

1.8V ~ 28V入力、 $\mu$ MAXパッケージ  
PWMステップアップコントローラ

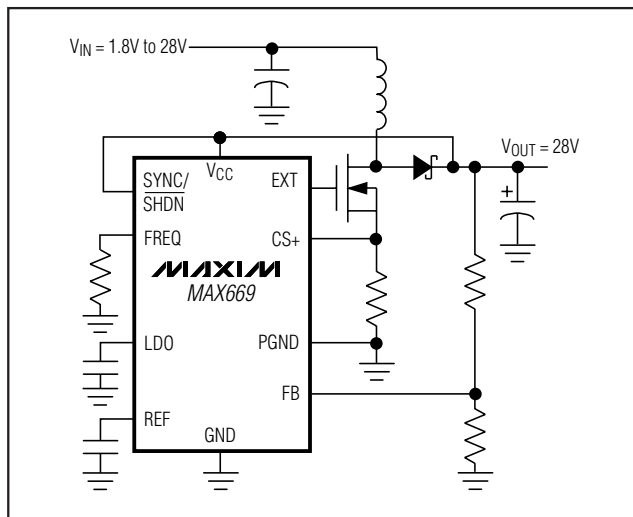
## 概要

一定周波数、パルス幅変調(PWM)方式の電流モードDC-DCコントローラのMAX668/MAX669はステップアップ、SEPIC、フライバック及び絶縁出力を含む幅広いDC-DC変換アプリケーションに対応するように設計されています。20W又はそれ以上のパワーレベルを90%以上の変換効率で制御することが可能です。入力電圧範囲が1.8Vから28Vまでと広いので、幅広い範囲のバッテリー及びAC電源入力がサポートされます。この先進のBiCMOS設計回路は低動作電流(220 $\mu$ A)、調整可能な動作周波数(100kHz ~ 500kHz)、ソフトスタート機能、そしてMAX668/MAX669の発振器を外部クロックに同期することが可能なSYNC入力を特長としています。

100mVの低い電流センス電圧に加えて、マキシム社独自のIdle Mode™制御方式の採用によって、DC-DC変換効率が最適化されています。このコントローラは中程度の負荷及び重負荷時にPWMモードで動作してノイズを最小限に抑えると同時に最適な変換効率を維持し、軽負荷時には必要となるときにパルスが供給されて(インダクタ電流を低減)、動作電流を低く抑えると同時に最大限の変換効率を達成します。ロジックレベルのシャットダウン入力も用意されているので、これにより消費電流が3.5 $\mu$ Aに低減されます。

1.8Vのスタートアップ電圧が保証され、低入力電圧用に最適化されたMAX669では、ブートストラップ動作(ICはブースト出力から供給される電源で動作)が必要です。このデバイスは28Vまでの出力電圧をサポートします。MAX668は3Vの低い入力電圧で動作することが可能で、ブートストラップ又は非ブートストラップ(ICは入力電源又はその他の電圧源で動作)のいずれかの構成で接続することができます。ブートストラップでない場合、このデバイスの出力電圧に制限はありません。この両方のICデバイスは超小型サイズの10ピン $\mu$ MAXパッケージで提供されています。

## 標準動作回路



## 特長

- ◆ 1.8Vのスタートアップ電圧(MAX669)
- ◆ 広い入力電圧範囲(1.8V ~ 28V)
- ◆ 超小型10ピン $\mu$ MAXパッケージ
- ◆ 電流モードPWM及びIdle Mode™動作
- ◆ 90%以上の変換効率
- ◆ 100kHz ~ 500kHzの可変の発振器及びSYNC入力
- ◆ 220 $\mu$ Aの消費電流
- ◆ ロジックレベルシャットダウン
- ◆ ソフトスタート

## アプリケーション

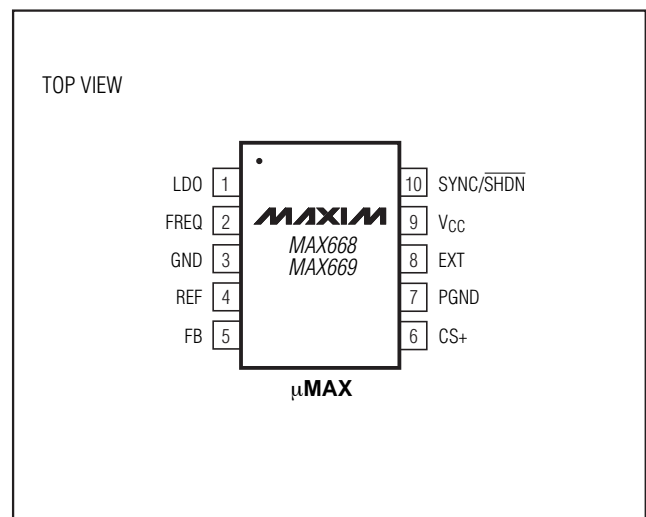
- 携帯電話
- 通信用ハードウェア
- LAN及びネットワークシステム
- POSシステム

## 型番

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX668EUB	-40°C to +85°C	10 $\mu$ MAX
MAX669EUB	-40°C to +85°C	10 $\mu$ MAX

Idle Modeはマキシム社の商標です。

## ピン配置



# 1.8V ~ 28V入力、 $\mu$ MAXパッケージ PWMステップアップコントローラ

MAX668/MAX669

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V <sub>CC</sub> to GND	-0.3V to +30V
PGND to GND	±0.3V
SYNC/SHDN to GND	-0.3V to +30V
EXT, REF to GND	-0.3V to (V <sub>LDO</sub> + 0.3V)
LDO, FREQ, FB, CS+ to GND	-0.3V to +6V
LDO Output Current	-1mA to +20mA
REF Output Current	-1mA to +1mA
LDO Short Circuit to GND	Momentary
REF Short Circuit to GND	Continuous

Continuous Power Dissipation (T <sub>A</sub> = +70°C)	
10-Pin $\mu$ MAX (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, 10sec)	+300°C

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V<sub>CC</sub> = LDO = +5V, R<sub>OSC</sub> = 200k $\Omega$ , T<sub>A</sub> = 0°C to +85°C, unless otherwise noted. Typical values are at T<sub>A</sub> = +25°C.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
<b>PWM CONTROLLER</b>						
Input Voltage Range, V <sub>CC</sub>	MAX668	3		28	V	
	MAX669	1.8		28		
Input Voltage Range with V <sub>CC</sub> Tied to LDO		2.7		5.5	V	
FB Threshold		1.225	1.250	1.275	V	
FB Threshold Load Regulation	Typically 0.013% per mV on CS+; V <sub>CS+</sub> range is 0 to 100mV for 0 to full load current.		0.013		%/mV	
FB Threshold Line Regulation	Typically 0.012% per % duty factor on EXT; EXT duty factor for a step-up is: 100% (1 - V <sub>IN</sub> /V <sub>OUT</sub> )		0.012		%/%	
FB Input Current	V <sub>FB</sub> = 1.30V		1	20	nA	
Current Limit Threshold		85	100	115	mV	
Idle Mode Current-Sense Threshold		5	15	25	mV	
CS+ Input Current	CS+ forced to GND		0.2	1	$\mu$ A	
V <sub>CC</sub> Supply Current (Note 1)	V <sub>FB</sub> = 1.30V, V <sub>CC</sub> = 3V to 28V		220	350	$\mu$ A	
Shutdown Supply Current (V <sub>CC</sub> )	SYNC/SHDN = GND, V <sub>CC</sub> = 28V		3.5	6	$\mu$ A	
<b>REFERENCE AND LDO REGULATORS</b>						
LDO Output Voltage	LDO load = $\infty$ to 400 $\Omega$	5V $\leq$ V <sub>CC</sub> $\leq$ 28V (includes LDO dropout)	4.50	5.00	5.50	V
		3V $\leq$ V <sub>CC</sub> $\leq$ 28V (includes LDO dropout)	2.65		5.50	
Undervoltage Lockout Threshold	Sensed at LDO, falling edge, hysteresis = 1%, MAX668 only	2.40	2.50	2.60	V	
REF Output Voltage	No load, C <sub>REF</sub> = 0.22 $\mu$ F	1.225	1.250	1.275	V	
REF Load Regulation	REF load = 0 to 50 $\mu$ A		-2	-10	mV	
REF Undervoltage Lockout Threshold	Rising edge, 1% hysteresis	1.0	1.1	1.2	V	
<b>OSCILLATOR</b>						
Oscillator Frequency	R <sub>OSC</sub> = 200k $\Omega$ $\pm$ 1%	225	250	275	kHz	
	R <sub>OSC</sub> = 100k $\Omega$ $\pm$ 1%	425	500	575		
	R <sub>OSC</sub> = 500k $\Omega$ $\pm$ 1%	85	100	115		

# 1.8V ~ 28V入力、 $\mu$ MAXパッケージ PWMステップアップコントローラ

MAX668/MAX669

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

( $V_{CC} = LDO = +5V$ ,  $R_{OSC} = 200k\Omega$ ,  $T_A = 0^\circ C$  to  $+85^\circ C$ , unless otherwise noted. Typical values are at  $T_A = +25^\circ C$ .)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Maximum Duty Cycle	$R_{OSC} = 200k\Omega \pm 1\%$	87	90	93	%
	$R_{OSC} = 100k\Omega \pm 1\%$	86	90	94	
	$R_{OSC} = 500k\Omega \pm 1\%$	86	90	94	
Minimum EXT Pulse Width			290		ns
Minimum SYNC Input-Pulse Duty Cycle			20	45	%
Minimum SYNC Input Low Pulse Width			50	200	ns
SYNC Input Rise/Fall Time	Not tested			200	ns
SYNC Input Frequency Range		100		500	kHz
SYNC/ $\overline{SHDN}$ Falling Edge to Shutdown Delay			70		$\mu s$
SYNC/ $\overline{SHDN}$ Input High Voltage	$3.0V < V_{CC} < 28V$	2.0			V
	$1.8V < V_{CC} < 3.0V$ (MAX669)	1.5			
SYNC/ $\overline{SHDN}$ Input Low Voltage	$3.0V < V_{CC} < 28V$			0.45	V
	$1.8V < V_{CC} < 3.0V$ (MAX669)			0.30	
SYNC/ $\overline{SHDN}$ Input Current	SYNC/ $\overline{SHDN} = 5V$		0.5	3.0	$\mu A$
	SYNC/ $\overline{SHDN} = 28V$		1.5	6.5	
EXT Sink/Source Current	EXT forced to 2V		1		A
EXT On-Resistance	EXT high or low		2	5	$\Omega$

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

( $V_{CC} = LDO = +5V$ ,  $R_{OSC} = 200k\Omega$ ,  $T_A = -40^\circ C$  to  $+85^\circ C$ , unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	MAX	UNITS	
<b>PWM CONTROLLER</b>					
Input Voltage Range, $V_{CC}$	MAX668	3	28	V	
	MAX669	1.8	28		
Input Voltage Range with $V_{CC}$ Tied to LDO		2.7	5.5	V	
FB Threshold		1.22	1.28	V	
FB Input Current	$V_{FB} = 1.30V$		20	nA	
Current-Limit Threshold		85	115	mV	
Idle Mode Current-Sense Threshold		3	27	mV	
CS+ Input Current	CS+ forced to GND		1	$\mu A$	
$V_{CC}$ Supply Current (Note 1)	$V_{FB} = 1.30V$ , $V_{CC} = 3V$ to $28V$		350	$\mu A$	
Shutdown Supply Current ( $V_{CC}$ )	SYNC/ $\overline{SHDN} = GND$ , $V_{CC} = 28V$		6	$\mu A$	
<b>REFERENCE AND LDO REGULATORS</b>					
LDO Output Voltage	LDO load = $\infty$ to $400\Omega$	$5V \leq V_{CC} \leq 28V$ (includes LDO dropout)	4.50	5.50	V
		$3V \leq V_{CC} \leq 28V$ (includes LDO dropout)	2.65	5.50	
LDO Undervoltage Lockout Threshold	Sensed at LDO, falling edge, hysteresis = 1%, MAX669 only	2.40	2.60	V	

# 1.8V ~ 28V入力、 $\mu$ MAXパッケージ PWMステップアップコントローラ

MAX668/MAX669

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

( $V_{CC} = LDO = +5V$ ,  $R_{OSC} = 200k\Omega$ ,  $T_A = -40^\circ C$  to  $+85^\circ C$ , unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	MAX	UNITS
REF Output Voltage	No load, $C_{REF} = 0.22\mu F$	1.22	1.28	V
REF Load Regulation	REF load = 0 to 50 $\mu$ A		-10	mV
REF Undervoltage Lockout Threshold	Rising edge, 1% hysteresis	1.0	1.2	V
<b>OSCILLATOR</b>				
Oscillator Frequency	$R_{OSC} = 200k\Omega \pm 1\%$	222	278	kHz
	$R_{OSC} = 100k\Omega \pm 1\%$	425	575	
	$R_{OSC} = 500k\Omega \pm 1\%$	85	115	
Maximum Duty Cycle	$R_{OSC} = 200k\Omega \pm 1\%$	87	93	%
	$R_{OSC} = 100k\Omega \pm 1\%$	86	94	
	$R_{OSC} = 500k\Omega \pm 1\%$	86	94	
Minimum SYNC Input-Pulse Duty Cycle			45	%
Minimum SYNC Input Low Pulse Width			200	ns
SYNC Input Rise/Fall Time	Not tested		200	ns
SYNC Input Frequency Range		100	500	kHz
SYNC/ $\overline{SHDN}$ Input High Voltage	$3.0V < V_{CC} < 28V$	2.0		V
	$1.8V < V_{CC} < 3.0V$ (MAX669)	1.5		
SYNC/ $\overline{SHDN}$ Input Low Voltage	$3.0V < V_{CC} < 28V$		0.45	V
	$1.8V < V_{CC} < 3.0V$ (MAX669)		0.30	
SYNC/ $\overline{SHDN}$ Input Current	SYNC/ $\overline{SHDN}$ = 5V		3.0	$\mu$ A
	SYNC/ $\overline{SHDN}$ = 28V		6.5	
EXT On-Resistance	EXT high or low		5	$\Omega$

**Note 1:** This is the  $V_{CC}$  current consumed when active but not switching. Does not include gate-drive current.

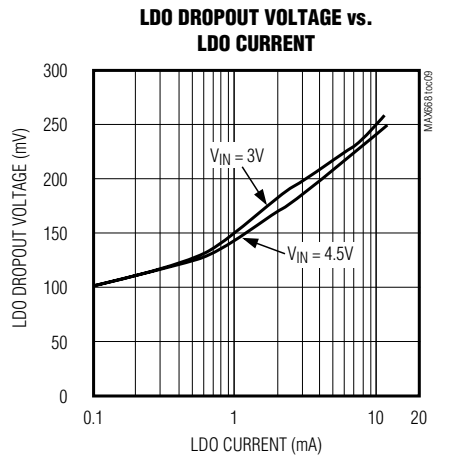
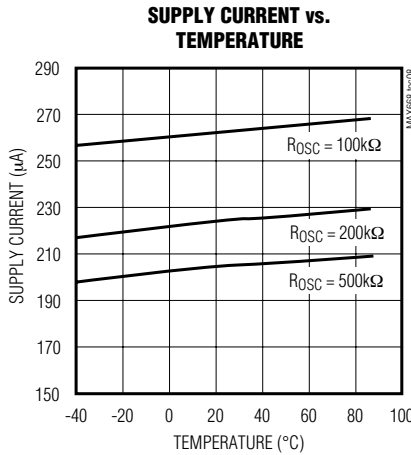
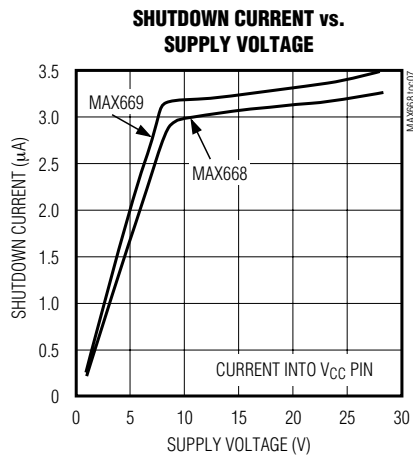
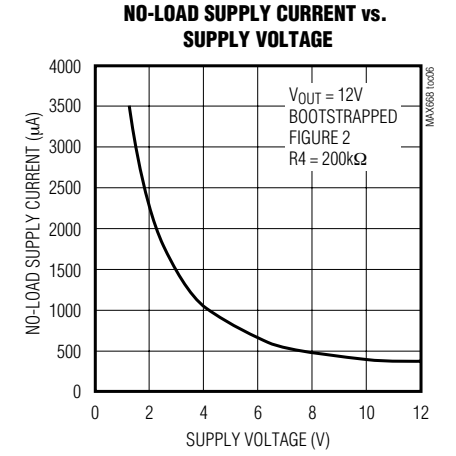
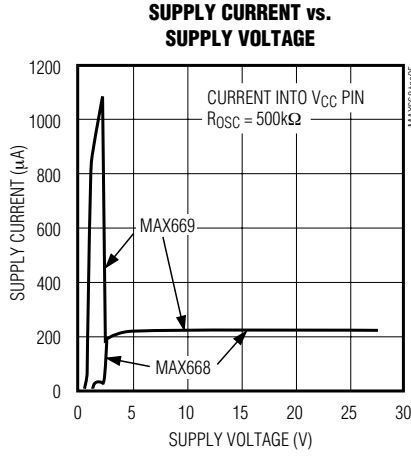
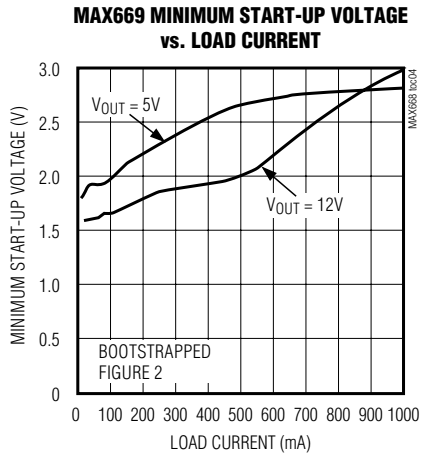
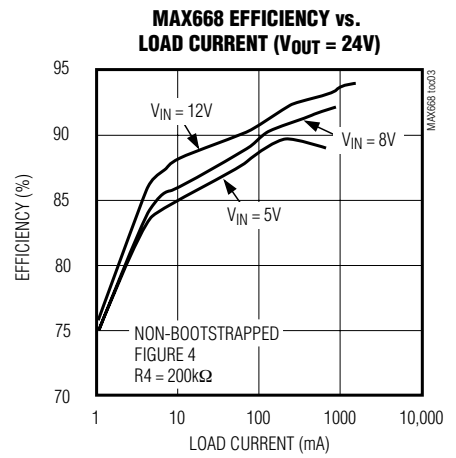
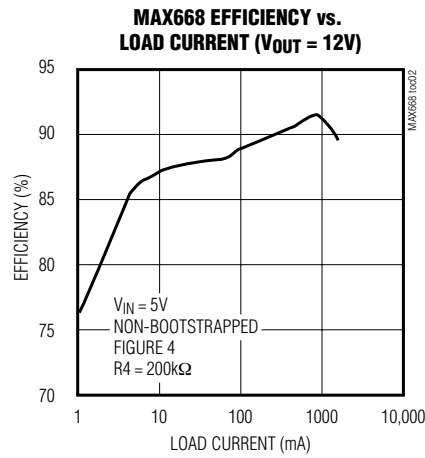
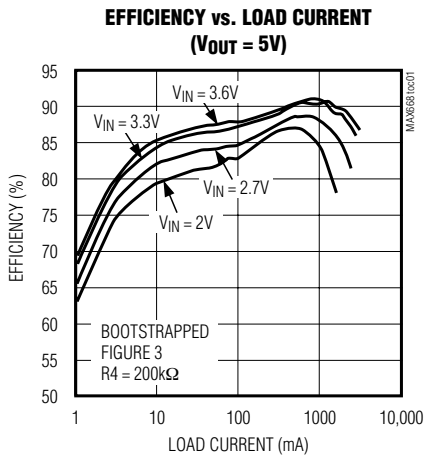
**Note 2:** Limits at  $T_A = -40^\circ C$  are guaranteed by design.

# 1.8V ~ +28V入力、 $\mu$ MAXパッケージ PWMステップアップコントローラ

MAX668/MAX669

## 標準動作特性

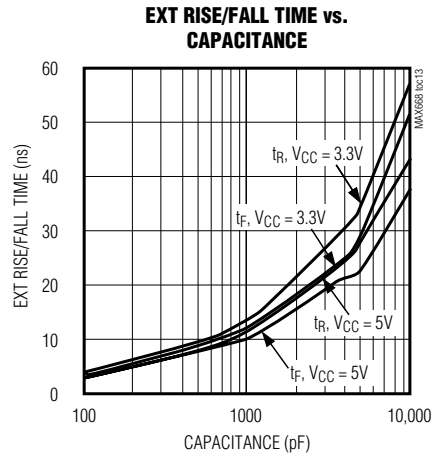
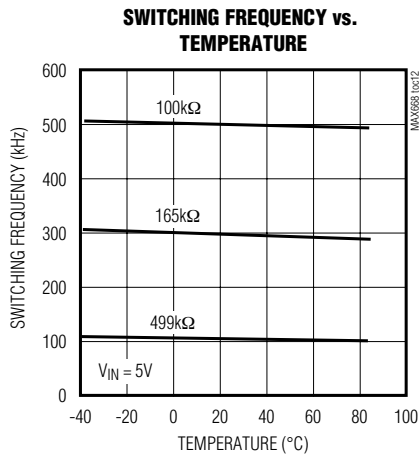
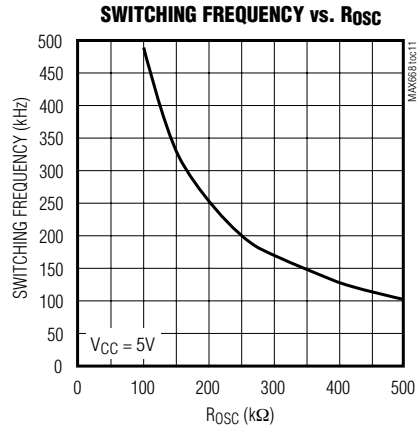
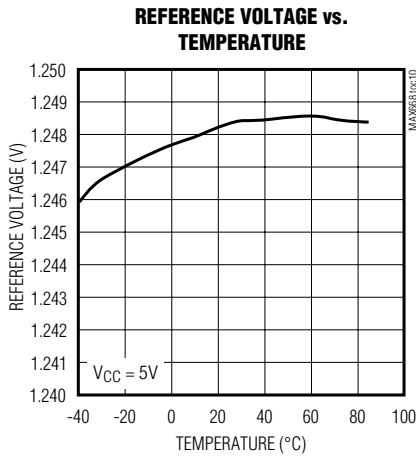
(Circuits of Figures 2, 3, 4, and 5;  $T_A = +25^\circ\text{C}$ ; unless otherwise noted.)



# 1.8V ~ +28V入力、 $\mu$ MAXパッケージ PWMステップアップコントローラ

## 標準動作特性(続き)

(Circuits of Figures 2, 3, 4, and 5;  $T_A = +25^\circ\text{C}$ ; unless otherwise noted.)

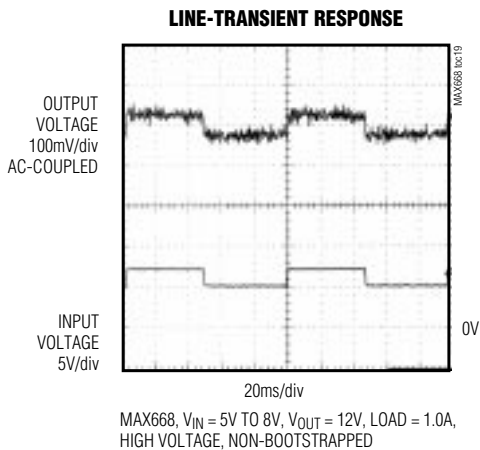
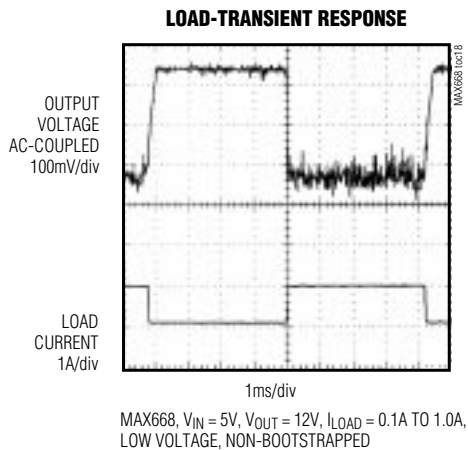
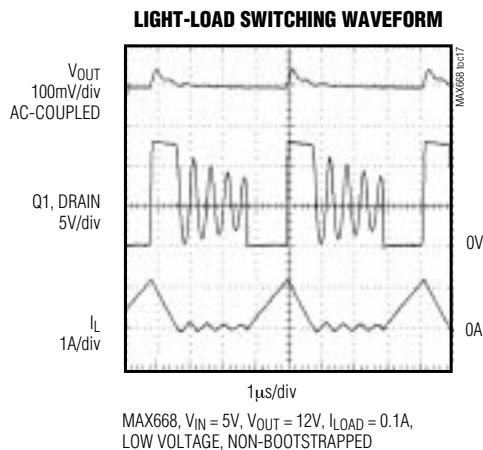
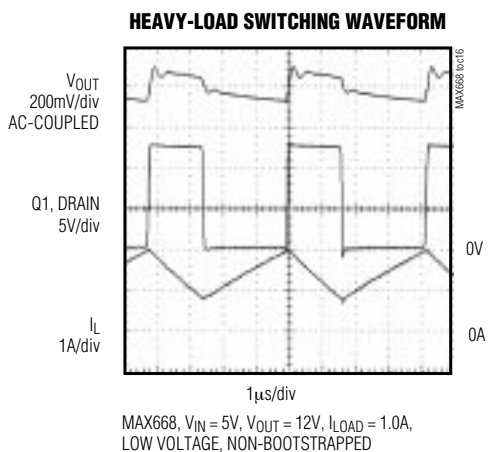
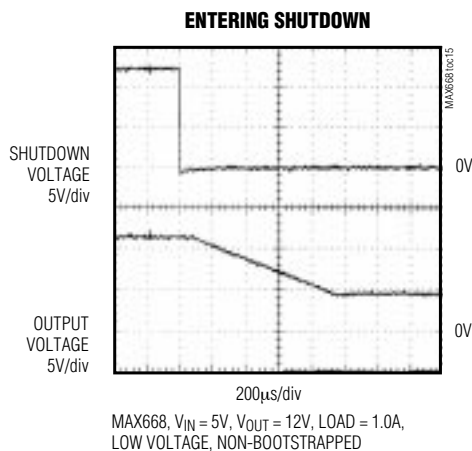
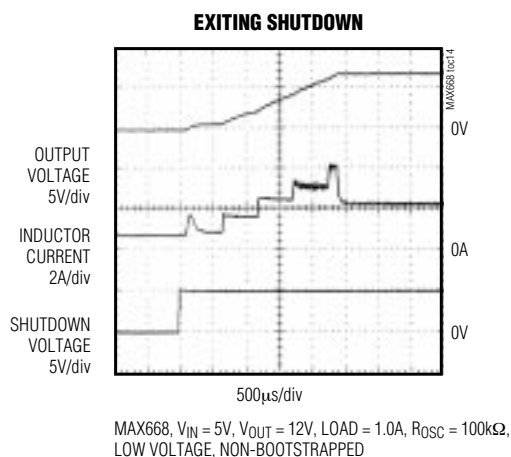


# 1.8V ~ +28V入力、 $\mu$ MAXパッケージ PWMステップアップコントローラ

MAX668/MAX669

## 標準動作特性(続き)

(Circuits of Figures 2, 3, 4, and 5;  $T_A = +25^\circ\text{C}$ ; unless otherwise noted.)



# 1.8V~28V入力、 $\mu$ MAXパッケージ PWMステップアップコントローラ

## 端子説明

端子	名称	機能
1	LDO	5Vの内蔵レギュレータ出力。このレギュレータは、EXTゲートドライバを含む全ての内部回路に電源を供給します。LDOはGNDと1 $\mu$ F以上のセラミックコンデンサでバイパスしてください。
2	FREQ	発振器周波数設定入力。FREQとGNDの間の抵抗により、発振器を100kHz( $R_{OSC}=500k$ )から500kHz( $R_{OSC}=100k$ )の範囲で設定します。 $f_{OSC}=5 \times 10^{10}/R_{OSC}$ です。SYNC/SHDNピンに外部クロックを使用する場合にも、 $R_{OSC}$ が必要です(「SYNC/SHDN及びFREQ入力」のセクションを参照)。
3	GND	アナロググランド
4	REF	1.25Vのリファレンス出力。REFは50 $\mu$ Aの電流をソースすることが可能です。0.22 $\mu$ 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。
5	FB	フィードバック入力。FBスレッシュホールドは1.25Vです。
6	CS+	正の電流検出入力。CS+とPGND間に電流検出抵抗 $R_{CD}$ を接続してください。
7	PGND	EXTゲートドライバ用の電源グランド及び負の電流検出入力
8	EXT	外部MOSFETゲートドライバ出力。EXTはLDOからPGNDまでスイングします。
9	V <sub>CC</sub>	内蔵のLDOレギュレータに供給する入力電源。V <sub>CC</sub> は28Vまでの電圧入力を受け付けます。0.1 $\mu$ 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。
10	SYNC/ SHDN	シャットダウン制御及び同期入力。3つの動作モードがあります。 <ul style="list-style-type: none"> <li>SYNC/SHDNロー：DC-DCコンバータがオフ。</li> <li>SYNC/SHDNハイ：FREQの<math>R_{OSC}</math>によって設定された発振器周波数でDC-DCコンバータがオン。</li> <li>SYNC/SHDNにクロック入力：SYNCクロック入力で設定された動作周波数でDC-DCコンバータがオン。入力クロックの上上がりエッジでDC-DC変換サイクルが開始されます。</li> </ul>

## 詳細

MAX668/MAX669電流モードPWMコントローラはブースト、SEPIC、フライバック及び絶縁出力を含む幅広いDC-DC変換アプリケーションで動作します。PWM動作、及び軽負荷時に動作電流を最小限に抑えるマキシム社独自のIdle Mode制御の採用によって、幅広い負荷範囲にわたって最適な変換効率が維持されます。その他の特長としてシャットダウン動作、可変の内部動作周波数又は外部クロック同期入力、ソフトスタート、調整可能な電流制限、そして広い入力電圧範囲(1.8V 28V)が挙げられます。

### MAX668とMAX669の相違点

MAX668とMAX669の相違点は、ブートストラップ又は非ブートストラップ回路で使用するか否かに関するものです(表1)。MAX668は3Vの低い入力電圧で動作し、ブートストラップ又は非ブートストラップ(ICは入力電源又はその他の電圧源で動作)のいずれかの構成で接続することが可能です。ブートストラップでない場合、MAX668の出力電圧に制限は全くありません。ブートストラップ動作に設定すると、出力は28Vを超えてはなりません。

MAX669は低入力電圧(最低1.8Vまで)動作用に最適化されており、出力電圧が28V以下でブートストラップ動作(ICはV<sub>OUT</sub>からの電源で動作)が必要です。MAX669

は低電圧ロックアウトの機能はありませんが、LDOが2.5V以下のときは、EXTをオープンループで50%デューティスタートアップ発振器でドライブするため、ブートストラップの構成が必要です。このデバイスはLDO出力が2.5Vよりも高くなった場合だけオープンループ動作に切り換ります。MAX669を非ブートストラップ接続で使用し、V<sub>CC</sub>(入力電圧)が2.7Vよりも低い電圧に維持されると、出力電圧が上昇してレギュレーションポイントを超えてしまいます。表2に各バイアスの選択で適切なデバイスを推奨します。

表1. MAX668/MAX669の比較

特長	MAX668	MAX669
V <sub>CC</sub> 入力範囲	3V 28V	1.8V 28V
動作	ブートストラップ又は非ブートストラップ動作。V <sub>CC</sub> を入力、出力又はロジック電源などのその他の電圧源に接続することが可能です。	ブートストラップ動作が必要(V <sub>CC</sub> を昇圧出力電圧V <sub>OUT</sub> に接続することが必要)。
低電圧ロックアウト	LDO出力が2.5Vよりも低くなると、ICはスイッチング動作を停止します。	x
ソフトスタート		LDO出力が2.5Vよりも高い時



# 1.8V~28V入力、 $\mu$ MAXパッケージ PWMステップアップコントローラ

## PWMコントローラ

MAX668/MAX669電流モードPWMコントローラの中心となる回路は出力エラー信号、電流検出信号及びスロープ補償ランプを同時に処理するBiCMOSのマルチ入力コンパレータです(図1)。メインのPWMコンパレータは直接加算構成になっており、従来のエラーアンプ及びこれに関連する位相シフトが排除されています。直接加算構成ではフィードバック経路に従来のエラーアンプがないため、各サイクル毎に出力電圧を制御する理想的な動作方式が実行されます。

このコントローラはPWMモード時に固定周波数の電流モード動作を行い、そのデューティ比は入力/出力電圧比によって設定されます(ブースト構成でのデューティ比= $(V_{OUT}-V_{IN})/V_{IN}$ )。電流モードフィードバックループは、出力エラー信号の関数としてピークインダクタ電流を安定化します。

このコントローラは軽負荷時にIdle Modeになります。Idle Modeの間中は、スイッチングパルスは負荷に供給が必要なときだけ供給され、最良の軽負荷効率に得られるように動作電流が最小になります。最小電流コンパレータスレッシュホールドは15mV、つまり100mVの全負荷値( $I_{MAX}$ )の15%です。コントローラを外部クロックに同期している場合には、非常に軽い負荷のときだけに限りコントローラはIdle Modeになります。

## ブートストラップ/非ブートストラップ動作

### 低ドロップアウト電圧レギュレータ(LDO)

ブートストラップ及び非ブートストラップ動作を含むいくつかのICバイアスの選択は、内蔵の低ドロップアウト5Vレギュレータの動作によって可能になります。このレギュレータの電源は $V_{CC}$ ピンを通して入力され、その出力はLDOピンから供給されます。EXTを含むMAX668/MAX669の全ての回路は、LDOによって内部で電源供給されます。 $V_{CC}$ とLDO間の標準ドロップアウト電圧は200mV(12mA時の最大値300mV)です。従って、 $V_{CC}$ が5.2Vよりも低くなると、LDOの標準値は $V_{CC}-200mV$ になります。LDOがドロップアウト電圧のときに、MAX668/MAX669は+3Vの低い $V_{CC}$ でその動作を維持しますが(LDOが2.7Vよりも高い場合に限る)、EXTにおけるFET駆動の振幅レベルが小さくなります。 $V_{CC}$ 入力電圧の最大値は28Vです。

LDOはICの電源供給、EXTを通して外付FETのゲートチャージの供給及び小さな外部負荷の電源供給に対して、12mAまで供給できます。高いスイッチング周波数で特に大きなFETを駆動するときには、外部負荷用に供給できるLDO電流は僅かであるか、又は全く供給できない場合があります。例えば500kHzのスイッチング周波数の時、ゲートチャージが20nCの大きなFETには20nC x 500kHz、即ち10mAのLDO電流が必要になります。

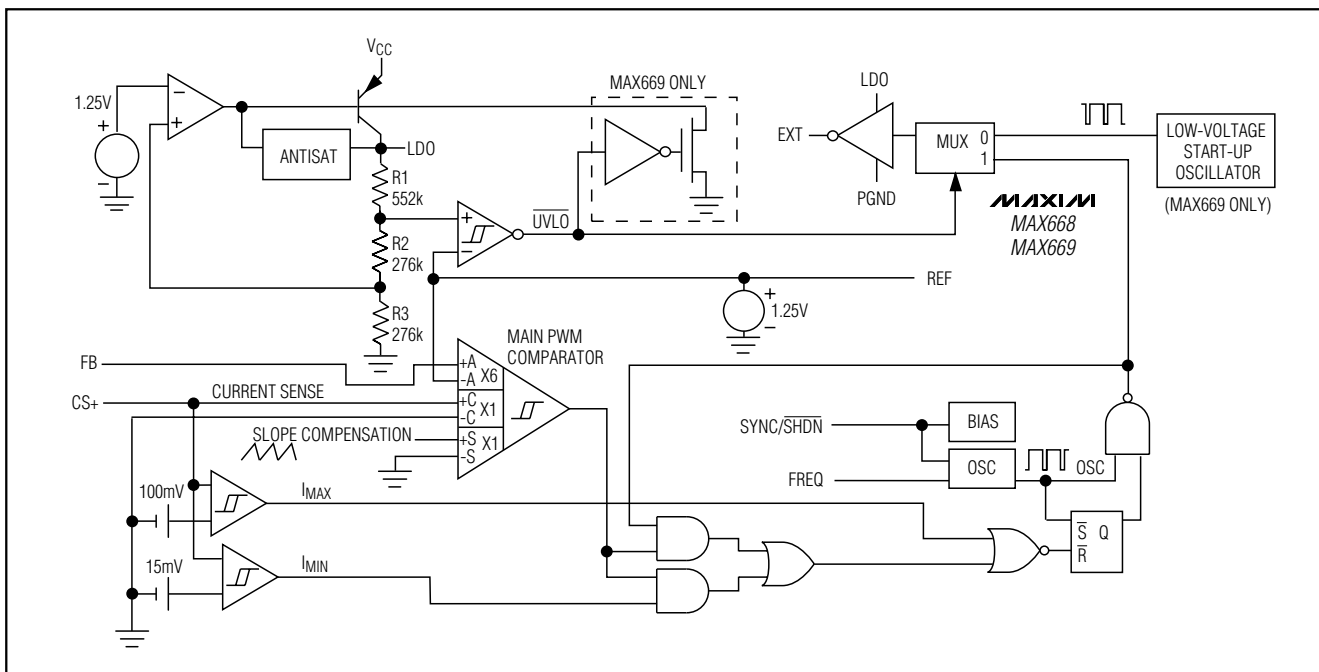


図1. MAX668/MAX669のファンクションダイアグラム

# 1.8V~28V入力、 $\mu$ MAXパッケージ PWMステップアップコントローラ

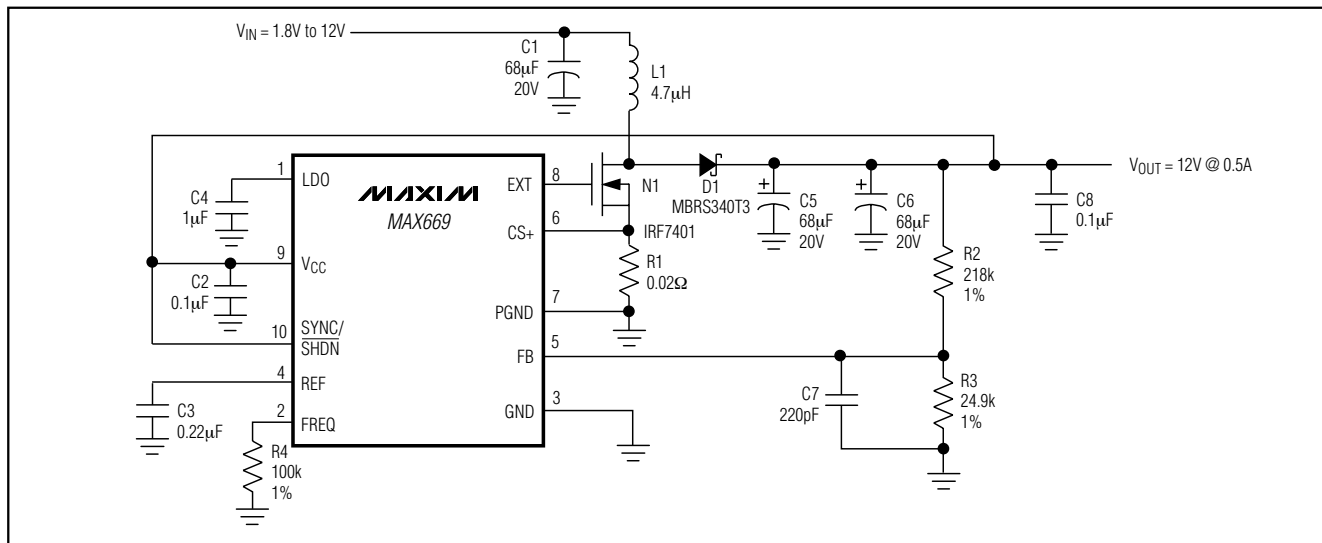


図2. MAX669の高電圧ブートストラップ構成

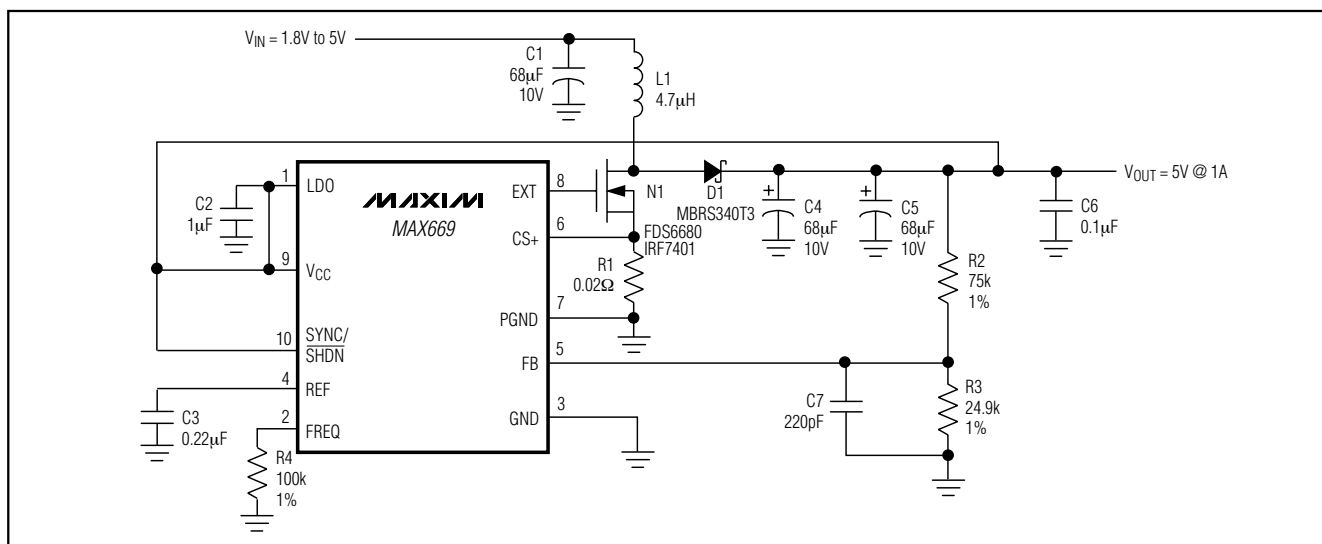


図3. MAX669の低電圧ブートストラップ構成

$V_{CC}$ とLDOにより異なる入力及び出力電圧範囲に対して変換効率、回路消費電流及び全負荷スタートアップ動作特性が最適になるように、各種のバイアス接続を可能としています。これらの接続を図2、3、4及び5に示します。この各接続の特性の概要を表1に記載しています。

## ブートストラップ動作

ブートストラップ動作では、ICは回路出力( $V_{OUT}$ )から電源の供給を受けます。これにより、入力電圧が低いときに変換効率が改善されます。その理由は、低電圧入力から供給される場合よりも高いゲート電圧でEXTがFETを駆動するためです。より高いゲート電圧では、FETのオン抵抗が小さくなり、変換効率が高くなります。ブートストラップ動作のその他の(望ましくない)

特性として、ICの動作電力が増加すること(より高い動作電圧のため)、そして低入力電圧時に高い負荷電流でスタートアップする能力が減少することです。入力電圧範囲が2.7V以下まで拡張する場合は、MAX669を使用したブートストラップ動作だけが唯一の選択になります。

図2のように $V_{CC}$ を $V_{OUT}$ に接続した場合、EXTの電圧スイングは $V_{CC}$ が5.2V以上のときに5V、そして $V_{CC}$ が5.2V以下のときに $V_{CC} - 0.2V$ になります。出力電圧が5.5Vを超えなければ、 $V_{CC}$ をLDOに接続し内蔵レギュレータをディセーブルすることができます(図3)。これによりLDOのフォワード電圧降下が無くなり、外部FETに最大限のゲート駆動電圧が供給されます。

# 1.8V~28V入力、 $\mu$ MAXパッケージ PWMステップアップコントローラ

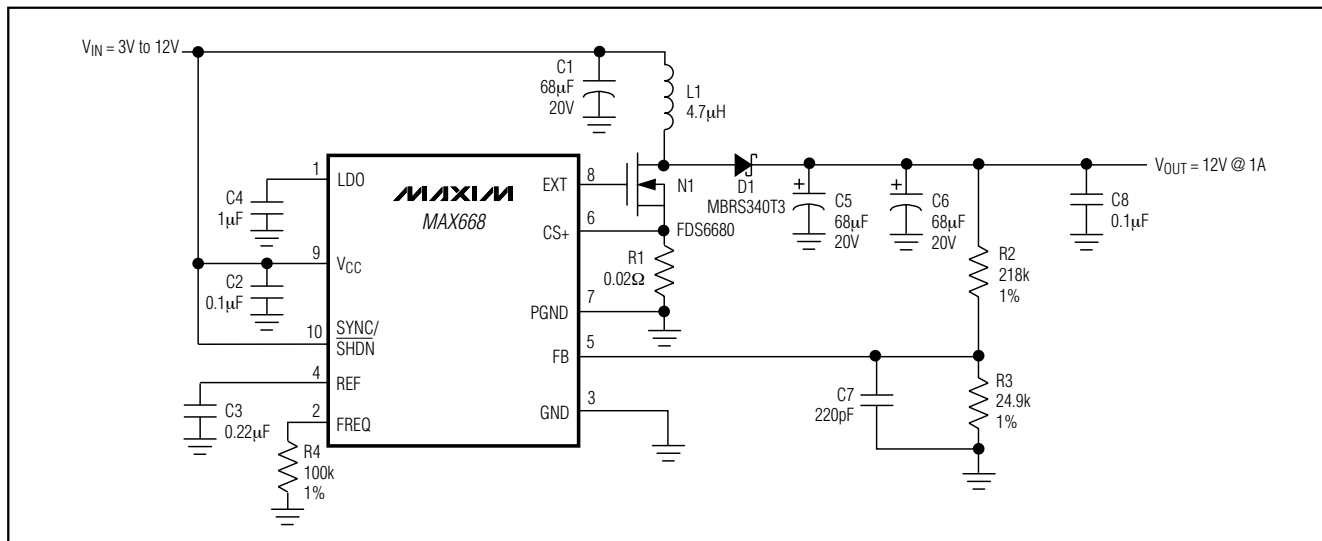


図4. MAX668の高電圧非ブートストラップ構成

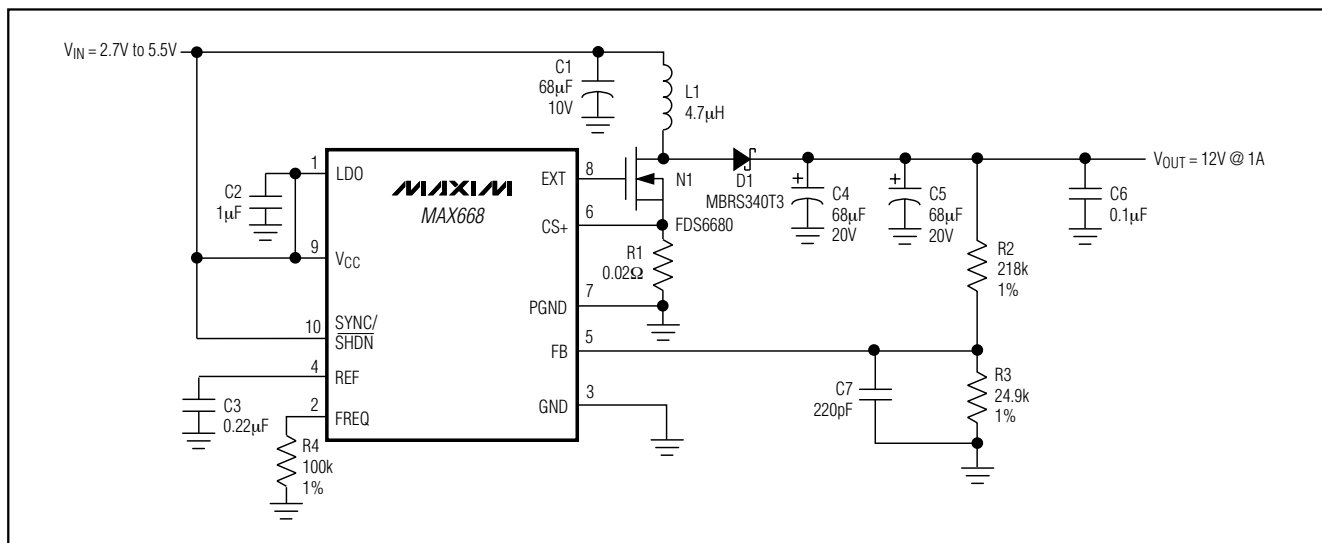


図5. MAX668の低電圧非ブートストラップ構成

## 非ブートストラップ動作

非ブートストラップ動作では、ICは入力電圧( $V_{IN}$ )又はロジック電源などの別の電圧源から電源の供給を受けます。入力電圧が5Vよりも高いときには、非ブートストラップ動作(図4)を推奨します(しかし、必須ではありません)。その理由は、この入力電圧範囲においてEXTの振幅(LDOによって5Vに制限されている)がブートストラップ動作の場合よりも高くなることのないからです。出力電圧が28Vを超える場合、この電圧レベルは $V_{CC}$ に安全に接続する上で高過ぎるので、非ブート

ストラップ動作が必要である点に注意してください。非ブートストラップ動作に使用できるデバイスはMAX668だけである点にも留意してください。

入力電圧が+5.5Vを超えなければ、 $V_{CC}$ をLDOに接続し、内蔵のレギュレータをディセーブルすることが可能です(図5)。これによりレギュレータのフォワード電圧降下が無くなり、外部FETに最大のゲート駆動電圧が供給されて、オン抵抗が最小になります。レギュレータをディセーブルすると、非ブートストラップ時の最小入力電圧も3Vから2.7Vに下がります。

# 1.8V~28V入力、 $\mu$ MAXパッケージ PWMステップアップコントローラ

表2. ブートストラップ及び非ブートストラップ構成

構成	参照図	使用デバイス	入力電圧範囲* (V)	出力電圧範囲 (V)	備考
高電圧、ブートストラップ	図2	MAX669	1.8 ~ 28	3V ~ 28	$V_{CC}$ を $V_{OUT}$ に接続。低電圧(入力<3V)から高電圧(出力>5.5V)をブーストする回路に最大の外部FETゲート駆動電圧が供給されます。 $V_{OUT}$ は28Vを超えることができません。
低電圧、ブートストラップ	図3	MAX669	1.8 ~ 5.5	2.7 ~ 5.5	$V_{OUT}$ を $V_{CC}$ 及びLDOに接続。低電圧の設計回路に可能な限り最大の外部FETゲート駆動電圧が供給されますが、 $V_{OUT}$ は5.5V以下に制限されます。
高電圧、非ブートストラップ	図4	MAX668	3 ~ 28	$V_{IN} \sim \infty$	$V_{IN}$ を $V_{CC}$ に接続。最も広い入力及び出力電圧範囲が確保されますが、5V以下の $V_{IN}$ では、外部FETゲート駆動が小さくなります。
低電圧、非ブートストラップ	図5	MAX668	2.7 ~ 5.5	$V_{IN} \sim \infty$	$V_{IN}$ を $V_{CC}$ 及びLDOに接続。ロジック電源(入力3V 5.5V)から高電圧(出力>5.5V)にブーストする回路に供給されるFETゲート駆動振幅= $V_{IN}$ 。IC電流はLDOレギュレータを通過しないので、ICの動作電源は図4に示す場合よりも小さくなります。
別個のIC電源、非ブートストラップ	なし	MAX668	制限なし	$V_{IN} \sim \infty$	別個に用意したIC用電源( $V_{BIAS}$ )に $V_{CC}$ 及びLDOを接続。FETゲート駆動振幅= $V_{BIAS}$ 。入力電圧源( $V_{IN}$ )と出力電圧範囲( $V_{OUT}$ )には制限がありませんが、 $V_{OUT}$ は $V_{IN}$ 以上でなければなりません。

\* 標準のステップアップDC-DC回路(図2、3、4及び5に示すような回路)では、 $V_{IN}$ が $V_{OUT}$ よりも高い場合、レギュレーションを維持することができません。SEPIC回路及びトランスを使用した回路には、このような制限が全くありません。

表2に示す構成方法に加えて、回路の構成を選択する際には、以下に記載するガイドラインを役立てることができます。

- $V_{IN}$ が常に2.7Vよりも低い場合には、 $V_{CC}$ は必ず $V_{OUT}$ にブートストラップし、MAX669を使用しなければなりません。 $V_{OUT}$ が5.5Vを超えることが全くなければ、LDOを $V_{CC}$ 及び $V_{OUT}$ に短絡してLDOレギュレータのドロップアウト電圧を無くすことができます。
- $V_{IN}$ が3.0Vよりも高ければ、 $V_{OUT}$ からではなく $V_{IN}$ から $V_{CC}$ に電源を入力することが可能です(非ブートストラップ)。これにより、特に $V_{OUT}$ が大きいときに消費電力を節約できます。 $V_{IN}$ が5.5Vを超えることが全くなければ、LDOを $V_{CC}$ 及び $V_{IN}$ に短絡してLDOレギュレータのドロップアウト電圧を無くすことができます。
- $V_{IN}$ が3Vから4.5Vまでの範囲内(即ち、1セルのリチウムイオン又は3セルのNiMHバッテリー電圧範囲)であれば、常に必要ではありませんが $V_{OUT}$ から $V_{CC}$ をブートストラップします。これによりゲート駆動能力が大きくなるので、(FETの抵抗値が小さくなる)消費電力が大きくなりますが、全体の交換効率は高くなります。
- $V_{IN}$ が4.5Vよりも常に高い場合には、 $V_{CC}$ を $V_{IN}$ に接続してください。その理由は、 $V_{OUT}$ からブートストラップしてもEXTからのゲート駆動出力は小さくならず、しかも消費電力が増加するからです。

# 1.8V~28V入力、μMAXパッケージ PWMステップアップコントローラ

## SYNC/ $\overline{\text{SHDN}}$ 及びFREQ入力

SYNC/ $\overline{\text{SHDN}}$ ピンは、外部クロック同期(必要な場合)とシャットダウン制御の2つの機能を備えています。SYNC/ $\overline{\text{SHDN}}$ 入力がローになると、全てのIC機能がシャットダウンされます。SYNC/ $\overline{\text{SHDN}}$ 入力がロジックハイになると、FREQとGND間に接続された $R_{\text{OSC}}$ によって設定された周波数での動作が選択されます。 $f_{\text{OSC}}$ と $R_{\text{OSC}}$ の関係は、下記の数式で表わされます。

$$R_{\text{OSC}} = 5 \times 10^{10} / f_{\text{OSC}}$$

従って、例えば500kHzの動作周波数は $R_{\text{OSC}}=100\text{k}$ で設定されます。

SYNC/ $\overline{\text{SHDN}}$ 入力の立上がりクロックエッジは、同期入力として解釈されます。SYNC/ $\overline{\text{SHDN}}$ 入力がハイの間に同期信号が失われると、最後の変換サイクルの終了時に内部発振器が動作を引き継いで、周波数は $R_{\text{OSC}}$ によって設定された動作周波数に戻ります。SYNC/ $\overline{\text{SHDN}}$ 入力がローの間に同期信号が失われると、ICは70 $\mu\text{s}$ の経過後にシャットダウン状態に入ります。これにより、間欠的な同期信号でも出力レギュレーションが維持されます。外部同期信号を使用する場合は、非常に軽い負荷だけIdle Modeが発生するように、15mAの電流センススレッシュホールドでのIdle Modeの切換えはディセーブルされます。更に下記の数式に基づいて、SYNCクロック周波数よりも15%低い周波数になるように、 $R_{\text{OSC}}$ を設定してください。

$$R_{\text{OSC}}(\text{SYNC}) = 5 \times 10^{10} / (0.85 \times f_{\text{SYNC}})$$

## ソフトスタート

MAX668/MAX669は、プリセットされ外部コンデンサが不要な「デジタル」ソフトスタート機能を特長としています。スタートアップ時、ピークインダクタ電流 $R_{\text{CS}}$ で設定された値の1/5から最大電流制限値まで $f_{\text{OSC}}$ 又は $f_{\text{SYNC}}$ の1024サイクル間、5段階で増加します。例えば200kHzの $f_{\text{OSC}}$ の場合、ソフトスタートシーケンスが完全に終了するまでに5msかかります。「標準動作特性」のセクションにソフトスタート動作の特性図を掲載していますので、参照してください。次に説明する条件のときに、ソフトスタート機能が実行されます。つまり、1) ICに電源が初めて投入される時、2) 電源が既に加えられているときにシャットダウン動作モードを終了するとき、そして3) 低電圧ロックアウト機能を終了するときです。MAX669のソフトスタートシーケンスは、LDO出力が2.5Vに達するまで開始されません。

## 設計手順

MAX668/MAX669はステップアップ、SEPIC(シングルエンド1次インダクタンスコンバータ)及びフライバックを含む数多くのDC-DCコンバータ構成で動作すること

が可能です。回路設計に関する下記の説明はステップアップ構成だけに限定されていますが、「アプリケーション回路」の項にSEPIC及びフライバック構成の例を記載しています。

## 動作周波数の設定

MAX668/MAX669を100kHzから500kHzまでの周波数範囲内で動作するように設定することができます。以下に説明する各種要因を考慮した上で、動作周波数を選択してください。

- 1) ノイズを考慮する場合、特にRFアプリケーションでは、 $f_{\text{OSC}}$ をある周波数又は周波数帯域幅よりも高く又は低く設定(あるいは同期化)することが必要な場合があります。
- 2) 周波数を高くすると、より小さな値(つまり、より小型サイズ)のインダクタとコンデンサを使用することができます。
- 3) 周波数を高くすると、IC動作及び外部FETゲートの充電/放電のためにより多くの動作電力が消費されます。これにより、軽負荷時に変換効率が劣化する傾向がありますが、MAX668/MAX669はIdle Modeの特長により、軽負荷時の変換効率が大幅に向上しています。
- 4) 周波数を高くすると、FETにおける遷移損失が大きくなることにより全体の變換効率が劣化する可能性があります。しかし、小型サイズのインダクタとコンデンサを使用できるという利点によって抵抗値の低い部品を使用することが可能なので、場合によってはこの欠点を相殺することができます。

発振器周波数は、FREQとGNDの各ピン間に接続する1本の抵抗 $R_{\text{OSC}}$ によって設定します。デバイスを外部同期するか否かに関係なく $R_{\text{OSC}}$ を接続しなければなりません。それぞれの場合の $R_{\text{OSC}}$ 値を計算する数式を以下に示します。

$$R_{\text{OSC}} = 5 \times 10^{10} / f_{\text{OSC}}$$

外部クロックを使用しない場合

$$R_{\text{OSC}}(\text{SYNC}) = 5 \times 10^{10} / (0.85 \times f_{\text{SYNC}})$$

外部クロック $f_{\text{SYNC}}$ を使用する場合

## 出力電圧の設定

出力電圧は、2個の外部抵抗( $R_2$ 及び $R_3$ 、図2、3、4及び5)によって設定します。最初に、 $R_3$ の値を10kから1Mの範囲内で選択します。その後で、下記の数式から $R_2$ の値を求めます。

$$R_2 = R_3 [(V_{\text{OUT}} / V_{\text{REF}}) - 1]$$

ここで、 $V_{\text{REF}}$ は1.25Vです。

# 1.8V~28V入力、μMAXパッケージ PWMステップアップコントローラ

## インダクタンス値の決定

ほとんどのMAX668/MAX669のブースト設計回路では、インダクタの値( $L_{IDEAL}$ )は下記の式から算出できます。この式によりMAX668/MAX669の内部設定スロープ補償に基づいて安定に動作させる最適値が得られます。

$$L_{IDEAL} = V_{OUT} / (4 \times I_{OUT} \times f_{OSC})$$

算出した $L_{IDEAL}$ がぴったりした値ではない場合、MAX668/MAX669はインダクタの選択にかなりの自由度が許容できます。 $L_{IDEAL}$ が標準のインダクタンス値(10μH、22μHなど)ではない場合、あるいは必要なサイズで適切な抵抗値及び飽和電流定格値を備えたインダクタを確保する上で $L_{IDEAL}$ が極端に大きい値である場合がこれに相当します。 $L_{IDEAL}$ よりも小さなインダクタンス値を使用しても安定性に悪影響はありませんが、Lを小さくすることによってピークトゥピークのインダクタ電流( $I_{LPP}$ )が増加します。その結果として、ある特定の出力電力に必要な $I_{LPK}$ が大きくなると同時に、一定の出力リップルを維持するために更に大きな出力容量が必要になります。 $L_{IDEAL}$ よりも大きなインダクタンス値を使用することも可能ですが、その際には $L_{IDEAL}$ に対するLの増加比率だけ出力フィルタコンデンサの容量を大きくしなければなりません。出力フィルタの値の決定に関する詳細については、「コンデンサの選択」のセクションを参照してください。

MAX668/MAX669のスイッチング周波数は高いので、フェライトコア又はこれと同等品のインダクタの使用を推奨します。鉄粉のコアは、周波数が50kHzを超えるとその損失が高くなるので推奨しません。

## ピークインダクタ電流の決定

特定の出力に必要なピークインダクタ電流は、下記の数式から求めます。

$$I_{LPEAK} = I_{LDC} + (I_{LPP} / 2)$$

ここで、 $I_{LDC}$ は平均DC入力電流、そして $I_{LPP}$ はインダクタのピークトゥピークリップル電流です。 $I_{LDC}$ と $I_{LPP}$ の各項はそれぞれ下記の数式に従って求めます。

$$I_{LDC} = \frac{I_{OUT} (V_{OUT} + V_D)}{(V_{IN} - V_{SW})}$$

ここで、 $V_D$ はショットキ整流ダイオード(D1)の順方向電圧降下、そして $V_{SW}$ はオン時の外部FETの電圧降下です。

$$I_{LPP} = \frac{(V_{IN} - V_{SW}) (V_{OUT} + V_D - V_{IN})}{L \times f_{OSC} (V_{OUT} + V_D)}$$

ここで、Lはインダクタの値です。選択したインダクタの飽和定格が $I_{LPEAK}$ の計算値と同じか、又はこれよりも高いことが必要ですが、殆どのコイルタイプはその飽和定格の20%までは越えても問題無く動作させることが

できます。この飽和の基準に加えて、インダクタは可能な限り低い直列抵抗値であることが必要です。連続インダクタ電流の場合、インダクタ抵抗値のパワー損失 $P_{LR}$ の概算値は、下記の数式から求められます。

$$P_{LR} \approx (I_{OUT} \times V_{OUT} / V_{IN})^2 \times R_L$$

ここで、 $R_L$ はインダクタの直列抵抗値です。

ピークインダクタ電流の選択が完了すれば、下記の数式から電流センス抵抗( $R_{CS}$ )の値を求めます。

$$R_{CS} = 85\text{mV} / I_{LPEAK}$$

ピークインダクタ電流が高い場合には(>1A)、ケルビンセンシング接続でCS+とPGNDの各ピンを $R_{CS}$ に接続してください。その際に、PGNDとGNDの各ピンは $R_{CS}$ のグランド側と一緒に接続することが必要です。

## パワーMOSFETの選択

MAX668/MAX669は、幅広い各種NチャネルパワーMOSFET(NFET)を駆動します。EXT出力ゲート駆動電圧がLDOによって僅か5Vに制限されているので、ロジックレベルのNFETが必要です。特に低い入力電圧(5Vよりも低い電圧)時には、2.7V以下のゲート-ソース間電圧( $V_{GS}$ )でオン抵抗が規定された低いスレッシュホールドのNFETを使用すると、最高の性能が達成されます。NFETを選択する際には、下記のパラメータが重要になります。

- 1) トータルゲートチャージ( $Q_g$ )
- 2) 逆伝達容量又はチャージ( $C_{RSS}$ )
- 3) オン抵抗( $R_{DS(ON)}$ )
- 4) ドレイン-ソース間電圧の最大値( $V_{DS(MAX)}$ )
- 5) スレッシュホールド電圧の最小値( $V_{TH(MIN)}$ )

高いスイッチング周波数時には、スイッチング損失を生じるダイナミック特性(上記のパラメータ1及び2)が、DC損失を生じる $R_{DS(ON)}$ よりも変換効率に及ぼす影響が大きくなる場合があります。 $Q_g$ にはゲートチャージに関連した全ての容量が含まれています。更にこのパラメータは、選択した動作周波数でゲートを駆動するために必要な電流の予測にも役立ちます。FETゲート用の連続LDO電流は、下記の数式から求められます。

$$I_{GATE} = Q_g \times f_{OSC}$$

例えば、MMFT3055Lの $Q_g$ 標準値は7nC( $V_{GS}=5V$ 時)なので、500kHz時の $I_{GATE}$ 電流は3.5mAです。上記の数式の $Q_g$ の値は、FETメーカーが規定する標準値を適用してください。これは $I_{GATE}$ 値の見積りに最大値(規定されている場合)を適用すると通常、極端に控え目な数値になるためです。

# 1.8V~28V入力、μMAXパッケージ PWMステップアップコントローラ

## ダイオードの選択

MAX668/MAX669の高いスイッチング周波数には、高速整流器が必要です。ショットキダイオードは高速復帰時間及び低順方向電圧特性のため、殆どのアプリケーションで推奨されます。ダイオードメーカのデータを利用してダイオードの定格平均電流が十分な値であることを確認するか、又は下記の数式からダイオードの平均電流概算値を求めてください。

$$I_{DIODE} = I_{OUT} + \frac{I_{LPEAK} - I_{OUT}}{3}$$

更に、ダイオードの逆ブレイクダウン電圧が $V_{OUT}$ より大きくなければなりません。高い出力電圧(50V以上)の場合には、この電圧条件によってショットキダイオードが実用的でない場合があります。このようなケースでは、十分な逆電圧特性を備えた高速のシリコン整流器を使用してください。

## コンデンサの選択

### 出力フィルタコンデンサ

安定性を保証する出力フィルタコンデンサの最小容量は、下記の数式を利用して計算します。

$$C_{OUT(MIN)} = \frac{(7.5V \times L / L_{IDEAL})}{(2\pi R_{CS} \times V_{IN(MIN)} \times f_{OSC})}$$

ここで、 $V_{IN(MIN)}$ は予測入力電圧の最小値です。一般的に $C_{OUT(MIN)}$ は安定性を維持する上では十分ですが、出力電圧リップルを低く抑える上で十分ではありません。ブーストDC-DCコンバータの出力リップルはコンデンサの等価直列抵抗値(ESR)によって支配されるので、通常は $C_{OUT(MIN)}$ よりも2倍又は3倍大きな容量が必要になります。ESRの低いタイプを使用しなければなりません。ESRによる出力リップル量は、下記の数式から求められます。

$$V_{RIPPLE(ESR)} = I_{LPEAK} \times ESR_{COUT}$$

### 入力コンデンサ

ブースト設計回路で使用される入力コンデンサ( $C_{IN}$ )は入力電源から引き出される電流ピークを低減し、ノイズの注入を低く抑えます。 $C_{IN}$ の容量は主に、入力電源のソースインピーダンスによって決定します。特に入力電圧が低下するときにソースインピーダンスが高ければ、大きい入力容量が要求されます。ステップアップDC-DCコンバータはその入力電源に対して「一定パワー」負荷として働くので、入力電圧の低下に応じて入力電流が増加します。従って、低入力電圧動作の設計では、 $C_{IN}$ を大きくすること及び/又はそのESRを小さくすることによって、変換効率が5%ポイントも高くなります。最初は、 $C_{OUT}$ と同じ容量のコンデンサを $C_{IN}$ に使用すると良好な結果が得られます。

### バイパスコンデンサ

MAX668/MAX669では $C_{IN}$ 及び $C_{OUT}$ に加えて、3個のバイパス用セラミックコンデンサも必要です。REFをGNDに、0.22μF以上でバイパスしてください。LDOをGNDに1μF以上でバイパスしてください。そして $V_{CC}$ をGNDに0.1μF以上でバイパスしてください。全てのバイパスコンデンサは、該当するピンに可能な限り近接させて配置することが必要です。

### 補償用コンデンサ

$C_{OUT}$ のESRによる出力リップル電圧によって左側半面にゼロが現れるので、ループの安定性に悪影響が及びます。FBとGNDの間の小容量コンデンサは、帰還抵抗と共にESRゼロをキャンセルするポールを形成します。この補償用コンデンサの最適値は、下記の数式から求められます。

$$C_{FB} = C_{OUT} \times \frac{ESR_{COUT}}{(R2 \times R3) / (R2 + R3)}$$

ここで、 $R2$ と $R3$ は帰還抵抗です(図2、3、4及び5)。 $C_{FB}$ の計算値が標準外の容量値であった場合には、 $0.5C_{FB}$ から $1.5C_{FB}$ までの範囲内の値でも十分な補償ができます。

## アプリケーション情報

### 負荷条件下の起動

非ブートストラップ構成(図4及び5)の場合、MAX668は既に起動し、動作可能な出力負荷及び入力電圧の任意に組み合わせでスタートアップすることができます。即ち、非ブートストラップ回路ではスタートアップに特別な制限が全くありません。

MAX668又はMAX669を使用するブートストラップ構成の場合には、回路が既に起動して出力がその設定値に近づいた後で、初めて全負荷電流を加えることができる状態があります。入力電圧の降下に依りて、この制約は更に厳しいものになります。全てのブートストラップ構成回路に見られるこの特性は、出力電圧が上昇するまでMOSFETゲートが完全に駆動されないときに起こります。MOSFETのオン抵抗が低くなるまで重負荷出力は上昇することが不可能なので、このような特性が問題になります。このような状況下では、低スレッショルドのFET( $V_{TH} < V_{IN(MIN)}$ )が最も効果的な解決法です。「標準動作特性」の項に、標準的なブートストラップ設計のスタートアップ電圧対負荷電流のグラフがあります。

### レイアウトに関する留意事項

高い電流レベル及びノイズを放射する高速スイッチング信号波形のため、適切なPCボードレイアウトが不可欠です。影響の受けやすいアナロググランドを1点アース

# 1.8V~28V入力、 $\mu$ MAXパッケージ PWMステップアップコントローラ

を用いて防護してください。GND、PGND、入力バイパスコンデンサのグランドリード及び出力フィルタのグランドリードを全て一点に接続し(スター接地構成)、グランドノイズを最小限に抑えてください。更に、浮遊容量、配線パターン抵抗及び放射ノイズを低減するために、配線パターン長を可能な限り短くしてください。外付の利得設定抵抗とFBピン間の配線パターンもGNDとPGND間の接続配線パターンと同様に、極力短くしてください。

## アプリケーション回路

### 低電圧ブースト回路

図3に低電圧ブーストアプリケーションでのMAX669動作回路を示します。MAX669をブートストラップ動作モードで構成して、低入力電圧性能を改善しています。このアプリケーションではゲートスレッショルド電圧( $V_{GS}$ )が0.7Vと非常に低いため、IRF7401 NチャンネルMOSFETをQ1として選択されています。この回路は2Aを超える出力電流で5V出力を供給し、1.8Vの低い入力電圧で動作します。変換効率の標準値は85%から90%の範囲内です。

### +12Vブーストアプリケーション

図5に5V入力から12Vを出力するブーストアプリケーションでのMAX668動作回路を示します。この回路は92%の標準変換効率で1Aを超える出力電流を供給しま

す。入力電源電流を低く抑えるために、MAX668は非ブートストラップモードで動作させています。これにより、最大の軽負荷効率性が達成されています。5Vよりも低い入力電圧を使用する場合には、最良の低電圧性能を達成するためにMAX668をブートストラップモードで動作させる必要があります。

### 4セル入力から+5Vを出力するSEPIC電源

図6にSEPIC(シングルエンド1次インダクタンスコンバータ)構成のMAX668を示します。この構成回路は、4個のNiMH、NiCd又はアルカリ電池から5V出力に変換する場合のような、入力電圧が出力電圧よりも大きくなったり小さくなったりするアプリケーションで役立ちます。このSEPIC構成方式は、ステップアップ/ステップダウンを兼用したアプリケーションに多くの場合適しています。

NチャンネルMOSFET(Q1)は入力電圧と出力電圧の和よりも大きい耐圧のドレインソース間電圧( $V_{DS}$ )のものを選択しなければなりません。結合コンデンサ(C2)は最大の変換効率を達成するために、低ESRタイプを使用する必要があります。C2には高いリップル電流を処理する能力も要求されます。通常のタンタルコンデンサは高電流設計回路に使用してはいけません。

図6の回路は3V~25Vまでの入力電圧で動作するとき、5V出力時で1Aを超える出力電流を供給します。効率は入力電圧と出力電流に依存しますが、標準で70%~85%です。

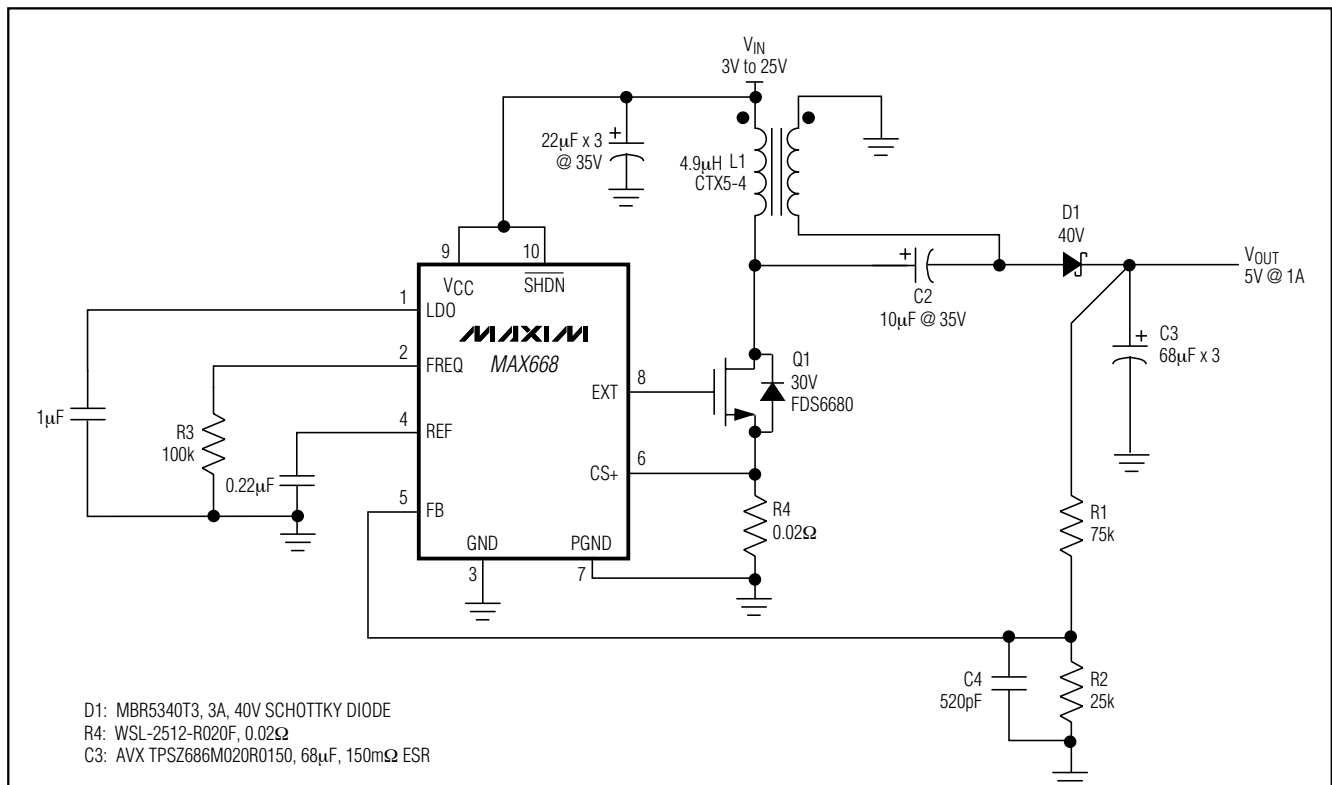


図6. SEPIC構成回路のMAX668

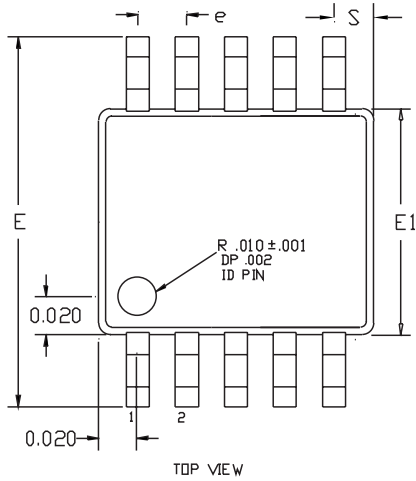




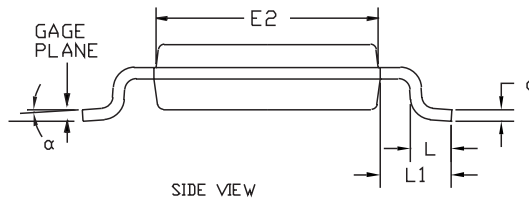
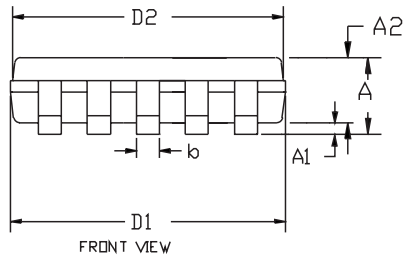
# 1.8V~28V入力、 $\mu$ MAXパッケージ PWMステップアップコントローラ

MAX668/MAX669

パッケージ



DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.037	0.043	0.939	1.092
A1	0.002	0.006	0.051	0.152
A2	0.030	0.038	0.762	0.965
D1	0.112	0.124	2.845	3.150
D2	0.110	0.122	2.794	3.099
E1	0.112	0.124	2.845	3.150
E2	0.110	0.122	2.794	3.099
E	0.185	0.201	4.699	5.105
L	0.0155	0.0275	0.394	0.699
L1	0.037	REF	0.940	REF
b	0.007	0.0106	0.177	0.270
e	0.0197	BSC	.500	BSC
c	0.0035	0.0078	0.090	0.200
S	0.0196	REF	.498	REF
$\alpha$	0°	6°	0°	6°



NOTES:

1. D&E DO NOT INCLUDE MOLD FLASH.
2. MOLD FLASH OR PROTRUSIONS NOT TO EXCEED .15mm(.006").
3. CONTROLLING DIMENSION: INCHES

**MAXIM**  
PROPRIETARY INFORMATION

TITLE:  
PACKAGE OUTLINE, 10L MICRO MAX

APPROVAL	DOCUMENT CONTROL NO. 21-0061	REV B	1/1
----------	---------------------------------	----------	-----

10LUMAXB.EPS