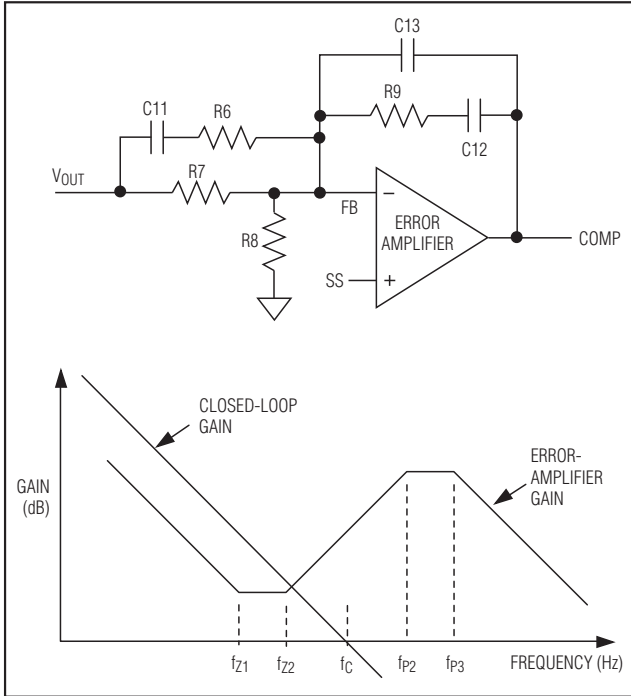


図3. セラミックコンデンサ用のエラー増幅器補償回路(閉ループおよびエラー増幅器のゲインプロット)

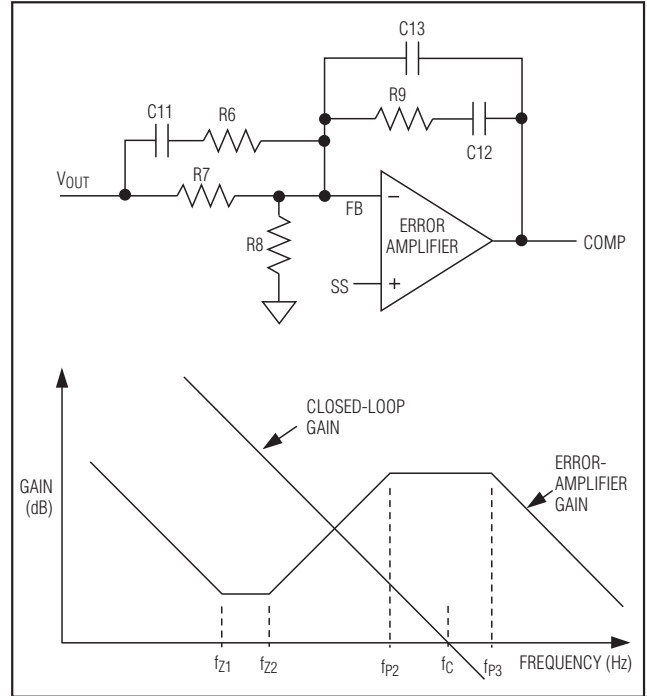


図4. 高ESR出力コンデンサ用のエラー増幅器補償回路(閉ループおよびエラー増幅器のゲインプロット)

## fc > fzESR時の補償

タンタルやアルミ電解のような大きなESRコンデンサに対しては、 $f_{ZESR}$ は $f_c$ の前に発生することがあります。 $f_{ZESR} < f_c$ の場合には、 $f_c$ は $f_{p2}$ と $f_{p3}$ 間に発生します。 $f_{z1}$ と $f_{z2}$ は前例と同じですが、 $f_{p2}$ は $f_{ZESR}$ と同じに設定されます。出力コンデンサのESRゼロの周波数は $f_{LC}$ より高くなりますが、閉ループのクロスオーバー周波数より低くなります。エラー増幅器のポールとゼロ( $f_{z1}$ 、 $f_{z2}$ 、 $f_{p1}$ 、 $f_{p2}$ 、および $f_{p3}$ )を定義する式は前例と同じです。しかしこの場合には、 $f_{p2}$ は閉ループのクロスオーバー周波数より低くなります。図4は、高ESRの出力コンデンサ(タンタルまたはアルミ電解)を使用する回路に対するゲイン応答を含んだ、エラー増幅器のフィードバックを示しています。

図4にあるフィードバック抵抗 $R9$ の値を選んでください(1kΩ~10kΩの間の値が適切)。

次に $C12$ は次式で計算します。

$$C12 = \frac{1}{2\pi \times 0.8 \times f_{LC} \times R9}$$

$f_{p2}$ と $f_{p3}$ 間のエラー増幅器のゲインは、ほぼ $R9 / R6$ に等しくなります( $R6 \ll R7$ の条件において)。 $R6$ は次式で求められます。

$$R6 = \frac{R9 \times 10 \times f_{LC}^2}{f_c^2}$$

次に $C11$ は次式で求められます。

$$C11 = \frac{C_{OUT} \times ESR}{R6}$$

$R7 \gg R6$ ですので、 $R7 + R6$ は $R7$ に近似することができます。次に $R7$ は次式で計算されます。

$$R7 = \frac{1}{2\pi \times f_{LC} \times C11}$$

$f_{p3}$ は、 $5 \times f_c$ に設定します。従って、 $C13$ は次式で計算されます。

$$C13 = \frac{C12}{2\pi \times C12 \times R9 \times f_{p3} - 1}$$

上記の計算に基づいて、DC-DCコンバータのスイッチング周波数が100kHzから500kHzまで及ぶ場合には、下記の事項による補償値が推奨されます。(注: スwitchング周波数が300kHzから500kHzまでである場合には、図2の補償パラメータが強く推奨されます。)

# ダイナミック出力電圧設定付き、 2A、40VステップダウンDC-DCコンバータ

## 電力消費

MAX15020は、放熱効果を高めたパッケージで提供されており、 $T_A = +70^\circ\text{C}$ で最高2.7Wを消費することができます。ダイ温度が $+160^\circ\text{C}$ に達するとICはシャットダウンし、冷却されます。ICが $20^\circ\text{C}$ 冷えたら、ICはソフトスタートで再稼働します。

ICで消費される電力は、電源電流の消費( $P_Q$ )、内蔵のパワーMOSFETのスイッチングによる遷移損失( $P_{SW}$ )、および内部のパワーMOSFETを通じてのRMS電流による電力消費( $P_{MOSFET}$ )の和です。パッケージで消費される総合電力は、最大周囲温度における接合温度が $+150^\circ\text{C}$ の絶対最大格を越えないように制限される必要があります。次式を使ってMAX15020で失われる電力を計算してください。

スイッチを通じての電力損失:

$$P_{MOSFET} = I_{RMS\_MOSFET}^2 \times R_{ON}$$

$$I_{RMS\_MOSFET} = \sqrt{\left[ I_{PK+}^2 + (I_{PK+} \times I_{PK-}) + I_{PK-}^2 \right] \times \frac{D}{3}}$$

$$I_{PK+} = I_{OUT} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

$$I_{PK-} = I_{OUT} - \frac{\Delta I_L}{2}$$

$R_{ON}$ は、内蔵パワーMOSFETのオン抵抗です(「Electrical Characteristics (電気的特性)」の表を参照)。

内蔵MOSFETのスイッチングによる電力損失:

$$P_{SW} = \frac{V_{IN} \times I_{OUT} \times (t_R + t_F) \times f_{SW}}{4}$$

ここで、 $t_R$ と $t_F$ は、LXで測定される内蔵パワーMOSFETの立上りと立下りです。

電源電流スイッチングによる電力損失( $I_{SW}$ ):

$$P_Q = V_{IN} \times I_{SW}$$

ICで消費される総電力は、

$$P_{TOTAL} = P_{MOSFET} + P_{SW} + P_Q$$

## PCBレイアウトと配線の引き回し

このスイッチング電圧レギュレータのレイアウトには、次のガイドラインを利用してください。

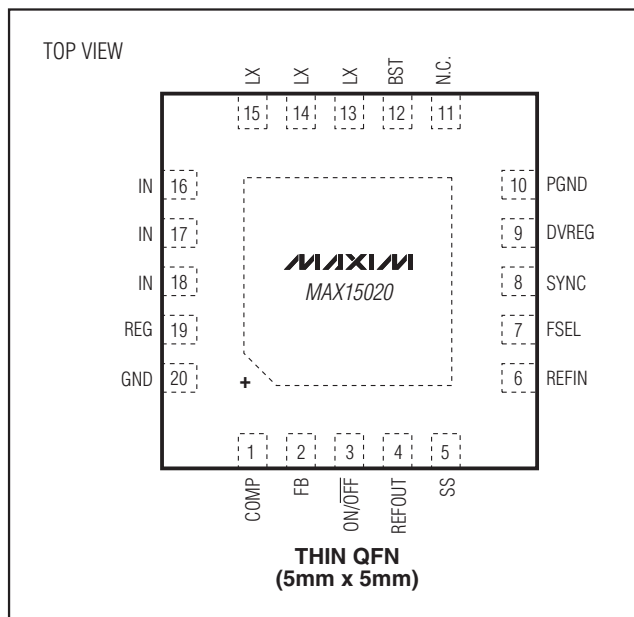
- 1) INおよびDVREGのバイパスコンデンサをMAX15020のPGND端子の近くに配置してください。REGのバイパスコンデンサをGND端子の近くに配置してください。
- 2) 入力コンデンサ、スイッチングMOSFET、インダクタ、および出力コンデンサなどから入力コンデンサの負極性端子に戻る高電流ループの面積と長さを最小限にしてください。
- 3) スwitchングMOSFET、ショットキダイオード、および入力コンデンサによって形成される電流ループが短くなるようにしてください。
- 4) GNDとPGNDを分離された状態にし、これらを入力フィルタコンデンサの負極性端子近くに1点で接続してください。
- 5) 出力コンデンサ列を負荷の近くに配置してください。
- 6) 適切な放熱のため、基板全面に均等に電力部品を分散してください。
- 7) 熱消費を助けるため、MAX15020とインダクタの周辺に十分な銅の領域を用意してください。
- 8) 配線パターンインダクタンスおよび抵抗を最小限に留めるため、2オンスの銅を使用してください。高電流が回路中に流れますので、薄い銅のPCBは効率に悪影響を及ぼすことがあります。また、より厚い銅は熱を効果的に伝導し、それによって熱インピーダンスを下げます。
- 9) MAX15020のEP用のパッドに十分な数のビアを配置し、内部で生成された熱がPCBの銅によって効果的に放散されるようにしてください。



# ダイナミック出力電圧設定付き、 2A、40VステップダウンDC-DCコンバータ

MAX15020

## ピン配置



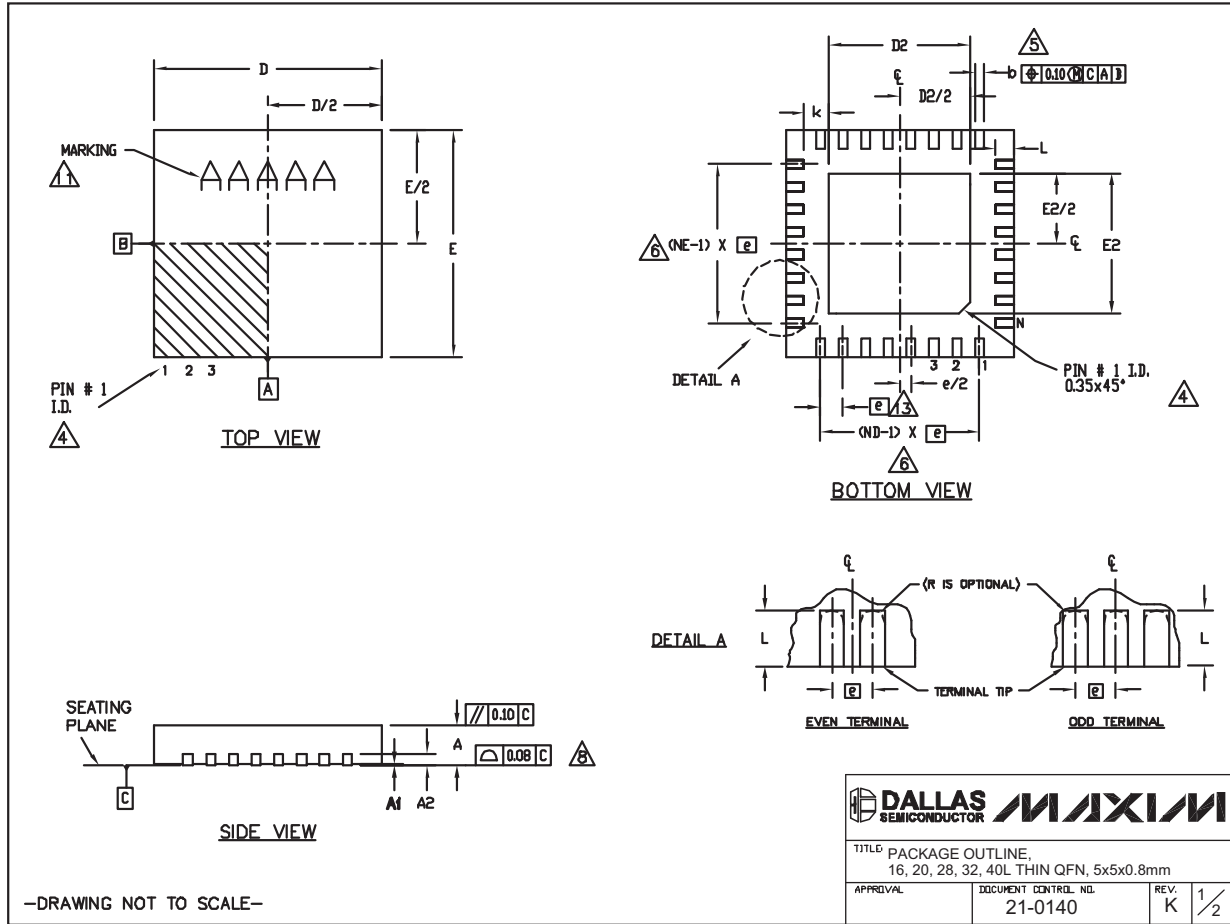
## チップ情報

PROCESS: BiCMOS

# ダイナミック出力電圧設定付き、 2A、40VステップダウンDC-DCコンバータ

## パッケージ

(このデータシートに掲載されているパッケージ仕様は、最新版が反映されているとは限りません。最新のパッケージ情報は、[japan.maxim-ic.com/packages](http://japan.maxim-ic.com/packages)をご参照下さい。)



# ダイナミック出力電圧設定付き、 2A、40VステップダウンDC-DCコンバータ

MAX15020

## パッケージ(続き)

(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。)

COMMON DIMENSIONS															
PKG.	16L 5x5			20L 5x5			28L 5x5			32L 5x5			40L 5x5		
SYMBOL	MIN.	NOM.	MAX.	MIN.	NOM.	MAX.	MIN.	NOM.	MAX.	MIN.	NOM.	MAX.	MIN.	NOM.	MAX.
A	0.70	0.75	0.80	0.70	0.75	0.80	0.70	0.75	0.80	0.70	0.75	0.80	0.70	0.75	0.80
A1	0	0.02	0.05	0	0.02	0.05	0	0.02	0.05	0	0.02	0.05	0	0.02	0.05
A2	0.20 REF.			0.20 REF.			0.20 REF.			0.20 REF.			0.20 REF.		
b	0.25	0.30	0.35	0.25	0.30	0.35	0.20	0.25	0.30	0.20	0.25	0.30	0.15	0.20	0.25
D	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10
E	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10
e	0.80 BSC.			0.65 BSC.			0.50 BSC.			0.50 BSC.			0.40 BSC.		
k	0.25	-	-	0.25	-	-	0.25	-	-	0.25	-	-	0.25	-	-
L	0.30	0.40	0.50	0.45	0.55	0.65	0.45	0.55	0.65	0.30	0.40	0.50	0.30	0.40	0.50
N	16			20			28			32			40		
ND	4			5			7			8			10		
NE	4			5			7			8			10		
JEDEC	VHHB			WHHC			WHHD-1			WHHD-2			-----		

EXPOSED PAD VARIATIONS						
PKG. CODES	D2			E2		
	MIN.	NOM.	MAX.	MIN.	NOM.	MAX.
T1655-2	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20
T1655-3	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20
T1655N-1	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20
T2055-3	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20
T2055-4	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20
T2055-5	3.15	3.25	3.35	3.15	3.25	3.35
T2055M-5	3.15	3.25	3.35	3.15	3.25	3.35
T2855-3	3.15	3.25	3.35	3.15	3.25	3.35
T2855-4	2.60	2.70	2.80	2.60	2.70	2.80
T2855-5	2.60	2.70	2.80	2.60	2.70	2.80
T2855-6	3.15	3.25	3.35	3.15	3.25	3.35
T2855-7	2.60	2.70	2.80	2.60	2.70	2.80
T2855-8	3.15	3.25	3.35	3.15	3.25	3.35
T2855N-1	3.15	3.25	3.35	3.15	3.25	3.35
T3255-3	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20
T3255-4	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20
T3255N-4	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20
T3255-5	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20
T3255N-1	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20
T4055-1	3.40	3.50	3.60	3.40	3.50	3.60
T4055-2	3.40	3.50	3.60	3.40	3.50	3.60

NOTES:

- DIMENSIONING & TOLERANCING CONFORM TO ASME Y14.5M-1994.
- ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS. ANGLES ARE IN DEGREES.
- N IS THE TOTAL NUMBER OF TERMINALS.
- THE TERMINAL #1 IDENTIFIER AND TERMINAL NUMBERING CONVENTION SHALL CONFORM TO JEDEC 95-1 SPP-012. DETAILS OF TERMINAL #1 IDENTIFIER ARE OPTIONAL, BUT MUST BE LOCATED WITHIN THE ZONE INDICATED. THE TERMINAL #1 IDENTIFIER MAY BE EITHER A MOLD OR MARKED FEATURE.
- DIMENSION b APPLIES TO METALLIZED TERMINAL AND IS MEASURED BETWEEN 0.25 mm AND 0.30 mm FROM TERMINAL TIP.
- ND AND NE REFER TO THE NUMBER OF TERMINALS ON EACH D AND E SIDE RESPECTIVELY.
- DEPOPULATION IS POSSIBLE IN A SYMMETRICAL FASHION.
- COPLANARITY APPLIES TO THE EXPOSED HEAT SINK SLUG AS WELL AS THE TERMINALS.
- DRAWING CONFORMS TO JEDEC MO220, EXCEPT EXPOSED PAD DIMENSION FOR T2855-3, T2855-6, T4055-1 AND T4055-2.
- WARPAGE SHALL NOT EXCEED 0.10 mm.
- MARKING IS FOR PACKAGE ORIENTATION REFERENCE ONLY.
- NUMBER OF LEADS SHOWN ARE FOR REFERENCE ONLY.
- LEAD CENTERLINES TO BE AT TRUE POSITION AS DEFINED BY BASIC DIMENSION 'e', ±0.05.

-DRAWING NOT TO SCALE-

TITLE: PACKAGE OUTLINE, 16, 20, 28, 32, 40L THIN QFN, 5x5x0.8mm	
APPROVAL	DOCUMENT CONTROL NO. 21-0140
REV. K	2/2

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。

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

19