

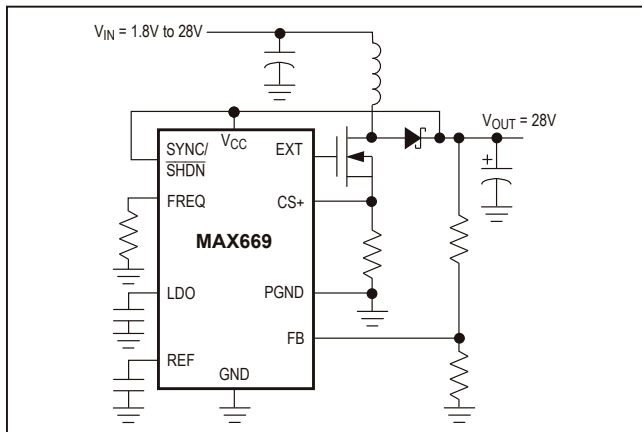
## 概要

定周波数、パルス幅変調(PWM)、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、フライバックおよ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また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および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(220μA)、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および重負荷時に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3.5μA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、ブートストラップまたは非ブートストラップ(ICは入力電源また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μMAX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μMAXパッケージ
- 電流モードPWMおよびIdle Mode™動作
- 90%以上の変換効率
- 100kHz~500kHzの可変の発振器およびSYNC入力
- 220μA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
- テレコムハードウェア
- LANおよ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 μMAX
MAX669EUB	-40°C to +85°C	10 μMAX
MAX669EUB/V+T	-40°C to +85°C	10 μMAX

Idle ModeはMaxim Integrated Products, Inc.の商標です。

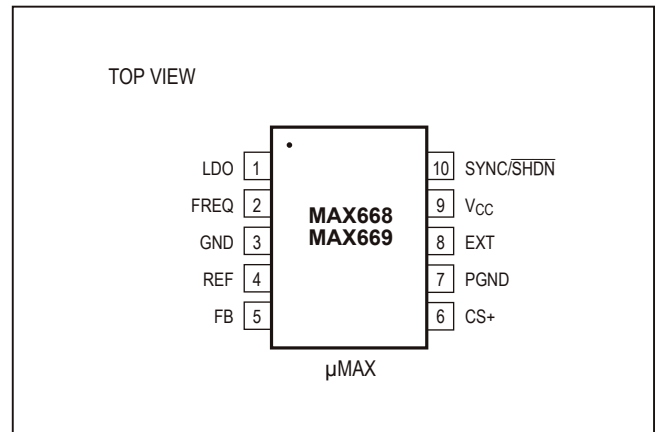
+は鉛(Pb)フリー/RoHS準拠パッケージを表します。

T = テープ&リール。

/Vは車載認定製品を表します。

注: デバイスは鉛(Pb)フリー/RoHS準拠パッケージでも提供されます。鉛フリーを指定するには、型番に「+」記号を付加してご発注ください。

## ピン配置



## 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 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, 10sec)	+300°C
Soldering Temperature (Reflow)	+300°C
Lead(Pb)-Free Packages	+260°C
Packages Containing Lead(Pb)	+240°C

## Electrical Characteristics

(V<sub>CC</sub> = V<sub>LDO</sub> = +5V, R<sub>OSC</sub> = 200kΩ, 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	μA
V <sub>CC</sub> Supply Current (Note 1)	V <sub>FB</sub> = 1.30V, V <sub>CC</sub> = 3V to 28V			220	350	μA
Shutdown Supply Current (V <sub>CC</sub> )	SYNC/SHDN = GND, V <sub>CC</sub> = 28V			3.5	6	μA
<b>REFERENCE AND LDO REGULATORS</b>						
LDO Output Voltage	LDO load = ∞ to 400Ω	5V ≤ V <sub>CC</sub> ≤ 28V (includes LDO dropout)	4.50	5.00	5.50	V
		3V ≤ V <sub>CC</sub> ≤ 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> = 0.22μF		1.225	1.250	1.275	V
REF Load Regulation	REF load = 0 to 50μA			-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> = 200kΩ ±1%		225	250	275	kHz
	R <sub>OSC</sub> = 100kΩ ±1%		425	500	575	
	R <sub>OSC</sub> = 500kΩ ±1%		85	100	115	

**Electrical Characteristics (continued)**(V<sub>CC</sub> = V<sub>LDO</sub> = +5V, R<sub>OSC</sub> = 200kΩ, 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
Maximum Duty Cycle	R <sub>OSC</sub> = 200kΩ ±1%	87	90	93	%
	R <sub>OSC</sub> = 100kΩ ±1%	86	90	94	
	R <sub>OSC</sub> = 500kΩ ±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/SHDN Falling Edge to Shutdown Delay			70		μs
SYNC/SHDN Input High Voltage	3.0V < V <sub>CC</sub> < 28V	2.0			V
	1.8V < V <sub>CC</sub> < 3.0V (MAX669)	1.5			
SYNC/SHDN Input Low Voltage	3.0V < V <sub>CC</sub> < 28V			0.45	V
	1.8V < V <sub>CC</sub> < 3.0V (MAX669)			0.30	
SYNC/SHDN Input Current	V <sub>SYNC/SHDN</sub> = 5V		0.5	3.0	μA
	V <sub>SYNC/SHDN</sub> = 28V		1.5	6.5	
EXT Sink/Source Current	EXT forced to 2V		1		A
EXT On-Resistance	EXT high or low		2	5	Ω

**Electrical Characteristics**(V<sub>CC</sub> = V<sub>LDO</sub> = +5V, R<sub>OSC</sub> = 200kΩ, T<sub>A</sub> = -40°C to +85°C, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	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			1.22	1.28	V
FB Input Current	V <sub>FB</sub> = 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	μA
V <sub>CC</sub> Supply Current (Note 1)	V <sub>FB</sub> = 1.30V, V <sub>CC</sub> = 3V to 28V			350	μA
Shutdown Supply Current (V <sub>CC</sub> )	SYNC/SHDN = GND, V <sub>CC</sub> = 28V			6	μA
<b>REFERENCE AND LDO REGULATORS</b>					
LDO Output Voltage	LDO load = ∞ to 400Ω	5V ≤ V <sub>CC</sub> ≤ 28V (includes LDO dropout)	4.50	5.50	V
		3V ≤ V <sub>CC</sub> ≤ 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

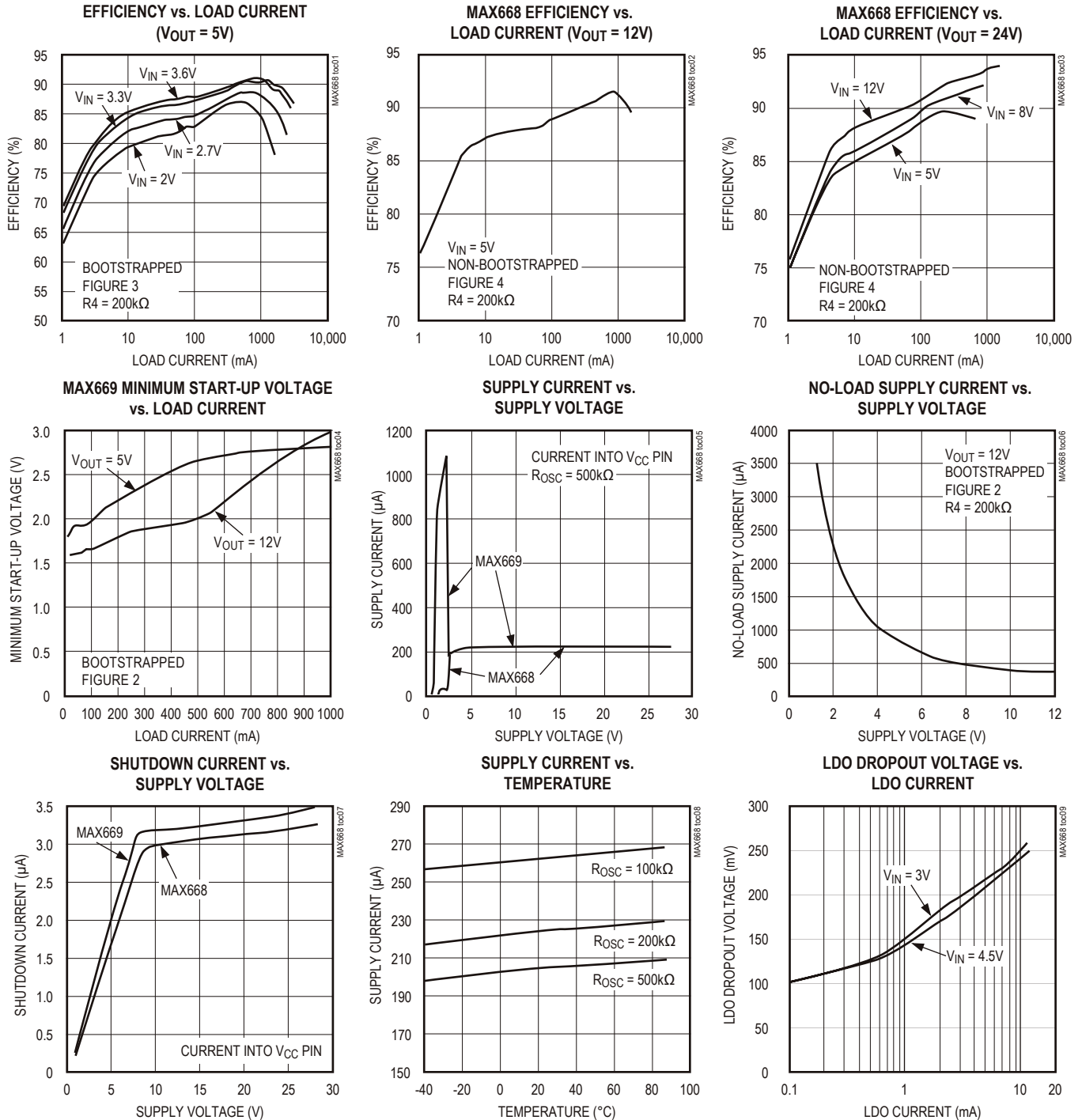
**Electrical Characteristics (continued)**(V<sub>CC</sub> = V<sub>LDO</sub> = +5V, R<sub>OSC</sub> = 200kΩ, T<sub>A</sub> = -40°C to +85°C, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	MAX	UNITS
REF Output Voltage	No load, C <sub>REF</sub> = 0.22μF	1.22	1.28	V
REF Load Regulation	REF load = 0 to 50μA		-10	mV
REF Undervoltage Lockout Threshold	Rising edge, 1% hysteresis	1.0	1.2	V
<b>OSCILLATOR</b>				
Oscillator Frequency	R <sub>OSC</sub> = 200kΩ ±1%	222	278	kHz
	R <sub>OSC</sub> = 100kΩ ±1%	425	575	
	R <sub>OSC</sub> = 500kΩ ±1%	85	115	
Maximum Duty Cycle	R <sub>OSC</sub> = 200kΩ ±1%	87	93	%
	R <sub>OSC</sub> = 100kΩ ±1%	86	94	
	R <sub>OSC</sub> = 500kΩ ±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/ $\overline{\text{SHDN}}$ Input High Voltage	3.0V < V <sub>CC</sub> < 28V	2.0		V
	1.8V < V <sub>CC</sub> < 3.0V (MAX669)	1.5		
SYNC/ $\overline{\text{SHDN}}$ Input Low Voltage	3.0V < V <sub>CC</sub> < 28V		0.45	V
	1.8V < V <sub>CC</sub> < 3.0V (MAX669)		0.30	
SYNC/ $\overline{\text{SHDN}}$ Input Current	V <sub>SYNC/<math>\overline{\text{SHDN}}</math></sub> = 5V		3.0	μA
	V <sub>SYNC/<math>\overline{\text{SHDN}}</math></sub> = 28V		6.5	
EXT On-Resistance	EXT high or low		5	Ω

**Note 1:** This is the V<sub>CC</sub> current consumed when active but not switching. Does not include gate-drive current.**Note 2:** Limits at T<sub>A</sub> = -40°C are guaranteed by design.

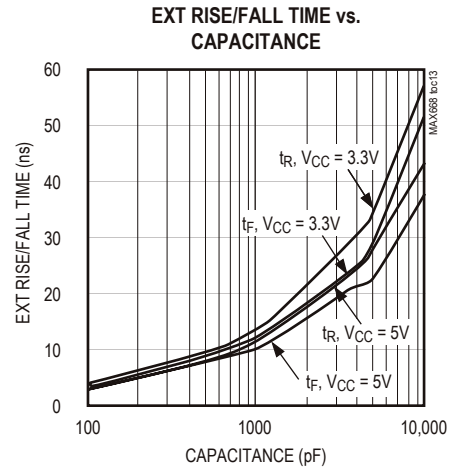
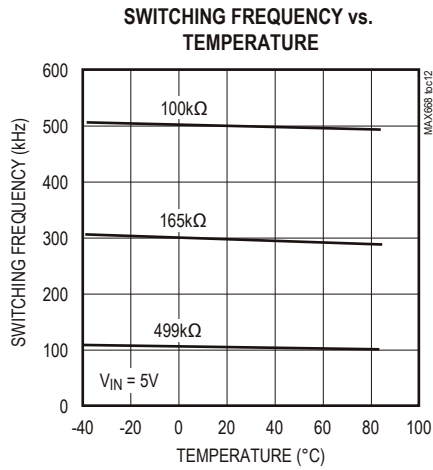
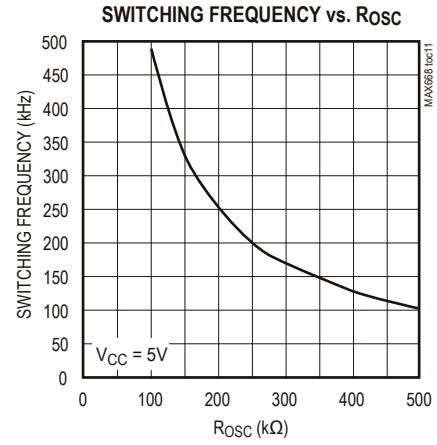
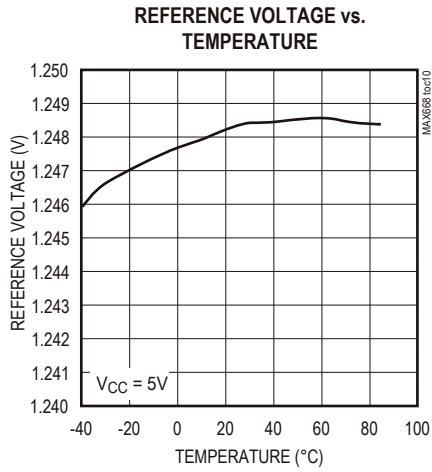
標準動作特性

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



標準動作特性(続き)

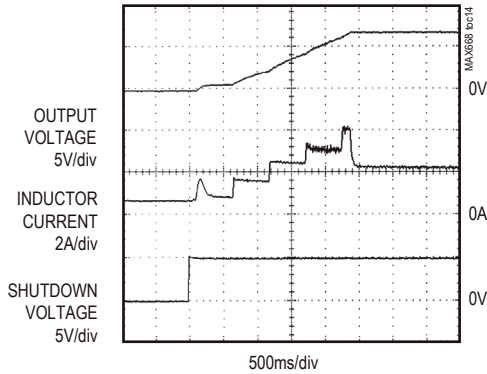
(Circuits of Figures 2, 3, 4, and 5;  $T_A = +25^\circ\text{C}$ ; unless otherwise noted.)



標準動作特性(続き)

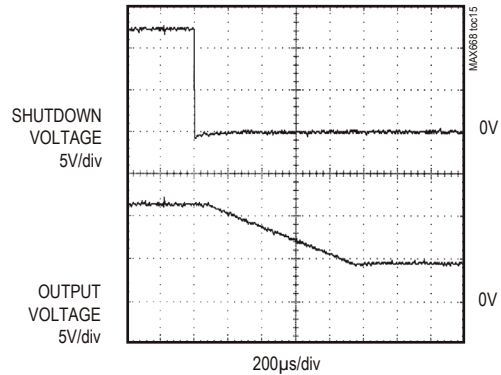
(Circuits of Figures 2, 3, 4, and 5;  $T_A = +25^\circ\text{C}$ ; unless otherwise noted.)

EXITING SHUTDOWN



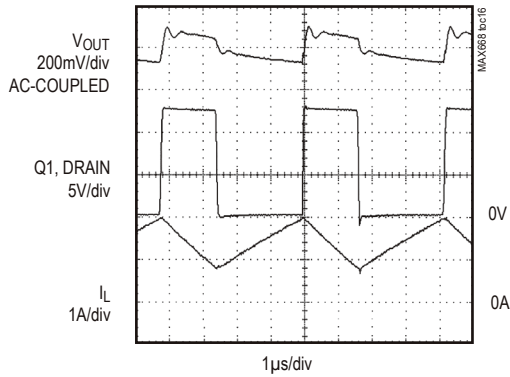
MAX668,  $V_{IN} = 5\text{V}$ ,  $V_{OUT} = 12\text{V}$ ,  $I_{LOAD} = 1.0\text{A}$ ,  $R_{OSC} = 100\text{k}\Omega$ ,  
LOW VOLTAGE, NON-BOOTSTRAPPED

ENTERING SHUTDOWN



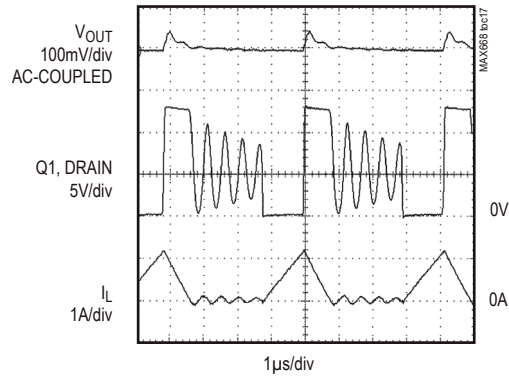
MAX668,  $V_{IN} = 5\text{V}$ ,  $V_{OUT} = 12\text{V}$ ,  $I_{LOAD} = 1.0\text{A}$ ,  
LOW VOLTAGE, NON-BOOTSTRAPPED

HEAVY-LOAD SWITCHING WAVEFORM



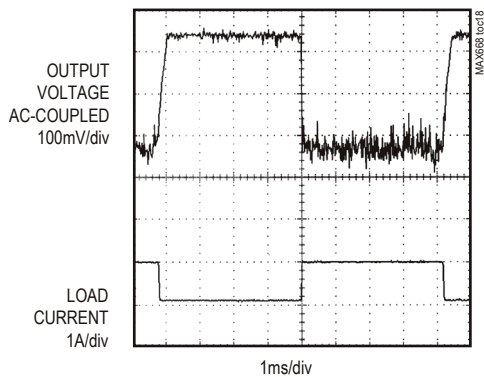
MAX668,  $V_{IN} = 5\text{V}$ ,  $V_{OUT} = 12\text{V}$ ,  $I_{LOAD} = 1.0\text{A}$ ,  
LOW VOLTAGE, NON-BOOTSTRAPPED

LIGHT-LOAD SWITCHING WAVEFORM



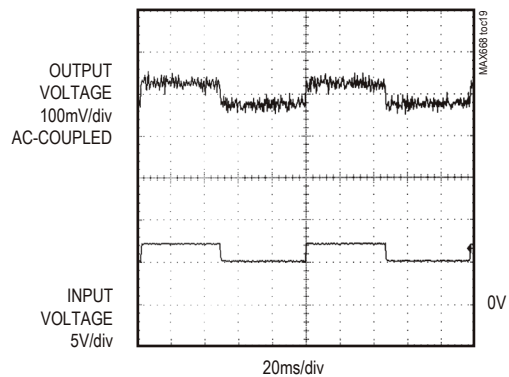
MAX668,  $V_{IN} = 5\text{V}$ ,  $V_{OUT} = 12\text{V}$ ,  $I_{LOAD} = 0.1\text{A}$ ,  
LOW VOLTAGE, NON-BOOTSTRAPPED

LOAD-TRANSIENT RESPONSE



MAX668,  $V_{IN} = 5\text{V}$ ,  $V_{OUT} = 12\text{V}$ ,  $I_{LOAD} = 0.1\text{A TO } 1.0\text{A}$ ,  
LOW VOLTAGE, NON-BOOTSTRAPPED

LINE-TRANSIENT RESPONSE



MAX668,  $V_{IN} = 5\text{V TO } 8\text{V}$ ,  $V_{OUT} = 12\text{V}$ ,  $I_{LOAD} = 1.0\text{A}$ ,  
HIGH VOLTAGE, NON-BOOTSTRAPPED

## 端子説明

端子	名称	機能
1	LDO	5V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内部回路に給電します。1μFまたはそれ以上のセラミックコンデンサでLDOをGNDに接続してください。
2	FREQ	発振器周波数設定入力。FREQとGND間の抵抗によって発振器を100kHz ( $R_{OSC} = 500k\Omega$ )~500kHz ( $R_{OSC} = 100k\Omega$ )に設定します。 $f_{OSC} = 5 \times 10^{10} / R_{OSC}$ です。SYNC/SHDNの外部クロックを使用する場合も、 $R_{OSC}$ は必要です(「SYNC/SHDNおよびFREQ入力」の項を参照)。
3	GND	アナロググランド
4	REF	1.25Vリファレンス出力。REFは50μAを供給可能です。0.22μFのセラミックコンデンサでGNDに接続してください。
5	FB	フィードバック入力。FBの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の間に電流検出抵抗( $R_{CS}$ )を接続してください。
7	PGND	パワーグランド。EXTゲートドライバのグランドおよび負の電流検出入力。
8	EXT	外部MOSFETゲートドライバ出力。EXTの振幅範囲はLDO~PGNDです。
9	V <sub>CC</sub>	内蔵LDOレギュレータへの入力電源。V <sub>CC</sub> は最大28Vの入力を許容します。0.1μFのセラミックコンデンサでGNDに接続してください。
10	SYNC/ SHDN	シャットダウン制御および同期入力。3つの動作モードがあります。 <ul style="list-style-type: none"> <li>• SYNC/SHDNがロー：DC-DCオフ</li> <li>• SYNC/SHDNがハイ：DC-DCオン(発振器周波数はFREQの<math>R_{OSC}</math>によって設定)</li> <li>• SYNC/SHDNにクロック印加：DC-DCオン(動作周波数はSYNCのクロック入力によって設定。DC-DC変換サイクルは入力クロックの立上りエッジで開始)</li> </ul>

## 詳細

電流モードPWMコントローラのMAX668/MAX669は、ブースト、SEPIC、フライバック、および絶縁型出力構成を含む、広範なDC-DC変換アプリケーションで動作します。PWM動作と、軽負荷での動作電流を最小化するマキシム独自のIdle Mode制御の両方の採用によって、広範囲の負荷にわたって最高の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、調整可能な内部動作周波数または外部クロックへの同期、ソフトスタート、調整可能な電流制限、および広い(1.8V~28V)入力範囲があります。

## MAX668とMAX669の違い

MAX668とMAX669の間の相違点は、ブートストラップまたは非ブートストラップ回路での使用に関するものです(表1)。MAX668は最小3Vの入力で動作し、ブートストラップまたは非ブートストラップ(ICに電源または他の電源から給電)のいずれかの構成での接続が可能です。非ブートストラップ時、MAX668の出力電圧の制限はありません。ブートストラップ時、出力は28Vを超えることはできません。

MAX669は低入力電圧(最小1.8V)用に最適化されており、ブートストラップ動作(ICにV<sub>OUT</sub>から給電)で出力電圧が28V以下であることが必要です。ブートストラップが必要なのは、MAX669が低電圧ロックアウトを備えず、代わりに

LDOが2.5V以下の場合にはオープンループ、50%デューティサイクルの起動用発振器でEXTを駆動するためです。LDOが2.5Vを超えた場合のみ、クローズドループ動作に切り替わります。非ブートストラップ接続をMAX669に使用し、V<sub>CC</sub> (入力電圧)が2.7V以下のままだった場合、出力電圧はレギュレーションポイントを超えて上昇します。表2に、各バイアスオプションに対して推奨される適切なデバイスを示します。

表1. MAX668/MAX669の比較

機能	MAX668	MAX669
V <sub>CC</sub> 入力範囲	3V~28V	1.8V~28V
動作	ブートストラップまたは非ブートストラップ(V <sub>CC</sub> は入力、出力、またはロジック電源など他の電圧ソースに接続可能)	ブートストラップ必須(V <sub>CC</sub> をブースト出力電圧のV <sub>OUT</sub> に接続することが必要)
低電圧ロックアウト	LDOが2.5Vの場合ICはスイッチングを停止	なし
ソフトスタート	あり	LDOが2.5V以上の場合





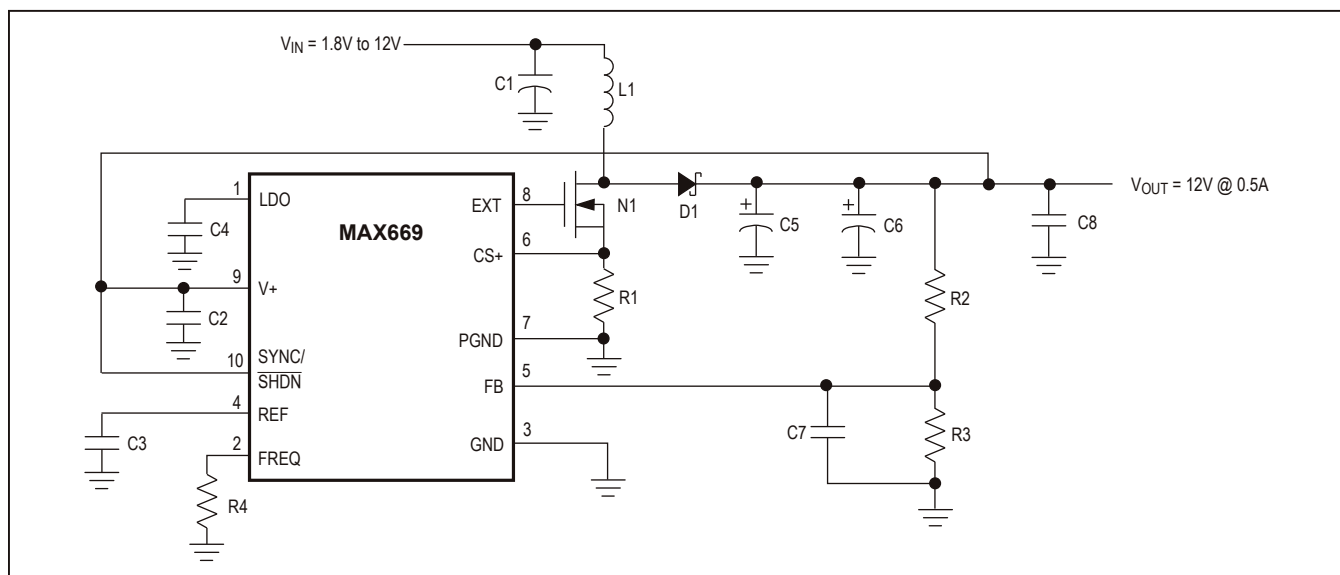


図 2. MAX669 の高電圧ブートストラップ構成

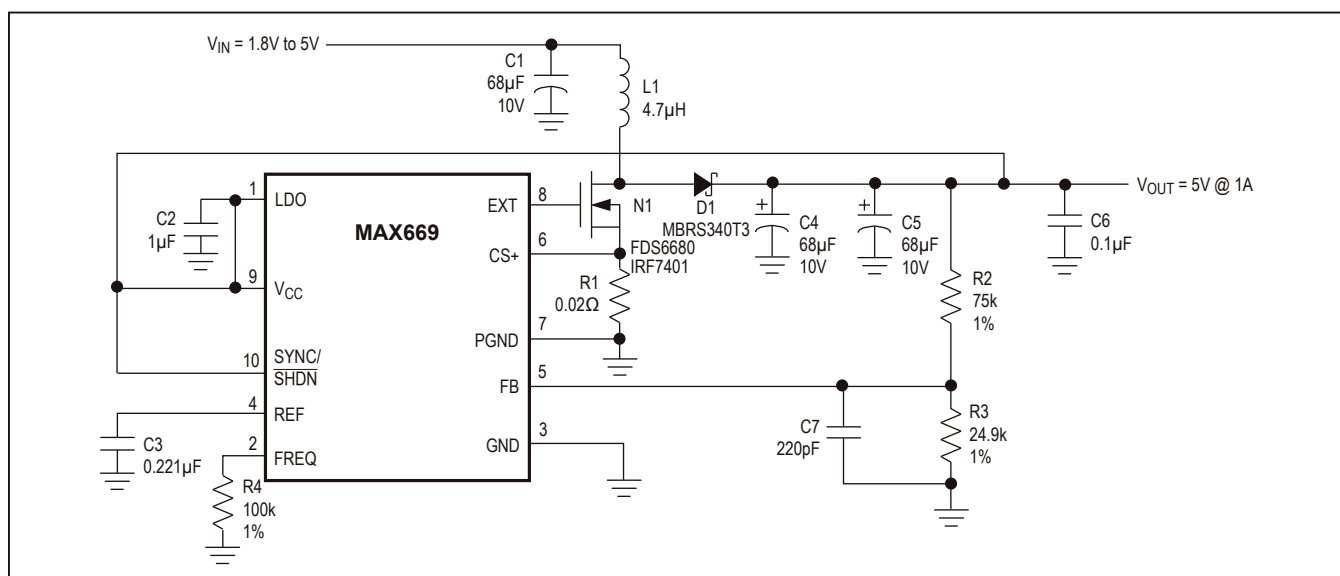


図 3. MAX669 の低電圧ブートストラップ構成

**ブートストラップ動作**

ブートストラップ動作では、ICは回路の出力(V<sub>OUT</sub>)から給電されます。これによって、低電圧入力から利用可能なものより高いゲート電圧でEXTがFETを駆動するため、入力電圧が低いときの効率が向上します。より高いゲート電圧によってFETのオン抵抗が減少し、効率が向上します。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、(動作電圧がより高いことによる) ICの動作電力の増大と、低入力電圧での大負荷電流を伴う起動能力の低下があります。入力電圧範囲が2.7V以下まで広がっている場合、

MAX669ではブートストラップ動作が唯一の選択肢となります。

図2のように、V<sub>CC</sub>をV<sub>OUT</sub>に接続した場合、EXTの電圧振幅は、V<sub>CC</sub>が5.2Vまたはそれ以上のときは5Vで、V<sub>CC</sub>が5.2V以下のときはV<sub>CC</sub> - 0.2Vです。出力電圧が5.5Vを超えない場合、V<sub>CC</sub>をLDOに接続することによって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)。これによってLDOの順方向降下がなくなり、外部FETに最大のゲート駆動が供給されます。

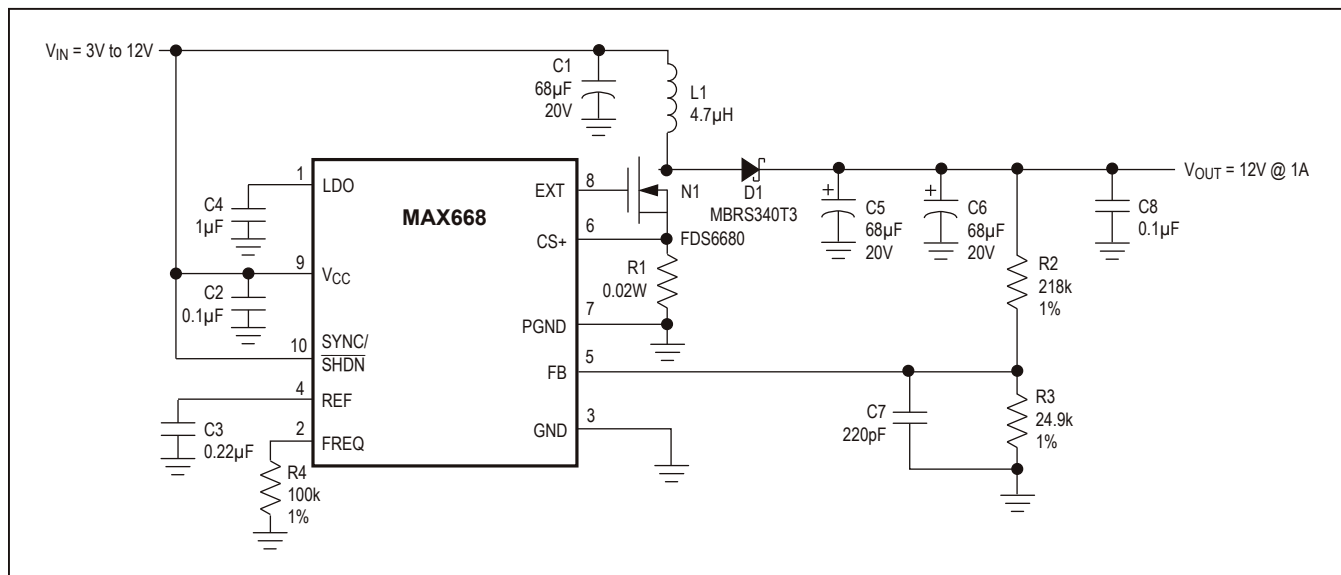


図 4. MAX668 の高電圧非ブートストラップ構成

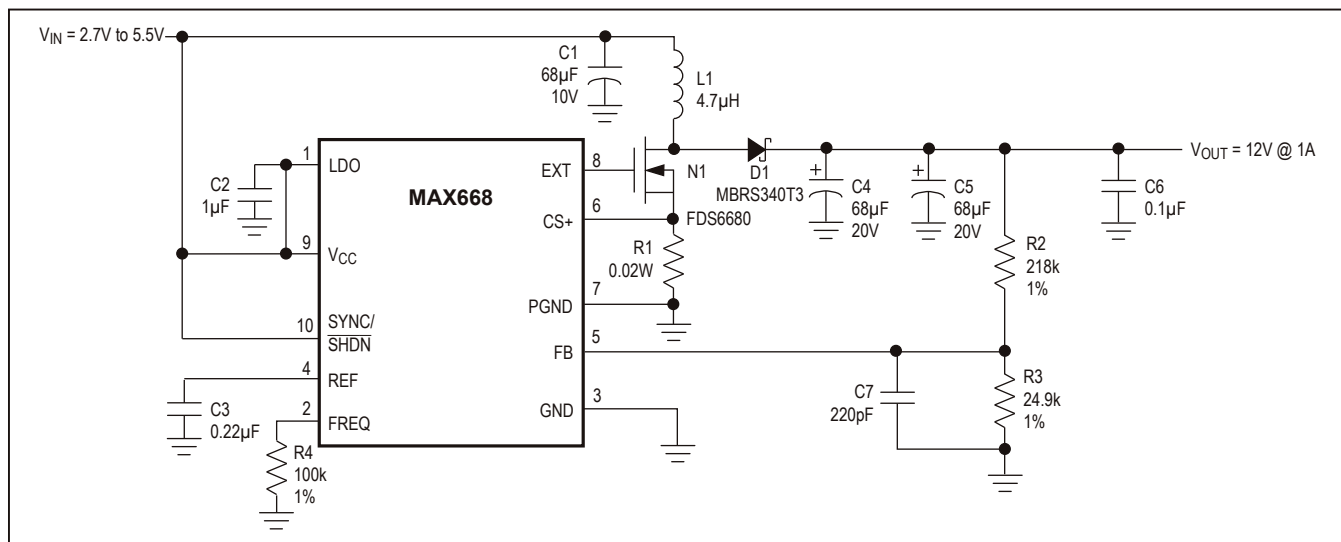


図 5. MAX668 の低電圧非ブートストラップ構成

**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<sub>IN</sub>)または他の電源(ロジック電源など)から給電されます。非ブートストラップ動作(図4)は、5V以上の入力電圧に対して推奨されます(しかし必須ではありません)。これは、この電圧範囲でのEXTの大きさ(LDOによって5Vに制限)が、ブートストラップ動作の場合と同程度にしかならないためです。出力電圧が28Vを超える場合、このレベルは高すぎてV<sub>CC</sub>に安全に接続することができないため、非ブートストラップ動作が必要であることを注意してください。また、MAX668

のみが非ブートストラップ動作で使用可能であることにも注意してください。

入力電圧が5.5Vを超えない場合、V<sub>CC</sub>をLDOに接続することによって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5)。これによってレギュレータの順方向降下がなくなり、外部FETに最大のゲート駆動を供給して最小のオン抵抗を実現することができます。また、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の最小入力電圧が3Vから2.7Vに低下します。

表2. ブートストラップおよび非ブートストラップ構成

CONFIGURATION	FIGURE	USE WITH:	INPUT VOLTAGE RANGE* (V)	OUTPUT VOLTAGE RANGE (V)	コメント
High-Voltage, Bootstrapped	Figure2	MAX669	1.8 to 28	3V to 28	V <sub>CC</sub> をV <sub>OUT</sub> に接続します。低電圧(入力が3V以下)から高電圧(出力が5.5V以上)へのブースト回路の場合に最大の外部FETゲート駆動を提供します。V <sub>OUT</sub> は28Vを超えることはできません。
Low-Voltage, Bootstrapped	Figure3	MAX669	1.8 to 5.5	2.7 to 5.5	V <sub>OUT</sub> をV <sub>CC</sub> およびLDOに接続します。低電圧設計の場合に可能な最大の外部FETゲート駆動電圧を提供しますが、V <sub>OUT</sub> は5.5Vまたはそれ以下に制限されます。
High-Voltage, Non-Bootstrapped	Figure4	MAX668	3 to 28	V <sub>IN</sub> to ∞	V <sub>IN</sub> をV <sub>CC</sub> に接続します。最も広い入力および出力範囲を提供しますが、V <sub>IN</sub> が5V以下の場合に外部FETゲート駆動電圧が低減します。
Low-Voltage, Non-Bootstrapped	Figure5	MAX668	2.7 to 5.5	V <sub>IN</sub> to ∞	V <sub>IN</sub> をV <sub>CC</sub> およびLDOに接続します。ロジック電源(入力が3V~5.5V)から高電圧(出力が5.5V以上)へのブースト回路の場合にFETゲート駆動電圧 = V <sub>IN</sub> です。ICの電流はLDOレギュレータを通過しないため、ICの動作電力は図4より小さくなります。
Extra IC supply, Non-Bootstrapped	None	MAX668	Not Restricted	V <sub>IN</sub> to ∞	V <sub>CC</sub> およびLDOをICのみに給電する個別の電源(V <sub>BIAS</sub> )に接続します。FETゲート駆動電圧 = V <sub>BIAS</sub> です。入力電源(V <sub>IN</sub> )および出力電圧範囲(V <sub>OUT</sub> )の制限はありませんが、V <sub>OUT</sub> はV <sub>IN</sub> を上回る必要があります。

\* 標準的なステップアップDC-DC回路(図2、3、4、および5に示すもの)の場合、V<sub>IN</sub>がV<sub>OUT</sub>を超えると安定化を維持することができません。SEPICおよびトランススペースの回路には、この制限はありません。

表2に示した構成に加えて、以下のガイドラインが構成の選択時に役立ちます。

- 1) V<sub>IN</sub>が2.7V以下になることがある場合、V<sub>CC</sub>をV<sub>OUT</sub>にブートストラップする必要があり、MAX669を使用する必要があります。V<sub>OUT</sub>が絶対に5.5Vを超えない場合、LDOをV<sub>CC</sub>およびV<sub>OUT</sub>に短絡して、LDOレギュレータのドロップアウト電圧を除去することができます。
- 2) V<sub>IN</sub>が3.0V以上の場合、V<sub>CC</sub>の給電をV<sub>OUT</sub>からではなくV<sub>IN</sub>から行うことができます(非ブートストラップ)。これによって、特にV<sub>OUT</sub>が高い場合に、自己消費電力を節減することができます。V<sub>IN</sub>が絶対に5.5Vを超えない場合、LDOをV<sub>CC</sub>およびV<sub>IN</sub>に短絡して、LDOレギュレータのドロップアウト電圧を除去することができます。
- 3) V<sub>IN</sub>が3V~4.5Vの範囲(つまり、1セルリチウムイオンまたは3セルNiMHバッテリーの範囲)の場合、V<sub>CC</sub>をV<sub>OUT</sub>からブートストラップすることが可能(必須ではありません)で、ゲート駆動電圧の増大(およびFETの抵抗の低減)によって全体的な効率を高めることができますが、自己消費電力は増大します。
- 4) V<sub>IN</sub>が常に4.5Vを超える場合、V<sub>OUT</sub>からブートストラップしてもEXTからのゲート駆動電圧は増大せず、自己消費電力は増大するため、V<sub>CC</sub>をV<sub>IN</sub>に接続してください。

### SYNC/SHDNおよびFREQ入力

SYNC/SHDN端子は、外部クロック同期(必要な場合)とシャットダウン制御の両方を提供します。SYNC/SHDNがローの場合、ICの全機能がシャットダウンされます。SYNC/SHDNがロジックハイの場合、FREQとGNDの間に接続するRoscによって設定される周波数での動作が選択されます。foscとRoscの関係は、次のとおりです。

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

そのため、たとえば500kHzの動作周波数はRosc = 100kΩで設定されます。

SYNC/SHDNのクロックの立上りエッジは、同期入力として認識されます。SYNC/SHDNがハイの間に同期信号が失われた場合、最後のサイクルの最後で内部発振器に切り替わり、周波数はRoscによって設定された速度に戻ります。SYNC/SHDNがローで同期が失われた場合、ICは70μs待つてからシャットダウンします。これによって、同期信号が断続的な場合にも出力の安定化が維持されます。外部同期信号が使用されている場合、15mVの電流検出スレッショルドでのIdle Modeの切替えはディセーブルされ、Idle Modeは非常に軽負荷でのみ発生します。また、RoscはSYNCのクロック速度より15%低い周波数に設定してください。

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

### ソフトスタート

MAX668/MAX669は、プリセット済みで外付けコンデンサ不要の「デジタル」ソフトスタートを備えています。起動時、ピークインダクタ電流は、RCSによって設定された値の1/5から完全な電流制限値まで、foscまたはfSYNCの1024サイクルにわたって5段階で増大します。たとえば、foscが200kHzの場合、完全なソフトスタートシーケンスには5msかかります。ソフトスタート動作の写真については、「標準動作特性」を参照してください。ソフトスタートは、1) 電力が最初にICに印加されたとき、2) 電力がすでに印加されている状態でシャットダウンを終了するとき、および3) 低電圧ロックアウトを終了するとき実行されます。MAX669のソフトスタートシーケンスは、LDOが2.5Vに達するまで開始しません。

### 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)、およびフライバックを含む複数のDC-DCコンバータ構成で動作することができます。

設計に関する以下の説明はステップアップに限定されていますが、「アプリケーション回路」の項にSEPICおよびフライバックの例が示されています。

### 動作周波数の設定

MAX668/MAX669は、100kHz~500kHzで動作するように設定することができます。動作周波数の選択は、複数の要因によって決まります。

- 1) 特にRFアプリケーションでは、ノイズに関する配慮によってfoscを特定の周波数または周波数帯の上または下に設定(または同期)することが決定される場合があります。
- 2) より高い周波数では、より小さい値の(したがってより小型の)インダクタおよびコンデンサを使用することができます。
- 3) より高い周波数では、ICの動作および外部FETのゲートの充放電の両方で、より多くの動作電力が消費されます。これによって軽負荷時の効率が低下する傾向がありますが、MAX668/MAX669のIdle Mode機能は軽負荷効率を大幅に高めます。
- 4) より高い周波数では、FETの遷移損失の増大によって全体的な効率が低下する場合がありますが、この欠点は多くの場合インダクタおよびコンデンサのサイズの利点の一部と引き換えにより低抵抗の部品を使用することで相殺可能です。

発振器周波数は、FREQとGNDの間に接続する抵抗(Rosc)によって設定します。Roscは、デバイスを外部同期するかどうかに関係なく接続する必要があります。それぞれの場合のRoscは、以下のとおりです。

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

(外部クロックを使用しない場合)

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

(外部クロックfSYNCを使用する場合)

### 出力電圧の設定

出力電圧は、2つの外付け抵抗(R2およびR3、[図2](#)、[3](#)、[4](#)、および[5](#))によって設定します。最初にR3の値を10kΩ~1MΩの範囲で選択します。次に、R2は次式によって与えられます。

$$R2 = R3 [(V_{OUT}/V_{REF}) - 1]$$

ここで、VREFは1.25Vです。

### インダクタンス値の決定

ほとんどのMAX668/MAX669のブースト設計の場合、インダクタ値(LIDEAL)は次式から導くことが可能で、MAX668/MAX669の内部で設定されたスローブ補償に基づいて安定性に対する最適値が算出されます。

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

$L_{IDEAL}$ が便利な値ではない場合、MAX668/MAX669はインダクタの選択に関して大幅な許容度があります。これは、 $L_{IDEAL}$ が標準的なインダクタンス(10μH、22μHなど)ではない場合、または $L_{IDEAL}$ が大きすぎるため所望のサイズで適切な抵抗値および飽和電流定格を備えたものを入力することができない場合に発生します。安定性への悪影響なしに $L_{IDEAL}$ より小さいインダクタンス値を使用することができますが、 $L$ の低下に従ってピークトゥピークインダクタ電流( $I_{LPP}$ )は増大します。この影響として、所定の出力パワーに必要な $I_{LPK}$ が増大するとともに、所定の出力リップルを維持するためにより大きい出力容量が必要になります。また、 $L_{IDEAL}$ より大きいインダクタンス値を使用することもできますが、 $L$ と $L_{IDEAL}$ の比率と同じだけ出力フィルタ容量を増大する必要があります。出力フィルタ値の決定の詳細については、「[コンデンサの選択](#)」の項を参照してください。

MAX668/MAX669はスイッチング周波数が高いため、最高の効率を得るためには、低コア損失を示すあらゆるコア材料(フェライトまたは同等品)のインダクタが推奨されます。

### 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、次のとおりです。

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

ここで、 $I_{LDC}$ は平均DC入力電流で、 $I_{LPP}$ はインダクタのピークトゥピークリップル電流です。 $I_{LDC}$ および $I_{LPP}$ の項は、以下のように決定されます。

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

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

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

ここで、 $L$ はインダクタの値です。ほとんどのコイルタイプは飽和定格を最大20%上回るまで容易に動作可能ですが、 $I_{LPEAK}$ の計算値を満たすかそれ以上の飽和定格のインダクタを選択してください。飽和の基準の他に、インダクタはできる限り直列抵抗の低いものにしてください。連続インダクタ電流の場合、インダクタ抵抗での電力損失( $P_{LR}$ )は次式によって概算されます。

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

ここで、 $R_L$ はインダクタの直列抵抗です。

ピークインダクタ電流の選択後、電流検出抵抗( $R_{CS}$ )は次式によって決定されます。

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

大ピークインダクタ電流(1A以上)の場合、ケルビン検出接続を使用して $CS+$ および $PGND$ を $R_{CS}$ に接続してください。 $PGND$ および $GND$ は $R_{CS}$ のグラウンド側で相互に接続してください。

### パワーMOSFETの選択

MAX668/MAX669は、多様なNチャネルパワーMOSFET(NFET)を駆動します。LDOはEXT出力のゲート駆動を5Vまでに制限するため、ロジックレベルNFETが必要です。最高の性能は、特に低入力電圧(5V以下)で、2.7Vまたはそれ以下のゲート-ソース間電圧( $V_{GS}$ )でのオン抵抗が規定された低スレッショルドのNFETによって実現されます。NFETの選択時、主なパラメータには以下が含まれます。

- 1) 総ゲート電荷量( $Q_g$ )
- 2) 帰還容量または電荷( $C_{RSS}$ )
- 3) オン抵抗( $R_{DS(ON)}$ )
- 4) 最大ドレイン-ソース間電圧( $V_{DS(MAX)}$ )
- 5) 最小スレッショルド電圧( $V_{TH(MIN)}$ )

高スイッチング速度では、スイッチング損失の予測につながる動的特性(上記のパラメータ1および2)の方が、DC損失の予測につながる $R_{DS(ON)}$ よりも、効率に与える影響が大きくなる可能性があります。 $Q_g$ には、ゲートの充電に付随するすべての電気容量が含まれます。さらに、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役立ちます。FETゲートの連続LDO電流は、次のようになります。

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

たとえば、MMFT3055Lの $Q_g$ は7nC (typ、 $V_{GS} = 5V$ 時)のため、500kHzでの $I_{GATE}$ 電流は3.5mAです。上記の式の $Q_g$ には、FETメーカーの標準値を使用してください。最大値(提供されている場合)を $I_{GATE}$ の見積りに使うと保守的な値になりすぎて役立たないためです。

### ダイオードの選択

MAX668/MAX669はスイッチング周波数が高いため、高速の整流器が必要です。回復時間が高速であり順電圧が低いことから、ほとんどのアプリケーションではショットキーダイオードが推奨されます。ダイオードの平均電流定格が適切であることをダイオードメーカーのデータを使用して確認するか、または次式で概算してください。

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

また、ダイオードの逆ブレークダウン電圧は $V_{OUT}$ を上回る必要があります。高出力電圧(50Vまたはそれ以上)の場合、この電圧要件のためショットキーダイオードは実用的ではない可能性があります。それらの場合には、適切な逆方向電圧を備えた高速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

安定性を確保する最小限の出力フィルタ容量は、次のとおりです。

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

ここで、 $V_{IN(MIN)}$ は予想される最小入力電圧です。

通常、 $C_{OUT(MIN)}$ は、安定性には十分ですが、低出力電圧リップルには適切ではありません。ブーストDC-DC設計の出力リップルは、コンデンサの等価直列抵抗値(ESR)が大部分を占めるため、 $C_{OUT(MIN)}$ の2倍または3倍の容量値が通常は必要です。低ESRタイプを使用する必要があります。ESRによる出力リップルは、次のとおりです。

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

### 入力コンデンサ

ブースト設計の入力コンデンサ( $C_{IN}$ )は、入力電源から流れる電流ピークを低減し、ノイズの混入を軽減します。 $C_{IN}$ の値は、主として入力電源のソースインピーダンスによって決定されます。特に入力電圧が低い場合、高いソースインピーダンスには高い入力容量が必要です。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「定電力」の負荷として動作するため、入力電流は入力電圧の低下とともに増大します。したがって、低入力電圧の設計では、 $C_{IN}$ の増加および/またはそのESRの低減によって、変換効率を最大5%向上させることが可能です。出発点としては、 $C_{IN}$ に $C_{OUT}$ と同じ容量値を使用するのが適切です。

### バイパスコンデンサ

$C_{IN}$ および $C_{OUT}$ 以外に、MAX668/MAX669には3つのセラミックバイパスコンデンサも必要です。

0.22μFまたはそれ以上でREFをGNDに接続します。1μFまたはそれ以上でLDOをGNDに接続します。0.1μFまたはそれ以上でV<sub>CC</sub>をGNDに接続します。全バイパスコンデンサは、それぞれの端子のできる限り近くに配置してください。

### 補償コンデンサ

$C_{OUT}$ のESRによる出力リップル電圧は、左半平面ゼロを発生させることによってループ安定性に影響を与えます。FBとGNDの間に小さいコンデンサを接続すると、フィードバック抵抗との組み合わせでポールが形成され、ESRゼロを相殺します。最適な補償値は、次のとおりです。

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

ここで、R2およびR3はフィードバック抵抗です(図2、3、4、および5)。C<sub>FB</sub>の値の計算結果が非標準の容量値になる

場合、0.5C<sub>FB</sub>~1.5C<sub>FB</sub>の値でも十分な補償が提供されます。

## アプリケーション情報

### 負荷の下での起動

非ブートストラップ構成(図4および5)では、MAX668はすでに起動している場合に動作可能な出力負荷と入力電圧の任意の組み合わせで起動することが可能です。言い換えると、非ブートストラップ回路の起動には特別な制限はありません。

MAX668またはMAX669のブートストラップ構成では、回路が起動し出力が設定値に近づいたあとでのみ全負荷電流を印加可能な場合があります。入力電圧が低下すると、この制限はより重大になります。すべてのブートストラップ設計が持つこの特性は、出力電圧が上昇するまでMOSFETのゲートが完全に駆動されない場合に発生します。これが問題なのは、重負荷の出力はMOSFETが低オン抵抗でないと上昇することができないためです。

それらの状況では、低スレッショルドFET ( $V_{TH} < V_{IN(MIN)}$ )が最も効果的な解決策になります。「標準動作特性」の項に、標準的なブートストラップ設計の起動電圧と負荷電流の関係のグラフが示されています。

### レイアウトについて

電流レベルが高く、高速スイッチング波形はノイズを放射するため、適切なプリント基板レイアウトが不可欠です。

スターグラウンド構成の使用によって、敏感なアナロググラウンドを保護してください。GND、PGND、入力バイパスコンデンサのグラウンドリード、および出力フィルタのグラウンドリードを1点に接続することによって、グラウンドノイズを最小化してください(スターグラウンド構成)。また、トレース長を最小化して、浮遊容量、トレース抵抗、および放射ノイズを低減してください。外付け利得設定抵抗とFB端子の間のトレースは非常に短くする必要があり、GNDとPGNDの間のトレースも同様です。

### アプリケーション回路

#### 低電圧ブースト回路

図3は、低電圧ブーストアプリケーションで動作するMAX669を示します。低入力電圧での性能を向上させるため、MAX669はブートストラップモードに構成されています。非常に低い0.7Vのゲートスレッショルド電圧( $V_{GS}$ )によって、このアプリケーションのQ1にはNチャネルMOSFETのIRF7401を選択しました。この回路は、2A以上の出力電流で5V出力を提供し、わずかに1.8Vの入力電圧で動作します。効率は85%~90% (typ)の範囲です。

**+12Vブーストアプリケーション**

図5は、5Vから12Vへのブーストアプリケーションで動作するMAX668を示します。この回路は、92% (typ)の効率で1A以上の出力電流を提供します。入力消費電流を最小限に抑えるため、MAX668は非ブートストラップモードで動作します。これによって、最大の軽負荷効率が達成されます。5V以下の入力電圧を使用する場合、最高の低電圧性能を実現するため、ICをブートストラップモードで動作させてください。

**4セルから+5VへのSEPIC電源**

図6は、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。この構成は、4つのNiMH、NiCd、またはアルカリ電池を1つの5V出力に変換する場合のように、入力電圧が出力電圧より大きいまたは小さい可能性がある場合に役立ちます。SEPIC構成は、多くの場合ステップアップ/ステップダウンを組み合わせたアプリケーションに最適です。

NチャンネルMOSFET (Q1)は、入力および出力電圧の合計より大きいドレイン-ソース間電圧( $V_{DS}$ )に耐えるように選択する必要があります。最大の効率を実現するため、結合

コンデンサ(C2)は低ESRタイプにする必要があります。また、C2は大リップル電流に対応することができる必要があるため、大電流の設計には通常のタンタルコンデンサを使用しないでください。

図6の回路は、3V~25Vの入力電圧での動作時に5Vで1A以上の出力電流を提供します。効率は、入力電圧および出力電流によって、70%~85% (typ)の範囲になります。

**+5Vから+5Vへの絶縁型電源**

図7の回路は、5Vの入力電源から400mAで5Vの絶縁型出力を提供します。トランスT1はコンバータの順方向経路の電気的絶縁を提供し、シャントレギュレータのTLV431および光アイソレータのMOC211はコンバータの絶縁型フィードバック誤差電圧を提供します。出力電圧は、抵抗R2およびR3によって分圧器のミッドポイントが1.24V (TLV431のスレッシュホールド)になるように設定されます。出力電圧は、R2およびR3の適切な比率を選択することによって、1.24V~6Vに調整することができます。6V以上の出力電圧の場合、TLV431をTL431に置き換え、分圧器のミッドポイントの電圧として2.5Vを使用してください。

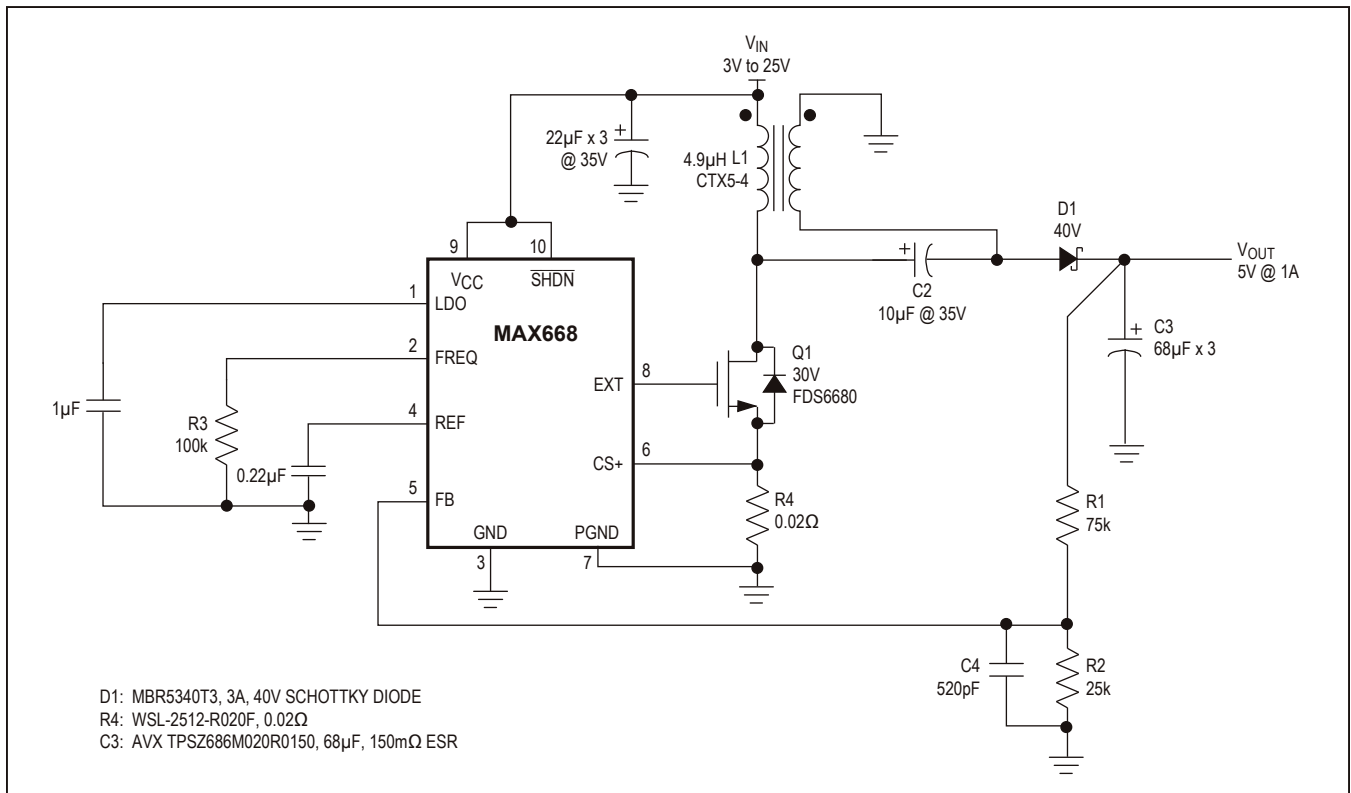


図6. SEPIC構成のMAX668



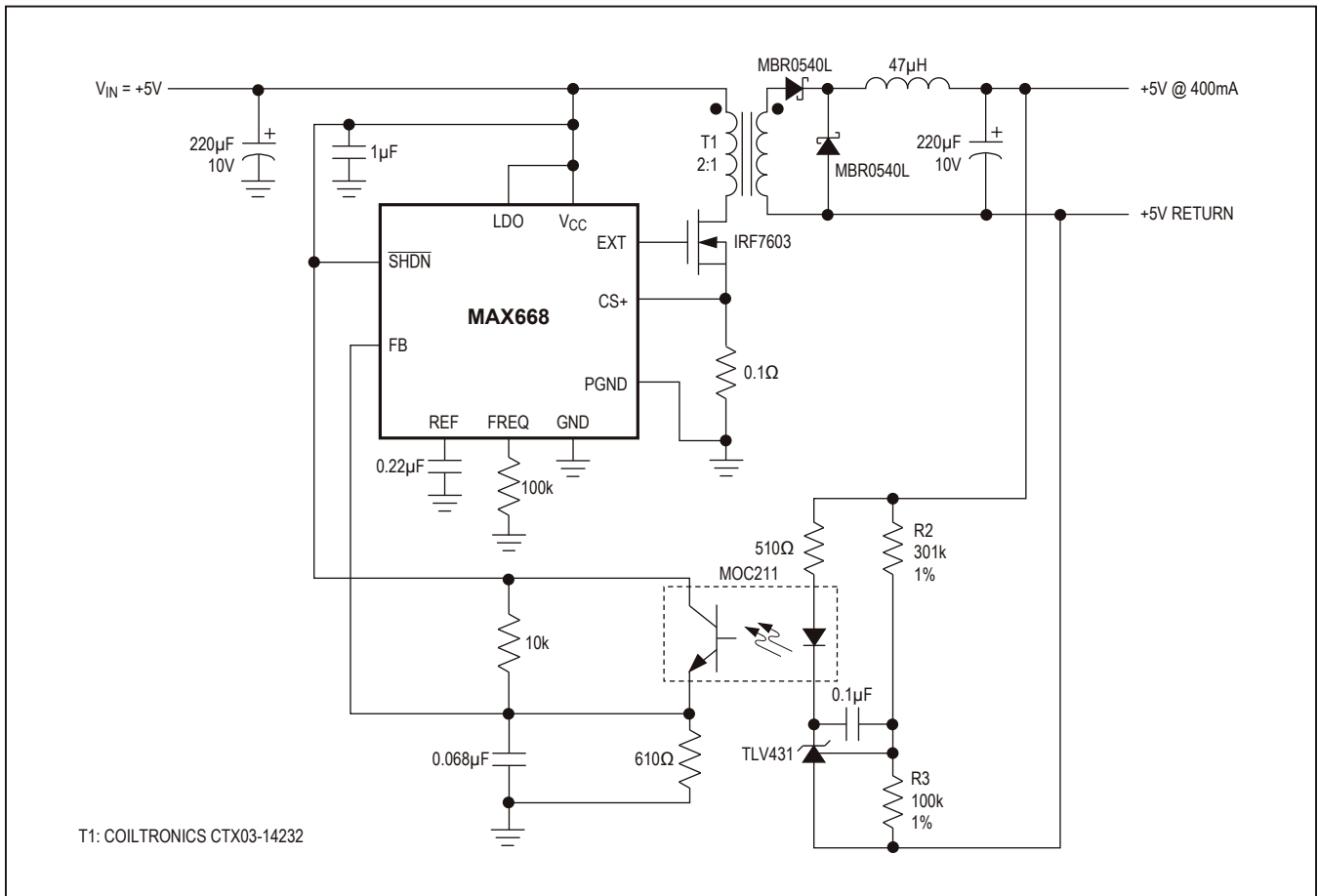


図 7. 400mA で +5V から +5V への絶縁型電源

### パッケージ

最新のパッケージ図面情報およびランドパターン(フットプリント)は[www.maximintegrated.com/jp/packaging](http://www.maximintegrated.com/jp/packaging)を参照してください。なお、パッケージコードに含まれる「+」、「#」、または「-」はRoHS対応状況を表したものでしかありません。パッケージ図面はパッケージそのものに関するものでRoHS対応状況とは関係がなく、図面によってパッケージコードが異なる点がありますので注意してください。

パッケージタイプ	パッケージコード	外形図No.	ランドパターンNo
10 μMAX	U10-2	<a href="#">21-0061</a>	<a href="#">90-0330</a>

## 改訂履歴

版数	改訂日	説明	改訂ページ
2	1/12	車載認定製品を追加し、鉛フリーおよび有鉛はんだ温度を更新	1, 2
3	6/16	「インダクタンス値の決定」の項の表現を更新	14



マキシム・ジャパン株式会社 〒141-0032 東京都品川区大崎1-6-4 大崎ニューシティ 4号館 20F TEL: 03-6893-6600

Maxim Integratedは完全にMaxim Integrated製品に組み込まれた回路以外の回路の使用について一切責任を負いかねます。回路特許ライセンスは明言されていません。Maxim Integratedは随時予告なく回路及び仕様を変更する権利を留保します。「Electrical Characteristics (電気的特性)」の表に示すパラメータ値 (min、maxの各制限値)は、このデータシートの他の場所で引用している値より優先されます。