

# MAX16907

## 36V、2.2MHzステップダウンコンバータ、 低動作電流

### 概要

MAX16907は、ハイサイドスイッチ内蔵の3A、電流モード、ステップダウンコンバータです。このデバイスは、3.5V~36Vの入力電圧の動作用に設計されており、無負荷時に使用する自己消費電流はわずか30μAです。スイッチング周波数は、外付け抵抗を使用して1MHz~2.2MHzの範囲に調整可能であり、外部クロックに同期させることができます。出力電圧は、5V固定または1V~10V可変のいずれかを端子で選択可能です。広い入力電圧範囲とその低電圧過渡時に高デューティサイクルで動作することができるため、車載用および産業用アプリケーションに最適です。

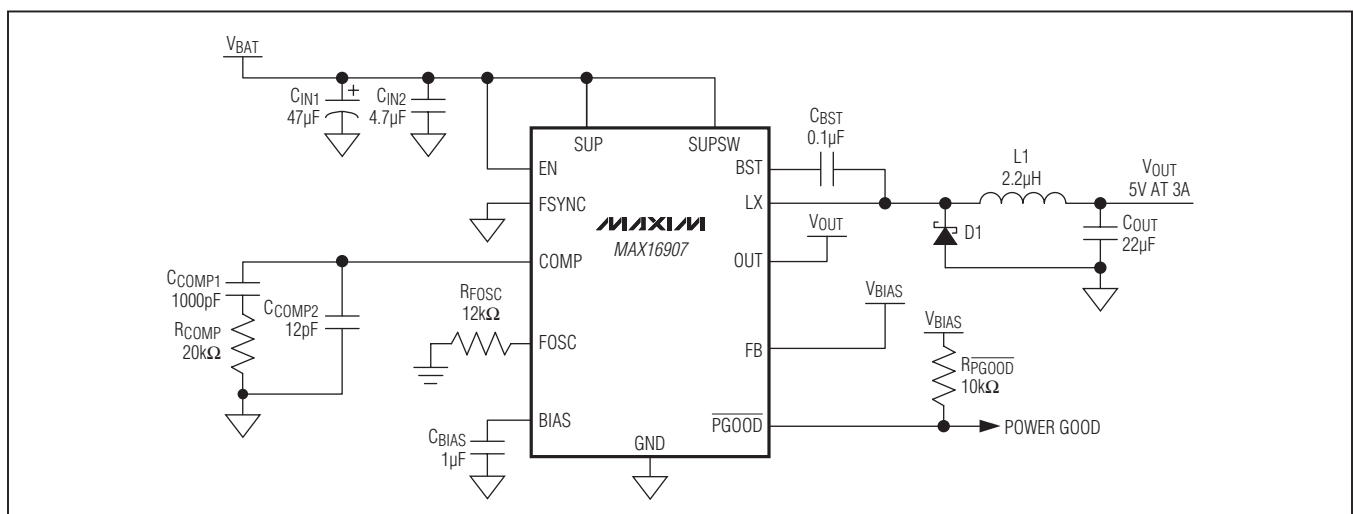
このデバイスは、軽負荷のアプリケーションでは電流消費を低減させるためにスキップモードで動作します。保護機能には、過電流制限、過電圧、および自動リカバリを備えたサーマルシャットダウンがあります。また、このデバイスはパワーグッドモニタも備えており、電源シーケンスを容易にします。

このデバイスは、-40°C~+125°Cの自動車用温度範囲で動作し、エクスポーズドパッドを備えた16ピンTSSOPおよびTQFN (5mm x 5mm)パッケージで提供されます。

### アプリケーション

- 車載用
- インダストリアル/軍用
- 高電圧入力DC-DCコンバータ
- PoL (ポイントオプロード)アプリケーション

### 標準アプリケーション回路



### 特長

- ◆ 広い入力電圧範囲：3.5V~36V
- ◆ 入力過渡耐性：42V
- ◆ 低電圧過渡時の高デューティサイクル
- ◆ 出力電圧：5V固定または1V~10V可変
- ◆ 3Aハイサイド(70mΩ typ)スイッチ内蔵
- ◆ 高速負荷過渡応答と電流モードアーキテクチャ
- ◆ 可変スイッチング周波数：(1MHz~2.2MHz)
- ◆ 周波数同期入力
- ◆ スタンバイモード動作電流：30μA
- ◆ シャットダウン電流：5μA (typ)
- ◆ スペクトラム拡散(オプション)
- ◆ 過電圧、低電圧、温度過昇、および短絡保護

**型番**はデータシートの最後に記載されています。

関連部品およびこの製品とともに使用可能な推奨製品については、[japan.maxim-ic.com/MAX16907.related](http://japan.maxim-ic.com/MAX16907.related)を参照してください。

# 36V、2.2MHzステップダウンコンバータ、 低動作電流

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SUP, SUPSW, LX, EN to GND.....	-0.3V to +42V
SUP to SUPSW .....	-0.3V to +0.3V
BST to GND.....	-0.3V to +47V
BST to LX .....	-0.3V to +6V
OUT to GND .....	-0.3V to +12V
FOSC, COMP, BIAS, FSYNC, I.C., PGOOD, FB to GND.....	-0.3V to +6V
LX Continuous RMS Current .....	4A
Output Short-Circuit Duration.....	Continuous

Continuous Power Dissipation (T <sub>A</sub> = +70°C)	
TSSOP (derate 26.1mW/°C above +70°C) .....	2088.8mW*
TQFN (derate 28.6mW/°C above +70°C) .....	2285.7mW*
Operating Temperature Range .....	-40°C to +125°C
Junction Temperature .....	+150°C
Storage Temperature Range.....	-65°C to +150°C
Lead Temperature (soldering, 10s) .....	+300°C
Soldering Temperature (reflow) .....	+260°C

\*As per the JEDEC 51 standard (multilayer board).

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.

## PACKAGE THERMAL CHARACTERISTICS (Note 1)

TSSOP	Junction-to-Ambient Thermal Resistance (θ <sub>JA</sub> ) .....	38.3°C/W	TQFN	Junction-to-Ambient Thermal Resistance (θ <sub>JA</sub> ) .....	35°C/W
	Junction-to-Case Thermal Resistance (θ <sub>JC</sub> ) .....	3°C/W		Junction-to-Case Thermal Resistance(θ <sub>JC</sub> ) .....	2.7°C/W

**Note 1:** Package thermal resistances were obtained using the method described in JEDEC specification JESD51-7, using a four-layer board. For detailed information on package thermal considerations, refer to [japan.maxim-ic.com/thermal-tutorial](http://japan.maxim-ic.com/thermal-tutorial).

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS\*

(V<sub>SUP</sub> = V<sub>SUPSW</sub> = 14V, V<sub>EN</sub> = 14V, C<sub>BIAS</sub> = 1μF, R<sub>FOSC</sub> = 12kΩ, T<sub>A</sub> = T<sub>J</sub> = -40°C to +125°C, unless otherwise noted. Typical values are at T<sub>A</sub> = +25°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Supply Voltage Range	V <sub>SUP</sub> , V <sub>SUPSW</sub>		3.5		36	V
Load-Dump Event Supply Voltage	V <sub>SUP_LD</sub>	t <sub>LD</sub> < 1s			42	V
Supply Current	I <sub>SUP</sub>	I <sub>LOAD</sub> = 1.5A		3.5		mA
	I <sub>SUP_STANDBY</sub>	Standby mode, no load, V <sub>OUT</sub> = 5V		30	60	μA
Standby mode, no load, V <sub>OUT</sub> = 5V, T <sub>A</sub> = +25°C			30	45		
Shutdown Supply Current	I <sub>SHDN</sub>	V <sub>EN</sub> = 0V		5	12	μA
BIAS Regulator Voltage	V <sub>BIAS</sub>	V <sub>SUP</sub> = V <sub>SUPSW</sub> = 6V to 36V	4.7	5	5.3	V
BIAS Undervoltage Lockout	V <sub>UVBIAS</sub>	V <sub>BIAS</sub> rising	2.9	3.1	3.3	V
BIAS Undervoltage-Lockout Hysteresis				400		mV
Thermal-Shutdown Threshold				+175		°C
Thermal-Shutdown Threshold Hysteresis				15		°C

# 36V、2.2MHzステップダウンコンバータ、 低動作電流

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS\* (continued)

( $V_{SUP} = V_{SUPSW} = 14V$ ,  $V_{EN} = 14V$ ,  $C_{BIAS} = 1\mu F$ ,  $R_{FOSC} = 12k\Omega$ ,  $T_A = T_J = -40^\circ C$  to  $+125^\circ C$ , unless otherwise noted. Typical values are at  $T_A = +25^\circ C$ .)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>OUTPUT VOLTAGE (OUT)</b>						
Output Voltage	$V_{OUT}$	$V_{FB} = V_{BIAS}$ , normal operation	4.925	5	5.075	V
Skip-Mode Output Voltage	$V_{OUT\_SKIP}$	No load, $V_{FB} = V_{BIAS}$	4.925	5	5.15	V
Adjustable Output Voltage Range	$V_{OUT\_ADJ}$	FB connected to external resistive divider	1		10	V
Load Regulation		$V_{FB} = V_{BIAS}$ , $30mA < I_{LOAD} < 3A$		0.5		%
Line Regulation		$V_{FB} = V_{BIAS}$ , $6V < V_{SUPSW} < 36V$		0.02		%/V
BST Input Current	$I_{BST\_ON}$	High-side on, $V_{BST} - V_{LX} = 5V$		1.5	2.5	mA
LX Current Limit	$I_{LX}$	(Note 2)	3.4	4.1	6	A
Skip-Mode Threshold	$I_{SKIP\_TH}$			300		mA
Spread Spectrum		Spread spectrum enabled		6		%
Power-Switch On-Resistance	$R_{ON}$	$R_{ON}$ measured between SUPSW and LX, $I_{LX} = 1A$ , $V_{BIAS} = 5V$		70	150	m $\Omega$
High-Side Switch Leakage Current		$V_{SUP} = 36V$ , $V_{LX} = 0V$ , $T_A = +25^\circ C$			1	$\mu A$
<b>TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER (COMP)</b>						
FB Input Current	$I_{FB}$			10		nA
FB Regulation Voltage	$V_{FB}$	FB connected to an external resistive divider, $0^\circ C < T_A < +125^\circ C$	0.99	1.0	1.01	V
		$-40^\circ C < T_A < +125^\circ C$	0.985	1.0	1.015	
FB Line Regulation	$\Delta V_{LINE}$	$6V < V_{SUP} < 36V$		0.02		%/V
Transconductance (from FB to COMP)	$g_m$	$V_{FB} = 1V$ , $V_{BIAS} = 5V$ (Note 2)		900		$\mu S$
Minimum On-Time	$t_{ON\_MIN}$			80		ns
Maximum Duty Cycle	$DC_{MAX}$	$f_{SW} = 2.2MHz$		98		%
		$f_{SW} = 1MHz$		99		
<b>OSCILLATOR FREQUENCY</b>						
Oscillator Frequency		$R_{FOSC} = 12k\Omega$	2.05	2.20	2.35	MHz
<b>EXTERNAL CLOCK INPUT (FSYNC)</b>						
FSYNC Input Current		$T_A = +25^\circ C$			1	$\mu A$
External Input Clock Acquisition Time	$t_{FSYNC}$			1		Cycles
External Input Clock Frequency		(Note 2)		$f_{OSC} + 10\%$		Hz

# 36V、2.2MHzステップダウンコンバータ、 低動作電流

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS\* (continued)

( $V_{SUP} = V_{SUPSW} = 14V$ ,  $V_{EN} = 14V$ ,  $C_{BIAS} = 1\mu F$ ,  $R_{FOSC} = 12k\Omega$ ,  $T_A = T_J = -40^\circ C$  to  $+125^\circ C$ , unless otherwise noted. Typical values are at  $T_A = +25^\circ C$ .)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
External Input Clock High Threshold	$V_{FSYNC\_HI}$	$V_{FSYNC}$ rising	1.4			V
External Input Clock Low Threshold	$V_{FSYNC\_LO}$	$V_{FSYNC}$ falling			0.4	V
Soft-Start Time	$t_{SS}$			8.5		ms
<b>ENABLE INPUT (EN)</b>						
Enable Input-High Threshold	$V_{EN\_HI}$		2			V
Enable Input-Low Threshold	$V_{EN\_LO}$				0.9	V
Enable Threshold Voltage Hysteresis	$V_{EN,HYS}$			0.2		V
Enable Input Current	$I_{EN}$	$T_A = +25^\circ C$			1	$\mu A$
<b>RESET</b>						
Output Overvoltage Trip Threshold	$V_{OUT\_OV}$		105	110	115	% $V_{FB}$
$\overline{PGOOD}$ Switching Level	$V_{TH\_RISING}$	$V_{FB}$ rising, $\overline{V_{PGOOD}} = \text{high}$	93	95	97	% $V_{FB}$
	$V_{TH\_FALLING}$	$V_{FB}$ falling, $\overline{V_{PGOOD}} = \text{low}$	90	92.5	95	
$\overline{PGOOD}$ Debounce			10	35	60	$\mu s$
$\overline{PGOOD}$ Output Low Voltage		$I_{SINK} = 5mA$			0.4	V
$\overline{PGOOD}$ Leakage Current		$V_{OUT}$ in regulation, $T_A = +25^\circ C$			1	$\mu A$

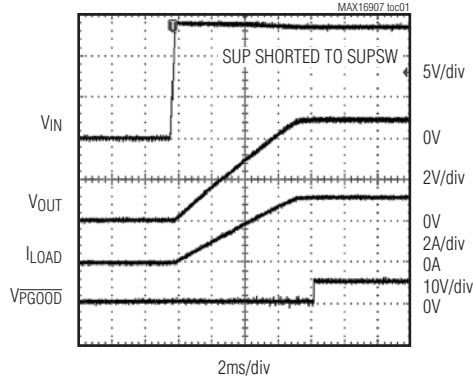
**Note 2:** Guaranteed by design; not production tested.

## 36V、2.2MHzステップダウンコンバータ、 低動作電流

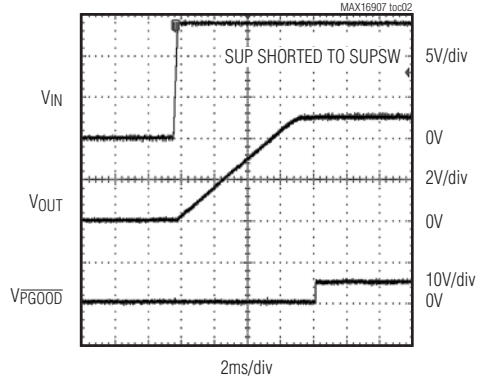
### 標準動作特性

( $V_{SUP} = V_{SUPSW} = V_{EN} = 14V$ ,  $V_{OUT} = 5V$ , FB connected to  $V_{OUT}$ ,  $L1 = 2.2\mu H$  (Wurth 744311220),  $D1 = D360B-13-F$  (Diodes, Inc.),  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

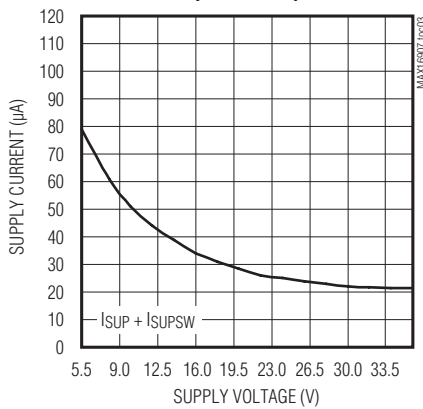
**PWM MODE STARTUP BEHAVIOR**  
(5V/2.2MHz)



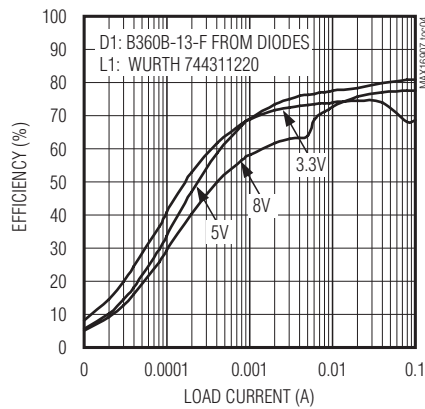
**SKIP MODE STARTUP BEHAVIOR**  
(5V/2.2MHz)



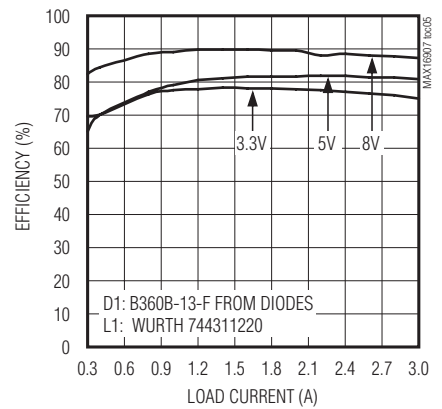
**SUPPLY CURRENT vs. SUPPLY VOLTAGE**  
(5V/2.2MHz)



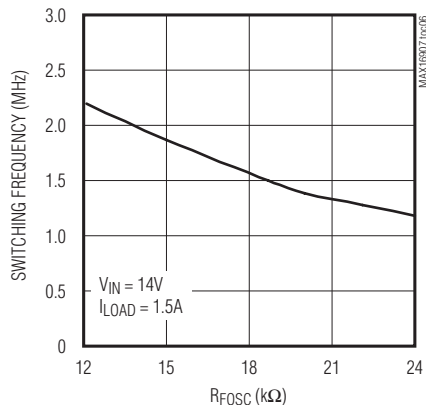
**EFFICIENCY vs. LOAD CURRENT**  
 $V_{IN} = 14V$



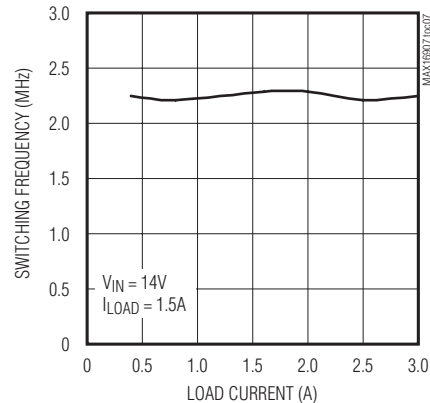
**EFFICIENCY vs. LOAD CURRENT**  
 $V_{IN} = 14V$



**SWITCHING FREQUENCY vs. R\_FOSC**



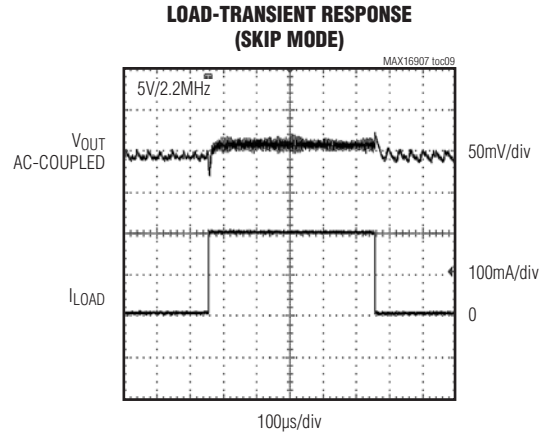
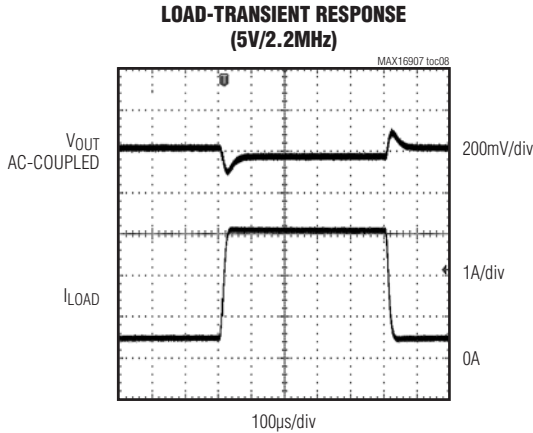
**SWITCHING FREQUENCY vs. LOAD CURRENT (5V/2.2MHz)**



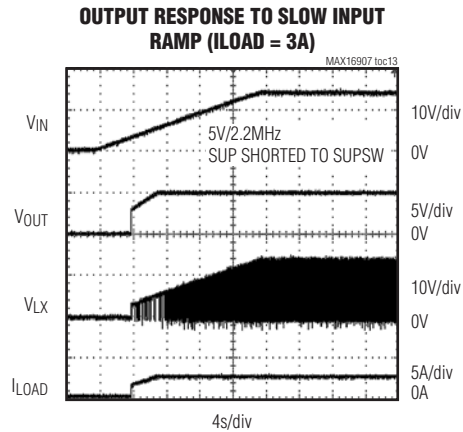
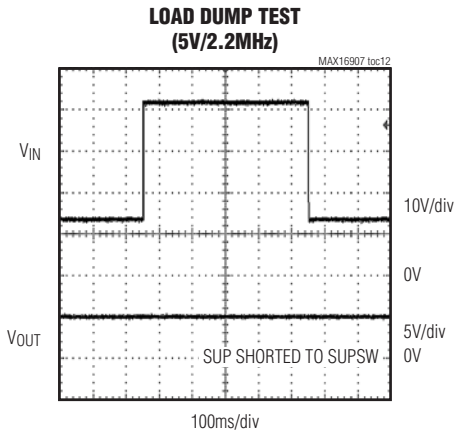
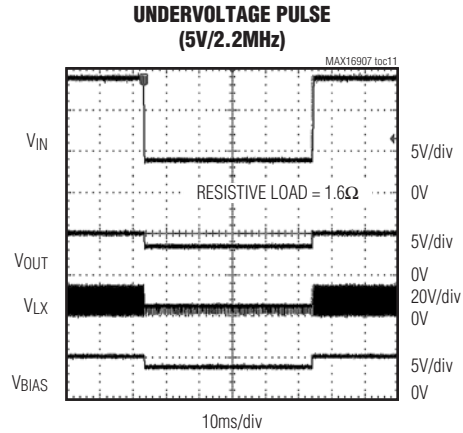
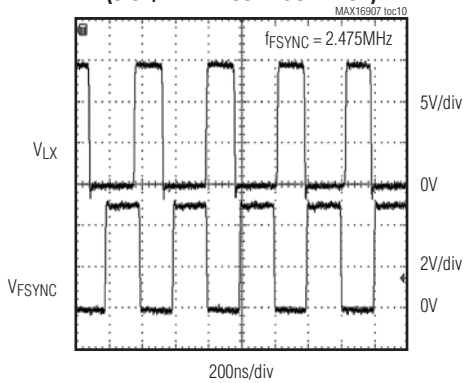
# 36V、2.2MHzステップダウンコンバータ、 低動作電流

## 標準動作特性(続き)

( $V_{SUP} = V_{SUPSW} = V_{EN} = 14V$ ,  $V_{OUT} = 5V$ , FB connected to  $V_{OUT}$ ,  $L1 = 2.2\mu H$  (Wurth 744311220),  $D1 = D360B-13-F$  (Diodes, Inc.),  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)



**FSYNC TRANSITION FROM INTERNAL TO EXTERNAL FREQUENCY (3.3V/2.2MHz CONFIGURATION)**

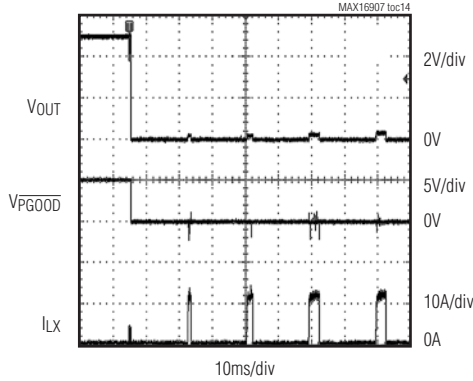


# 36V、2.2MHzステップダウンコンバータ、 低動作電流

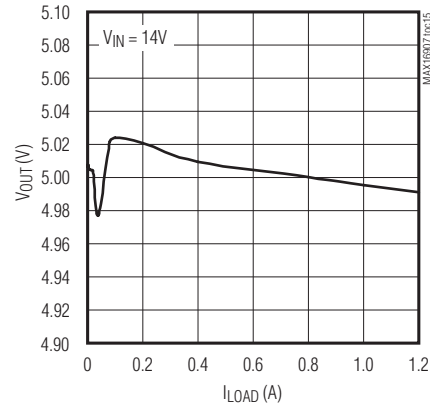
## 標準動作特性(続き)

( $V_{SUP} = V_{SUPSW} = V_{EN} = 14V$ ,  $V_{OUT} = 5V$ , FB connected to  $V_{OUT}$ ,  $L1 = 2.2\mu H$  (Wurth 744311220),  $D1 = D360B-13-F$  (Diodes, Inc.),  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

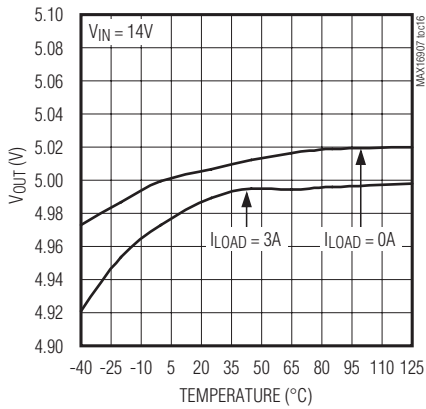
**SHORT CIRCUIT TO GROUND TEST  
(5V/2.2MHz)**



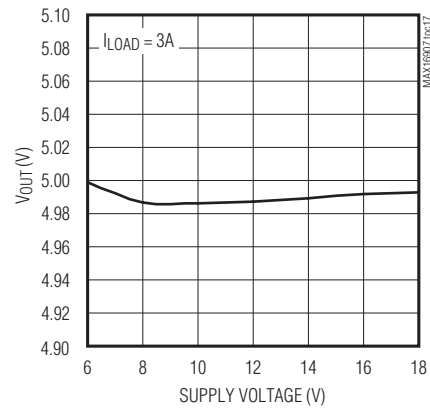
**VOUT LOAD REGULATION (5V/2.2MHz)**



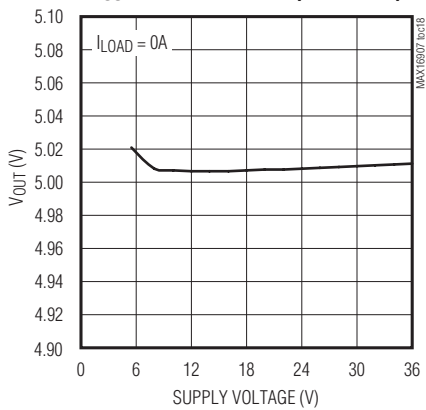
**VOUT vs. TEMPERATURE  
(5V/2.2MHz)**



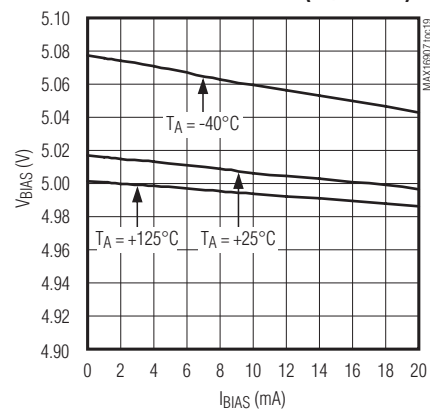
**VOUT LINE REGULATION (5V/2.2MHz)**



**VOUT LINE REGULATION (5V/2.2MHz)**



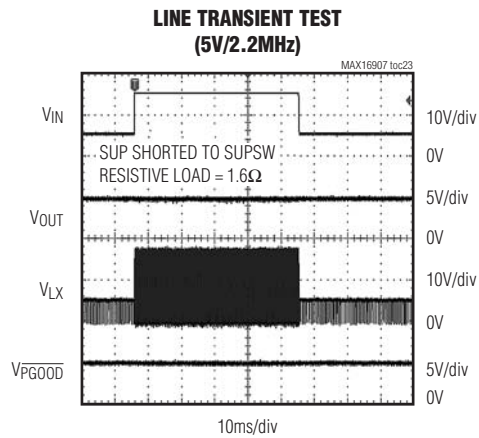
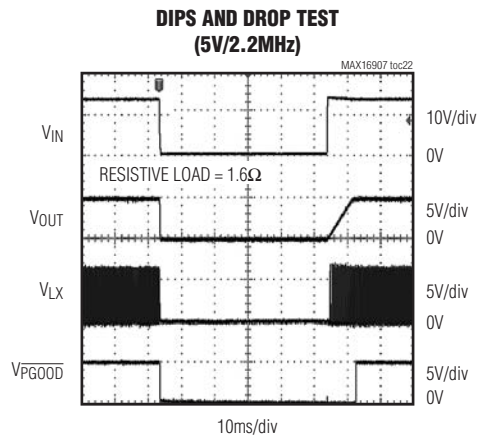
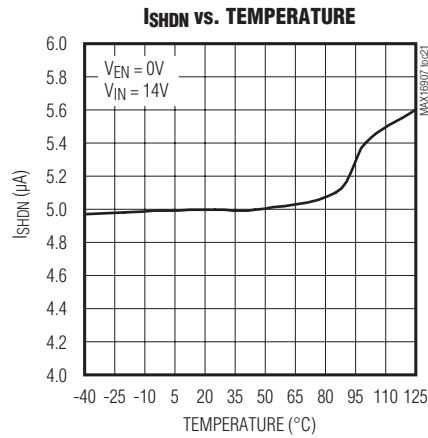
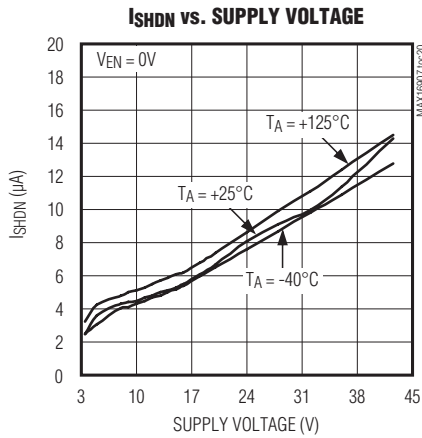
**BIAS LOAD REGULATION (5V/2.2MHz)**



## 36V、2.2MHzステップダウンコンバータ、 低動作電流

### 標準動作特性(続き)

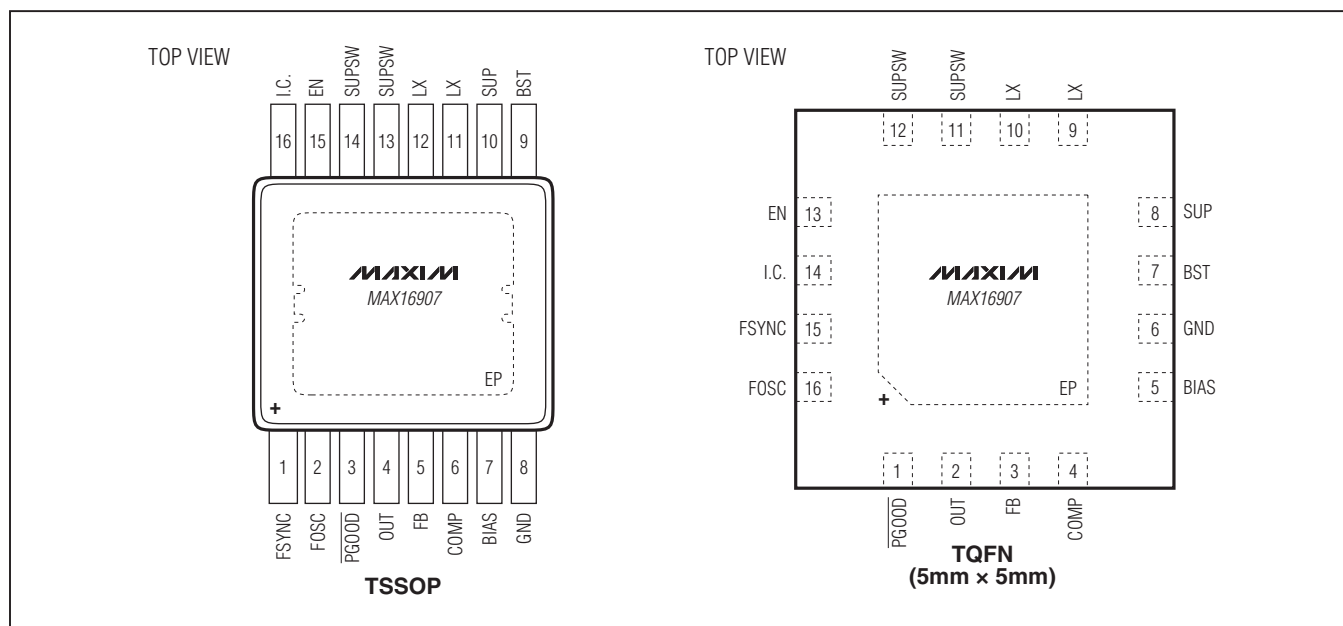
( $V_{SUP} = V_{SUPSW} = V_{EN} = 14V$ ,  $V_{OUT} = 5V$ , FB connected to  $V_{OUT}$ ,  $L1 = 2.2\mu H$  (Wurth 744311220),  $D1 = D360B-13-F$  (Diodes, Inc.),  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)





# 36V、2.2MHzステップダウンコンバータ、 低動作電流

## ピン配置



## 端子説明

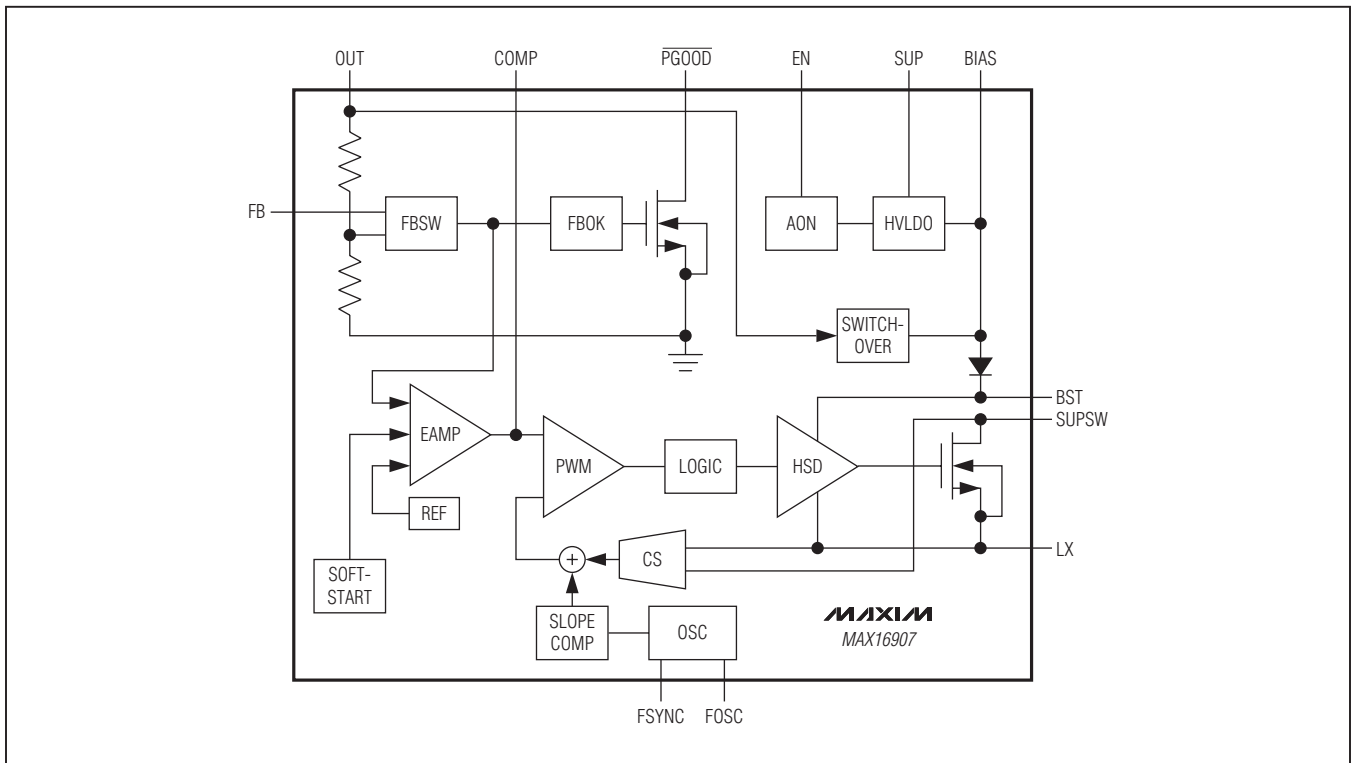
端子		名称	機能
TSSOP	TQFN		
1	15	FSYNC	同期入力。デバイスはFSYNCに印加する外部信号に同期します。正常な動作のためには、外部クロック周波数が内部クロック周波数より10%高い必要があります。内部クロックを使用する場合は、FSYNCをGNDに接続してください。
2	16	FOSC	抵抗で設定可能なスイッチング周波数設定制御入力。FOSCとGNDの間に抵抗を接続してスイッチング周波数を設定してください。
3	1	$\overline{\text{PGOOD}}$	オープンドレイン、アクティブローの出力。 $\overline{\text{PGOOD}}$ は $V_{\text{OUT}}$ がレギュレーションポイントの92.5%を下回っている場合にアサートします。 $\overline{\text{PGOOD}}$ は $V_{\text{OUT}}$ がレギュレーションポイントの95%を上回っている場合にデアサートします。
4	2	OUT	スイッチレギュレータ出力。OUTはスタンバイモード中にコンバータの出力電圧が3V~5Vの間に設定されている場合に内部回路への給電も行います。
5	3	FB	フィードバック入力。OUTとFBおよびGND間に外付け抵抗分圧器を接続して出力電圧を設定してください。出力電圧を5Vに設定する場合は、BIASに接続してください。
6	4	COMP	エラーアンプ出力。安定した動作のためにCOMPとGNDの間にRCネットワークを接続してください。詳細については「 <a href="#">補償回路</a> 」の項を参照してください。
7	5	BIAS	リニアレギュレータ出力。BIASは内部回路に給電します。1 $\mu\text{F}$ のコンデンサでグラウンドにバイパスしてください。
8	6	GND	グラウンド
9	7	BST	ハイサイドドライバ電源。正常な動作のために、LXとBSTの間に0.1 $\mu\text{F}$ のコンデンサを接続してください。

# 36V、2.2MHzステップダウンコンバータ、 低動作電流

## 端子説明(続き)

端子		名称	機能
TSSOP	TQFN		
10	8	SUP	電源電圧入力。SUPは内蔵リアレギュレータに給電します。グラウンドとの間に4.7μF (min)のコンデンサを接続してください。
11, 12	9, 10	LX	インダクタスイッチングノード。LXとGNDの間にショットキーダイオードを接続してください。
13, 14	11, 12	SUPSW	内蔵ハイサイドスイッチ電源入力。SUPSWは内蔵スイッチに給電します。グラウンドとの間に0.1μFのデカップリングコンデンサと4.7μFのセラミックコンデンサを接続してください。
15	13	EN	SUP電圧対応イネーブル入力。デバイスをディセーブルするにはENをローに駆動してください。デバイスをイネーブルするにはENをハイに駆動してください。
16	14	I.C.	内部接続。正常な動作のために、グラウンドに接続してください。
—	—	EP	エクスポーズドパッド。効果的な電力消費を実現するために、EPを連続した大面積の銅グラウンドプレーンに接続してください。ICの唯一のグラウンド接続として使用しないでください。EPはGNDに接続する必要があります。

## 内部ブロック図



## 36V、2.2MHzステップダウンコンバータ、 低動作電流

### 詳細

MAX16907は、ハイサイドスイッチを内蔵した、定周波数、電流モード、車載用バックコンバータです。このデバイスは3.5V~36Vの入力電圧で動作して、最大42Vの入力過渡に耐えることができます。コールドクランク状態などの低電圧イベント中は、内部パスデバイスが98%のデューティサイクルを維持します。

スイッチング周波数は抵抗で1MHz~2.2MHzに設定することが可能で、効率、ノイズ、および基板スペースに対する最適化が可能です。同期入力FSYNCによって、デバイスを外部クロック周波数に同期させることができます。

軽負荷状態では、デバイスはスキップモードに移行して高効率を実現します。5V固定の出力電圧を使用する場合は外付けの抵抗が不要で、消費電流が30 $\mu$ Aに低減されます。詳細については、「[内部ブロック図](#)」を参照してください。

### 広い入力電圧範囲(3.5V~36V)

このデバイスはSUPとSUPSWの2つの独立した電源入力を備えており、3.5V~36Vの広い入力電圧範囲で動作が保証されています。V<sub>SUP</sub>はデバイスに給電して、V<sub>SUPSW</sub>は内蔵スイッチに給電します。デバイスが3.5Vの入力電源で動作している場合、コールドクランクなどの特定の条件によって、SUPSWの電圧が出力電圧の設定値を下回る可能性があります。その場合、デバイスは高デューティサイクルモードで動作して出力レギュレーションを維持します。

### リニアレギュレータ出力(BIAS)

このデバイスは、内部回路に給電する5Vリニアレギュレータ(BIAS)を内蔵しています。BIASとGNDの間に1 $\mu$ Fのセラミックコンデンサを接続してください。

### 外部クロック入力(FSYNC)

このデバイスは、FSYNCに印加される外部クロック信号に同期します。正常な同期のためには、FSYNCの信号の周波数が内部クロックの周波数より10%高い必要があります。

### ソフトスタート

このデバイスは、3Aの抵抗性負荷を伴う最大500 $\mu$ Fの容量性負荷に対して8.5ms固定のソフトスタート時間を備えています。

### 最小オン時間

このデバイスは、2.2MHzのスイッチング周波数と高い入出力間の電圧差での正常な動作を保証する、80nsの最小オン時間を備えています。この特長は、基板スペースに制約があり、コンバータが9V~18Vに変化する入力電圧を使用して十分安定化された出力電圧を維持する必要があります。

る車載アプリケーションにおいて非常に有益です。さらに、このデバイスは高速ループ応答を実現する革新的な設計を採用しており、過渡中における十分な出力電圧の安定化が一層保証されます。

### システムイネーブル(EN)

イネーブル制御入力(EN)は、デバイスを低電力シャットダウンモードからアクティブ化させます。ENは最低3.3Vまでの車載バッテリーのレベルからの入力と互換性があります。ENは高電圧に対応するため、CANTランシーバのSUP、KEY/KL30、またはINH端子に接続することができます。

ENは内蔵レギュレータをオンにします。V<sub>BIAS</sub>が内部ロックアウトスレッショルドのV<sub>UVL</sub> = 3.1V (typ)を上回った時点でコントローラがアクティブ化して、出力電圧が8.5ms以内に立ち上がります。

ENをロジックローにすることで、デバイスがシャットダウンします。シャットダウン中は、内蔵のリニアレギュレータとゲートドライバがオフになります。シャットダウンは最も低電力の状態であり、自己消費電流が5 $\mu$ A (typ)に低減します。デバイスをシャットダウンから復帰させるには、ENをハイに駆動してください。

### 過電圧保護

このデバイスは、出力に過電圧状態が存在する場合にデバイスを保護する過電圧保護回路を内蔵しています。出力電圧が設定電圧の110%を上回った場合、デバイスはスイッチングを停止します。過電圧状態が除去された時点で、デバイスはレギュレーションを再開します。

### 高速負荷過渡応答

電流モードバックコンバータには、積分器アーキテクチャと負荷ラインアーキテクチャが含まれます。積分器アーキテクチャは大きいループ利得を備えています。過渡応答が遅くなります。負荷ラインアーキテクチャは過渡応答が高速ですがループ利得が低くなります。このデバイスは、過渡応答を改善した革新的な設計の積分器アーキテクチャを備えています。そのため、このデバイスは高い出力電圧精度を実現するとともに、負荷過渡中にボード上の他の部品を損傷する可能性のある過渡オーバーシュートから出力が短時間で回復可能となっています。

### 過負荷保護

過負荷保護回路は、デバイスが電流制限状態の場合およびV<sub>OUT</sub>がリセットスレッショルドを下回っている場合にトリガされます。これらの条件下では、デバイスはハイサイドFETを16ms間オフにして、再びソフトスタートに移行します。過負荷状態が依然として存在する場合、デバイスはこのサイクルを繰り返します。

# 36V、2.2MHzステップダウンコンバータ、 低動作電流

## スキップモード/スタンバイモード

$I_{INDUCTOR} \leq 185\text{mA}$ の軽負荷動作中、デバイスはスキップモード動作に移行します。スキップモードでは回路の大部分がオフになり、スイッチが再びオンになる前に出力がレギュレーション電圧を下回るのを許容します。負荷電流が小さいほど、レギュレータが新しいサイクルを開始するのに時間がかかります。コンバータは不要なサイクルをスキップして回路の大部分をオフにするため、コンバータの効率が向上します。ハイサイドFETが $50\mu\text{s}$ 以上にわたってスイッチングを停止した場合、LDOを含む内部回路の大部分が $V_{OUT}$ から給電されるため( $V_{OUT} = 3\text{V} \sim 5.5\text{V}$ の場合)、バッテリーからの電流消費をわずかに $30\mu\text{A}$ に低減することができます。

## 温度過昇保護

熱過負荷保護は、デバイス内の総電力消費を制限します。接合部温度が $+175^\circ\text{C}$  (typ)を超えた時点で、内部の温度センサーが内蔵バイアスレギュレータおよびステップダウンコンバータをシャットダウンして、ICの温度を低下させます。接合部温度が $15^\circ\text{C}$ 低下した後、温度センサーはICを再びオンにします。

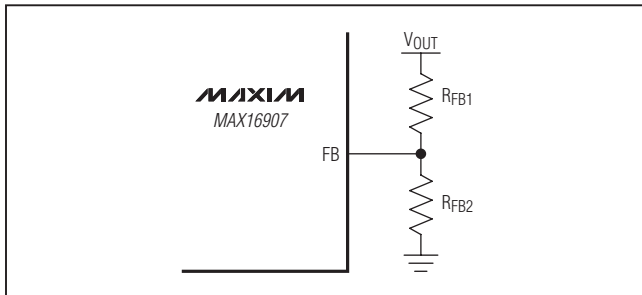


図1. 可変出力電圧の設定

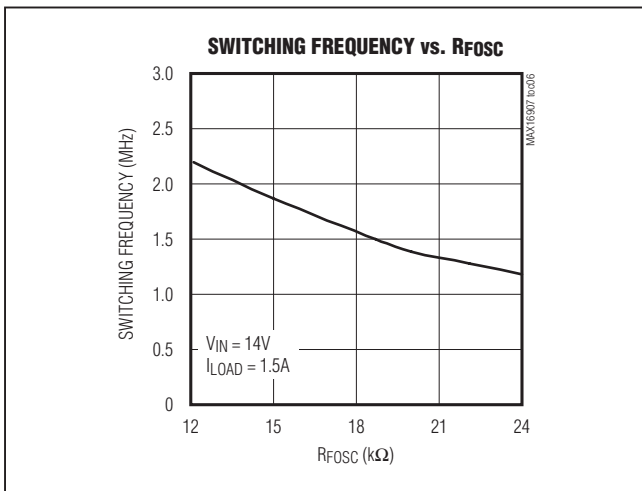


図2. スイッチング周波数と $R_{FOSC}$ の関係

## アプリケーション情報

### 出力電圧の設定

固定5V出力電圧とするには、FBをBIASに接続してください。1V~10Vの範囲で出力を他の電圧に設定するには、出力(OUT)とFBおよびGNDの間に抵抗分圧器を接続してください(図1)。次式を使用して、 $R_{FB1}$  (OUTとFBの間の抵抗)を計算してください。

$$R_{FB1} = R_{FB2} \left[ \left( \frac{V_{OUT}}{V_{FB}} \right) - 1 \right]$$

ここで、 $V_{FB} = 1\text{V}$ です(「[Electrical Characteristics](#)」の表を参照)。

### 内部発振器

スイッチング周波数 $f_{SW}$ は、 $FOSC$ とGNDの間に接続する抵抗( $R_{FOSC}$ )によって設定されます。図2を参照して、所望のスイッチング周波数に対する適正な $R_{FOSC}$ の値を選択してください。たとえば、2.2MHzのスイッチング周波数は $R_{FOSC} = 12\text{k}\Omega$ によって設定されます。周波数が高いほど、より低いインダクタ値とより小さい出力容量を使用する設計が可能になります。その結果、スイッチング周波数が高いほどピーク電流と $I^2R$ 損失が減少しますが、コア損失、ゲート充電電流、およびスイッチング損失は増大します。

### インダクタの選択

デバイスとの動作のためには、インダクタンス値(L)、インダクタ飽和電流( $I_{SAT}$ )、およびDC抵抗( $R_{DCR}$ )の、3つの主要なインダクタのパラメータを指定する必要があります。インダクタンス値を選択するには、最初にインダクタのピークトゥピークAC電流とDC平均電流の比率(LIR)を選択する必要があります。サイズと損失の間の適切な妥協点として、ピークトゥピークリップル電流と平均電流の比率が30%の場合(LIR = 0.3)があります。次に、スイッチング周波数、入力電圧、出力電圧、および選択したLIRによって、次式のようにインダクタ値が決定されます。

$$L = \frac{V_{OUT}(V_{SUP} - V_{OUT})}{V_{SUP}f_{SW}I_{OUT}LIR}$$

ここで、 $V_{SUP}$ 、 $V_{OUT}$ 、および $I_{OUT}$ は標準値です(標準的な条件下で最高の効率が実現されます)。スイッチング周波数は、 $R_{FOSC}$ によって設定されます(「[内部発振器](#)」の項を参照)。正確なインダクタ値は重要ではなく、サイズ、コスト、効率、および過渡応答の要件の間でトレードオフを行うために調整することができます。表1に、小型と大型のインダクタサイズ間の比較を示します。

## 36V、2.2MHzステップダウンコンバータ、 低動作電流

表1. インダクタのサイズによる比較

インダクタのサイズ	
小型	大型
低価格	低リップル
小型実装面積	高効率
高速負荷応答	スキップモードでの 固定周波数範囲が広い

インダクタ値は、最大インダクタ電流がデバイスの最小電流制限に達しないように選択する必要があります。最適な動作点は、通常はリップル電流の25%~35%の範囲に存在します。パルススキップ動作時(FSYNCがローかつ軽負荷の場合)には、PFM/PWMの切替えが発生する負荷電流値もインダクタ値によって決定されます。

割り当てられた寸法に適合するものの中で、可能な限りDC抵抗値が小さい低損失のインダクタを選択してください。ほとんどのインダクタメーカーは、1.0μH、1.5μH、2.2μH、3.3μHなどの標準値のインダクタを提供しています。また、入力電圧範囲にわたってより適切なLIRの妥協点が提供される可能性があるため、非標準の値についても検討してください。スイングインダクタ(無負荷時のインダクタンスが電流の増加とともに直線的に減少するもの)を使用する場合は、適切にスケールしたインダクタンス値を使用してLIRの評価を行ってください。選択したインダクタ値に対して、実際のピークトゥピークインダクタリップル電流(ΔI<sub>INDUCTOR</sub>)は次式で定義されます。

$$\Delta I_{\text{INDUCTOR}} = \frac{V_{\text{OUT}}(V_{\text{SUP}} - V_{\text{OUT}})}{V_{\text{SUP}} \times f_{\text{SW}} \times L}$$

ここで、ΔI<sub>INDUCTOR</sub>の単位はA、Lの単位はH、f<sub>SW</sub>の単位はHzです。

鉄粉末コアは安価であり200kHzで適切に動作しますが、多くの場合はフェライトコアが最善の選択になります。コアはピークインダクタ電流(I<sub>PEAK</sub>)で飽和しないだけの十分な大きさが必要です。

$$I_{\text{PEAK}} = I_{\text{LOAD(MAX)}} + \frac{\Delta I_{\text{INDUCTOR}}}{2}$$

### 入力コンデンサ

入力フィルタコンデンサは、電力ソースから流れるピーク電流を低減するとともに、回路のスイッチングによって発生する入力のノイズと電圧リップルを軽減します。

入力コンデンサのRMS電流要件(I<sub>RMS</sub>)は、次式で定義されます。

$$I_{\text{RMS}} = I_{\text{LOAD(MAX)}} \frac{\sqrt{V_{\text{OUT}}(V_{\text{SUP}} - V_{\text{OUT}})}}{V_{\text{SUP}}}$$

I<sub>RMS</sub>は、入力電圧が出力電圧の2倍に等しいとき(V<sub>SUP</sub> = 2V<sub>OUT</sub>)最大値となるため、I<sub>RMS(MAX)</sub> = I<sub>LOAD(MAX)</sub>/2です。

最適な長期的信頼性を実現するために、RMS入力電流における自己発熱による温度上昇が+10°C以下の入力コンデンサを選択してください。

入力電圧リップルは、ΔV<sub>Q</sub> (コンデンサの放電によるもの)とΔV<sub>ESR</sub> (コンデンサの等価直列抵抗(ESR)によるもの)で構成されます。高いリップル電流能力を備えた低ESRのセラミックコンデンサを入力に使用してください。ESRおよびコンデンサの放電による成分が50%に等しいと想定してください。所定の入力電圧リップルに必要な入力容量とESRを、以下の式を使用して計算してください。

$$ESR_{\text{IN}} = \frac{\Delta V_{\text{ESR}}}{I_{\text{OUT}} + \frac{\Delta I_{\text{L}}}{2}}$$

ここで、

$$\Delta I_{\text{L}} = \frac{(V_{\text{SUP}} - V_{\text{OUT}}) \times V_{\text{OUT}}}{V_{\text{SUP}} \times f_{\text{SW}} \times L}$$

および、

$$C_{\text{IN}} = \frac{I_{\text{OUT}} \times D(1-D)}{\Delta V_{\text{Q}} \times f_{\text{SW}}} \quad \text{および、} \quad D = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{SUPSW}}}$$

ここで、I<sub>OUT</sub>は最大出力電流、Dはデューティサイクルです。

### 出力コンデンサ

出力フィルタコンデンサは、出力リップルと負荷過渡の要件を満たす程度に低く、かつ安定性の要件を満たす程度に高いESRを備えている必要があります。出力容量は、過電圧フォルト保護を作動させることなしに、全負荷状態から無負荷状態に移行する際のインダクタのエネルギーを吸収することができる大きさにする必要があります。大容量、低ESRのコンデンサを使用する場合は、フィルタコンデンサのESRが出力電圧リップルの大部分になります。そのため、出力コンデンサのサイズは下記の出力電圧リップル(V<sub>RIPPLE(P-P)</sub>)の仕様を満たすために必要な最大ESRに依存します。

$$V_{\text{RIPPLE(P-P)}} = ESR \times I_{\text{LOAD(MAX)}} \times \text{LIR}$$

実際に必要な容量値は、低ESRの実現に必要な物理的サイズ、およびコンデンサ技術の組成に関係します。そのため、通常は容量値よりもESRと電圧の定格によってコンデンサが選択されます。

## 36V、2.2MHzステップダウンコンバータ、 低動作電流

セラミックコンデンサなどの低容量フィルタコンデンサを使用する場合は、通常は負荷過渡時の電圧低下や電圧上昇による問題の発生を防止するために必要な容量によってサイズが決定します。一般に、オーバーシュートの要件を満たすのに十分な容量を付加した場合、負荷の立上りエッジにおけるアンダーシュートは問題になりません。しかし、低容量フィルタコンデンサは通常はESRゼロ点が高いため、全体的な安定性に影響する可能性があります。

### 整流器の選択

このデバイスは、環流ダイオードとして外付けのショットキーダイオード整流器を必要とします。この整流器は、短いリードおよび短いPCBトレースを使用してデバイスの近くに接続してください。予想される最大入力電圧 $V_{SUPSW}$ より電圧定格が高い整流器を選択してください。LXの負電圧を制限するために、順方向電圧降下の小さいショットキー整流器を使用してください。必要以上に高い逆電圧のショットキー整流器は、順方向電圧降下が大きくなるため使用しないでください。

### 補償回路

このデバイスは、反転入力と出力を備えた内部トランスコンダクタンスエラーアンプを使用して、ユーザが外部周波数の補償を行うことができます。出力コンデンサと補償回路によって、ループの安定性が決定します。インダクタおよび出力コンデンサは、性能、サイズ、およびコストに基づいて選択します。さらに、補償回路は制御ループの安定性を最適化します。

コントローラは、外付けインダクタを介して必要な電流を強制的に流すことによって出力電圧を安定化する、電流モード制御方式を使用しています。このデバイスは、ハイサイドMOSFETの電圧降下を使用してインダクタ電流を検出します。電流モード制御では、インダクタと出力コンデンサ

によるフィードバックループの2つのポールが排除され、結果として位相シフトが小さくなり、電圧モード制御よりもエラーアンプの補正が簡単になります。セラミックコンデンサを出力フィルタに使用するアプリケーションでは、単純な1つの直列抵抗( $R_C$ )とコンデンサ( $C_C$ )のみで安定した広帯域のループを実現することができます(図3)。他のタイプのコンデンサの場合は、容量およびESRが大きいため、容量とESRによって生成されるゼロの周波数が所望のクローズドループクロスオーバー周波数より低くなります。非セラミックの出力コンデンサのループを安定させるには、COMPとGNDの間にもう1つの補償コンデンサ( $C_F$ )を追加してこのESRゼロを相殺してください。

基本的なレギュレータのループは、パワーモジュレータ、出力フィードバック分圧器、およびエラーアンプとしてモデル化されています。パワーモジュレータは $g_{mc} \times R_{LOAD}$ によって設定されるDC利得を備え、 $R_{LOAD}$ 、出力コンデンサ( $C_{OUT}$ )、およびそのESRによってポールとゼロのペアが設定されます。以下の式によって、ランプ安定化の影響を無視した場合のパワーモジュレータの利得( $GAIN_{MOD}(DC)$ )の値を近似的に求めることができます。ランプ安定化はデューティサイクルが50%以上の場合に必要であり、デバイス内部で行われます。

$$GAIN_{MOD}(DC) = g_{mc} \times R_{LOAD}$$

ここで、 $R_{LOAD} = V_{OUT}/I_{LOAD}(MAX)$  (単位:  $\Omega$ )、 $g_{mc} = 3S$ です。

電流モードステップダウンコンバータでは、出力コンデンサ、そのESR、および負荷抵抗によって、次の周波数にポールが生成されます。

$$f_{pMOD} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \times R_{LOAD}}$$

出力コンデンサとそのESRによって、次の位置にゼロも生成されます。

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

$C_{OUT}$ が並列に接続された「n」個の同一のコンデンサで構成される場合、その結果は $C_{OUT} = n \times C_{OUT}(EACH)$ および $ESR = ESR(EACH)/n$ となります。同等のコンデンサを並列に組み合わせた場合、コンデンサのゼロは個々のコンデンサと同じになることに注意してください。

フィードバック分圧器の利得は $GAIN_{FB} = V_{FB}/V_{OUT}$ で、 $V_{FB}$ は1V (typ)です。

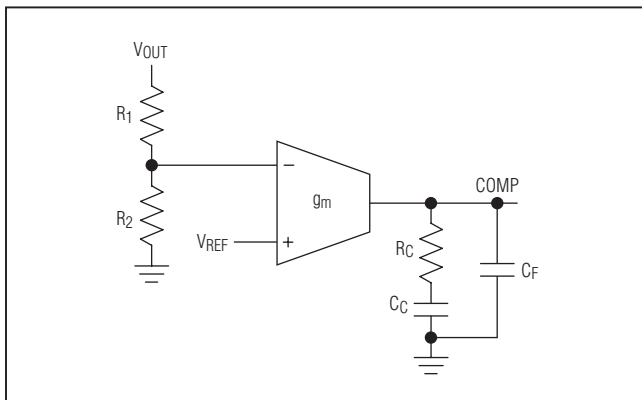


図3. 補償回路

## 36V、2.2MHzステップダウンコンバータ、 低動作電流

トランスコンダクタンスエラーアンプのDC利得は  $GAIN_{EA(DC)} = g_{m,EA} \times R_{OUT,EA}$  で、 $g_{m,EA}$  はエラーアンプの相互コンダクタンスで値は  $900\mu S$  (typ)、 $R_{OUT,EA}$  はエラーアンプの出力抵抗です。

ドミナントポール( $f_{dpEA}$ )は、補償用コンデンサ( $C_C$ )とアンプの出力抵抗( $R_{OUT,EA}$ )によって設定されます。ゼロ( $f_{zEA}$ )は、補償用抵抗( $R_C$ )と補償用コンデンサ( $C_C$ )によって設定されます。出力コンデンサのESRゼロがクロスオーバー周波数( $f_c$ 、ループ利得が1 (0dB)に等しくなる位置)の近くに発生する場合にそれを相殺する、 $C_F$ と $R_C$ によって設定されるオプションのポール( $f_{pEA}$ )が存在します。したがって、

$$f_{dpEA} = \frac{1}{2\pi \times C_C \times (R_{OUT,EA} + R_C)}$$

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

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

ループ利得のクロスオーバー周波数( $f_c$ )は、スイッチング周波数の1/5より低く、かつパワーモジュレータのポール( $f_{pMOD}$ )より高く設定してください。

$$f_{pMOD} \ll f_c \leq \frac{f_{SW}}{5}$$

モジュレータの利得、フィードバック分圧器の利得、およびエラーアンプの利得の積としての $f_c$ における全ループ利得は1に等しくなります。すなわち、

$$GAIN_{MOD}(f_c) \times \frac{V_{FB}}{V_{OUT}} \times GAIN_{EA}(f_c) = 1$$

$f_{zMOD}$ が $f_c$ より高い場合：

$$GAIN_{EA}(f_c) = g_{m,EA} \times R_C$$

$$GAIN_{MOD}(f_c) = GAIN_{MOD(DC)} \times \frac{f_{pMOD}}{f_c}$$

したがって、

$$GAIN_{MOD}(f_c) \times \frac{V_{FB}}{V_{OUT}} \times g_{m,EA} \times R_C = 1$$

$R_C$ について解くと、

$$R_C = \frac{V_{OUT}}{g_{m,EA} \times V_{FB} \times GAIN_{MOD}(f_c)}$$

$R_C$ と $C_C$ で形成されるエラーアンプの補償ゼロ( $f_{zEA}$ )を、 $f_{pMOD}$ の位置に設定してください。 $C_C$ の値を次のように計算してください。

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

$f_{zMOD}$ が $5 \times f_c$ より低い場合は、COMPとGNDの間に第2のコンデンサ( $C_F$ )を追加して、 $R_C$ と $C_F$ によって形成される補償ポール( $f_{pEA}$ )を $f_{zMOD}$ の位置に設定してください。 $C_F$ の値を次のように計算してください。

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

負荷電流の減少とともに、モジュレータのポールも低下します。しかし、モジュレータの利得はそれに応じて増大して、クロスオーバー周波数は同じままです。

$f_{zMOD}$ が $f_c$ より低い場合：

$f_c$ におけるパワーモジュレータの利得は次の通りです。

$$GAIN_{MOD}(f_c) = GAIN_{MOD(DC)} \times \frac{f_{pMOD}}{f_{zMOD}}$$

$f_c$ におけるエラーアンプの利得は次の通りです。

$$GAIN_{EA}(f_c) = g_{m,EA} \times R_C \times \frac{f_{zMOD}}{f_c}$$

したがって、

$$GAIN_{MOD}(f_c) \times \frac{V_{FB}}{V_{OUT}} \times g_{m,EA} \times R_C \times \frac{f_{zMOD}}{f_c} = 1$$

$R_C$ について解くと、

$$R_C = \frac{V_{OUT} \times f_c}{g_{m,EA} \times V_{FB} \times GAIN_{MOD}(f_c) \times f_{zMOD}}$$

$R_C$ と $C_C$ によって形成されるエラーアンプの補償ゼロを、次のように $f_{pMOD}$ の位置に設定してください( $f_{zEA} = f_{pMOD}$ )。

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

$f_{zMOD}$ が $5 \times f_c$ より低い場合は、COMPとGNDの間に第2のコンデンサ $C_F$ を追加してください。 $f_{pEA} = f_{zMOD}$ に設定して、次のように $C_F$ を計算してください。

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

## 36V、2.2MHzステップダウンコンバータ、 低動作電流

### PCBレイアウトのガイドライン

スイッチング損失の少ない、クリーンで安定した動作を実現するためには、注意深いPCBレイアウトが非常に重要です。ノイズ耐性と電力消費を向上させるため、可能な限り多層基板を使用してください。適切なPCBレイアウトとするため、以下のガイドラインにしたがってください。

- 1) ICパッケージの下には連続した大面積の銅プレーンを使用してください。すべての発熱部品について適切な冷却を保証してください。効果的な放熱を行ってICの能力を完全に引き出すために、デバイスの裏面パッドをこの銅プレーンにはんだ付けする必要があります。放熱のために、このプレーンには複数のビアまたは1つの大きいビアを使用してください。
- 2) 電力部品および大電流の経路は、敏感なアナログ回路から分離してください。これは、アナログ信号へのノイズの結合を防止するために不可欠です。
- 3) 大電流の経路は、特にグランド端子について、常に短くしてください。この手法は、安定した、ジッタのない

動作にとって不可欠です。入力コンデンサ、ハイサイドFET、インダクタ、および出力コンデンサで構成される大電流の経路は、できる限り短くしてください。

- 4) 電源配線および負荷との接続を短くしてください。この手法は、高効率の実現に不可欠です。全負荷効率を改善するために、厚い銅のPCB (1オンスより2オンス)を使用してください。
- 5) アナログ信号ラインは高周波数のプレーンから遠ざけて配線してください。これによって、ICにフィードバックされる敏感な信号の完全性を保証することができます。
- 6) アナログおよび電力セクションのグランド接続は、ICの近くで行ってください。これによって、グランド電流ループを最小限に抑えることができます。1つのグランドのみを使用する場合は、アナログリターン信号と大電力信号の十分な分離を確保する必要があります。

### 型番

PART	SPREAD SPECTRUM	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX16907RAUE/V+	Disabled	-40°C to +125°C	16 TSSOP-EP**
MAX16907SAUE/V+*	Enabled	-40°C to +125°C	16 TSSOP-EP**
MAX16907RATE/V+	Disabled	-40°C to +125°C	16 TQFN-EP**
MAX16907SATE/V+*	Enabled	-40°C to +125°C	16 TQFN-EP**

/Vは車載認定製品を表します。

+は鉛(Pb)フリー/RoHS準拠パッケージを表します。

\*開発中の製品。入手性に関するお問い合わせください。

\*\*EP = エクスポートパッド。

### チップ情報

PROCESS: BiCMOS

### 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[japan.maxim-ic.com/packages](http://japan.maxim-ic.com/packages)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ことがある点に注意してください。

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.
16 TSSOP-EP	U16E+3	<a href="#">21-0108</a>	<a href="#">90-0120</a>
16 TQFN-EP	T1655+4	<a href="#">21-0140</a>	<a href="#">90-0121</a>



**36V、2.2MHzステップダウンコンバータ、  
低動作電流****改訂履歴**

版数	改訂日	説明	改訂ページ
0	3/11	初版	—
1	7/11	「 <a href="#">補償回路</a> 」の項のGAIN <sub>MOD(DC)</sub> とf <sub>pMOD</sub> の式の誤りを修正。	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は完全にMaxim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。Maxim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** \_\_\_\_\_ **17**