

MAX16975

28V、1.2A車載用ステップダウンコンバータ、 低動作電流

概要

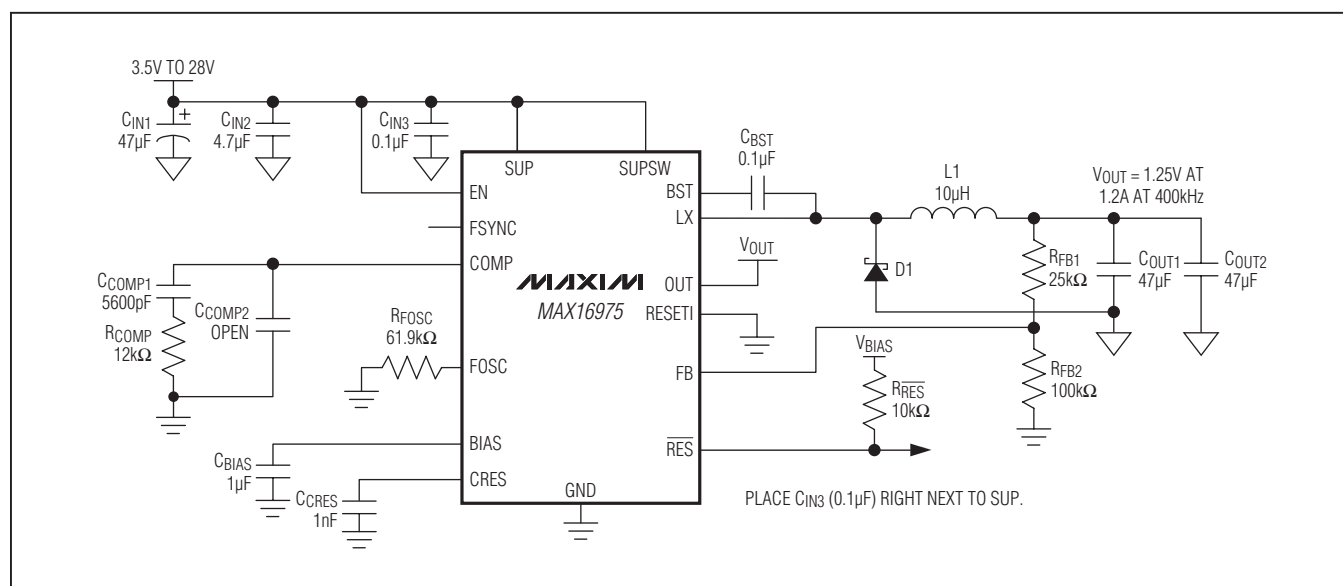
MAX16975は、ハイサイドスイッチ内蔵の1.2A、電流モード、ステップダウンコンバータです。このデバイスは3.5V~28Vの入力電圧で動作しながら、無負荷時の自己消費電流はわずか45μAです。スイッチング周波数は外付けの抵抗を使用して220kHz~1.0MHzに調整可能で、外部クロックに同期させることができます。出力電圧は、固定5Vまたは外付け抵抗を使用する可変1V~10Vのいずれかを端子で選択可能です。広い入力電圧範囲を備えているため、車載用および産業用アプリケーションに最適です。

このデバイスは、スキップモードで動作し、軽負荷状態での電流消費量を低減します。リセットスレッショルドが調整可能であるため、仕様上の最小入力電圧までマイクロコントローラを動作させ続けることが可能です。保護機能には、サイクル単位の電流制限、ソフトスタート、過電圧、および自動復帰機能付きのサーマルシャットダウンがあります。また、パワーグッドモニタも備えており、電源シーケンス処理を容易にします。

このデバイスは、-40℃~+125℃の自動車用温度範囲で動作し、16ピンQSOPおよびQSOP-EPパッケージで提供されます。

型番はデータシートの最後に記載されています。

標準アプリケーション回路



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/MAX16975.relatedを参照してください。

特長

- ◆ 広い入力電圧範囲：3.5V~28V
- ◆ 入力過渡耐性：42V
- ◆ 出力電圧：5V固定または1V~10V可変
- ◆ 1.2Aハイサイドスイッチ内蔵
- ◆ 可変スイッチング周波数：220kHz~1.0MHz
- ◆ 周波数同期入力
- ◆ ブーストダイオード内蔵
- ◆ スキップモード動作電流：45μA
- ◆ シャットダウン電流：10μA以下
- ◆ 調整可能なパワーグッド出力レベルとタイミング
- ◆ 3.3Vのロジックレベルから42Vまで対応するイネーブル入力
- ◆ 電流制限、サーマルシャットダウン、および過電圧保護
- ◆ 自動車用温度範囲：-40℃~+125℃

アプリケーション

車載用

産業用

28V、1.2A車載用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 +45V
 BST to GND-0.3V to +47V
 BST to LX-0.3V to +6V
 OUT to GND.....-0.3V to +12V
 SUP to SUPSW.....-0.3V to +0.3V
 RESETI, FOSC, COMP, BIAS,
 FSYNC, CRES, RES, FB to GND-0.3V to +6V
 Output Short-Circuit Duration.....Continuous

Continuous Power Dissipation ($T_A = +70^\circ\text{C}$)
 QSOP (derate 9.6 mW/ $^\circ\text{C}$ above $+70^\circ\text{C}$).....771.5mW
 Operating Temperature Range..... -40°C to $+125^\circ\text{C}$
 Junction Temperature $+150^\circ\text{C}$
 Storage Temperature Range..... -65°C to $+150^\circ\text{C}$
 Lead Temperature (soldering, 10s) $+300^\circ\text{C}$
 Soldering Temperature (reflow) $+260^\circ\text{C}$

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.

PACKAGE THERMAL CHARACTERISTICS (Note 1)

QSOP

Junction-to-Ambient Thermal Resistance (θ_{JA}) 103.7°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.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS*

($V_{SUP} = V_{SUPSW} = 14\text{V}$, $V_{EN} = 14\text{V}$, $L1 = 22\mu\text{H}$, $C_{IN} = 4.7\mu\text{F}$, $C_{OUT} = 100\mu\text{F}$, $C_{BIAS} = 1\mu\text{F}$, $C_{BST} = 0.1\mu\text{F}$, $C_{CRES} = 1\text{nF}$, $R_{FOSC} = 61.9\text{k}\Omega$, $T_A = T_J = -40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ\text{C}$.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Supply Voltage	V_{SUP} , V_{SUPSW}	Normal operation	3.5		28	V
Supply Current	I_{SUP}	Normal operation, no switching		2.9		mA
		Skip mode, no load, $V_{OUT} = 5\text{V}$		45		μA
Shutdown Supply Current		$V_{EN} = 0\text{V}$		9		μA
BIAS Regulator Voltage	V_{BIAS}	$V_{SUP} = V_{SUPSW} = 6\text{V}$ to 42V , $V_{OUT} < 3\text{V}$ or $V_{OUT} > 5.5\text{V}$, $I_{LOAD} = 0\text{A}$ (Note 2)	4.7	5.0	5.3	V
BIAS Undervoltage Lockout	V_{UVBIAS}	V_{BIAS} rising	2.95	3.15	3.35	V
BIAS Undervoltage Hysteresis				550		mV
Thermal-Shutdown Threshold				+175		$^\circ\text{C}$
Thermal-Shutdown Threshold Hysteresis				+15		$^\circ\text{C}$
OUTPUT VOLTAGE (OUT)						
Output Voltage	V_{OUT}	Normal operation, $V_{FB} = V_{BIAS}$, $I_{LOAD} = 1\text{A}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$	4.95	5	5.05	V
		Normal operation, $V_{FB} = V_{BIAS}$, $I_{LOAD} = 1\text{A}$, $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	4.9	5	5.1	
Skip-Mode Output Voltage	V_{OUT_SKIP}	No load, $V_{FB} = V_{BIAS}$ (Note 3)	4.9	5.05	5.2	V
Load Regulation		$V_{OUT} = 5\text{V}$, $V_{FB} = V_{BIAS}$, $30\text{mA} < I_{LOAD} < 1\text{A}$		0.3		%
Line Regulation		$6\text{V} < V_{SUP} < 28\text{V}$		0.02		%/V

28V、1.2A車載用ステップダウンコンバータ、 低動作電流

ELECTRICAL CHARACTERISTICS* (continued)

($V_{SUP} = V_{SUPSW} = 14V$, $V_{EN} = 14V$, $L1 = 22\mu H$, $C_{IN} = 4.7\mu F$, $C_{OUT} = 100\mu F$, $C_{BIAS} = 1\mu F$, $C_{BST} = 0.1\mu F$, $C_{CRES} = 1nF$, $R_{FOSC} = 61.9k\Omega$, $T_A = T_J = -40^\circ C$ to $+125^\circ C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
BST Input Current	I _{BST}	V _{BST} - V _{LX} = 5V		1.7	2.5	mA
LX Current Limit	I _{LX}	V _{SUP} = 4.5V to 28V, V _{SUPSW} = 14V, T _A = +25°C	1.5	1.8	2.0	A
		V _{SUP} = 4.5V to 28V, V _{SUPSW} = 14V	1.5	1.8		
Skip-Mode Current Threshold	I _{SKIP_TH}			200		mA
Power-Switch On-Resistance	R _{ON}	R _{ON} measured between SUPSW and LX, I _{LX} = 1A, V _{SUP} = 4.5V to 28V, V _{BST} - V _{LX} = 4.5V		300	550	mΩ
LX Leakage Current	I _{LX,LEAK}	V _{SUPSW} = 28V, V _{LX} = 0V, T _A = +25°C		0.01	1	μA
TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER (COMP)						
FB Input Current	I _{FB}			20		nA
FB Regulation Voltage	V _{FB}	FB connected to an external resistive divider, T _A = +25°C	0.99	1.0	1.01	V
		FB connected to an external resistive divider, -40°C ≤ T _A ≤ +125°C	0.985	1.0	1.015	
FB Line Regulation	ΔV _{LINE}	4.5V < V _{SUP} < 28V		0.02		%/V
Transconductance (from FB to COMP)	g _m	V _{FB} = 1V, V _{BIAS} = 5V		1000		μS
Minimum On-Time	t _{ON}			110		ns
Cold-Crank Event Duty Cycle	DC _{CC}			94		%
OSCILLATOR FREQUENCY						
Oscillator Frequency		R _{FOSC} = 25.5kΩ, V _{SUP} = 4.5V to 28V		1.0		MHz
		R _{FOSC} = 61.9kΩ, V _{SUP} = 4.5V to 28V	348	400	452	kHz
		R _{FOSC} = 120kΩ, V _{SUP} = 4.5V to 28V (Note 3)	191	220	249	kHz
Oscillator Frequency Range	f _{OSC}	(Note 3)	220		1000	kHz
EXTERNAL CLOCK INPUT (FSYNC)						
External Input Clock Acquisition Time	t _{FSYNC}			1		Cycles
External Input Clock Frequency		(Note 3)	f _{OSC} + 10%			Hz
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
FSYNC Pulldown Resistance	R _{FSYNC}			500		kΩ
Soft-Start Time	t _{SS}	f _{SW} = 400kHz		4		ms
		f _{SW} = 1.0MHz		1.6		ms
ENABLE INPUT (EN)						
Enable On Threshold Voltage Low	V _{EN_LO}				0.8	V

28V、1.2A車載用ステップダウンコンバータ、 低動作電流

ELECTRICAL CHARACTERISTICS* (continued)

($V_{SUP} = V_{SUPSW} = 14V$, $V_{EN} = 14V$, $L1 = 22\mu H$, $C_{IN} = 4.7\mu F$, $C_{OUT} = 100\mu F$, $C_{BIAS} = 1\mu F$, $C_{BST} = 0.1\mu F$, $C_{CRES} = 1nF$, $R_{FOSC} = 61.9k\Omega$, $T_A = T_J = -40^\circ C$ to $+125^\circ C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Enable On Threshold Voltage High	V_{EN_HI}		2.2			V
Enable Threshold Voltage Hysteresis	V_{EN_HYS}			0.2		V
Enable Input Current	I_{EN}			10		nA
RESET						
Reset Internal Switching Level	V_{TH_RISING}	V_{FB} rising, $V_{RESETI} = 0V$	93	95	96.5	% V_{FB}
	$V_{TH_FALLING}$	V_{FB} falling, $V_{RESETI} = 0V$	91	93	95	
RESETI Threshold Voltage	V_{RESETI_HI}	V_{RESETI} falling	1.05	1.25	1.4	V
CRES Threshold Voltage	V_{CRES_HI}	V_{CRES} rising	1.07	1.13	1.19	V
CRES Threshold Hysteresis	V_{CRES_HYS}			0.05		V
RESETI Input Current	I_{RESET}	$V_{RESETI} = 0V$		0.02		μA
CRES Source Current	I_{CRES}	V_{OUT} in regulation	9.5	10	10.5	μA
CRES Pulldown Current	I_{CRES_PD}	V_{OUT} out of regulation	1			mA
\overline{RES} Output Low Voltage		$I_{SINK} = 5mA$			0.4	V
\overline{RES} Leakage Current (Open-Drain Output)		V_{OUT} in regulation	$T_A = +25^\circ C$		1	μA
			$T_A = +125^\circ C$		20	nA
Reset Debounce Time	t_{RES_DEB}	V_{RESETI} falling		25		μs

Note 2: When $3V < V_{OUT} < 5.5V$, the bias regulator is connected to the output to save quiescent current, $V_{BIAS} = V_{OUT}$.

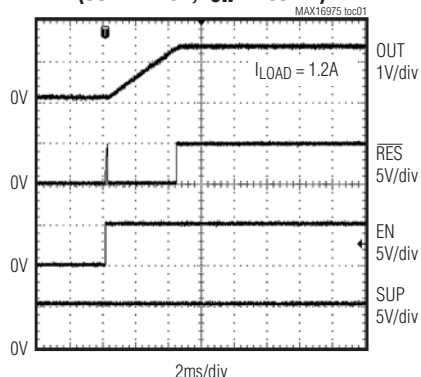
Note 3: Guaranteed by design; not production tested.

28V、1.2A車載用ステップダウンコンバータ、 低動作電流

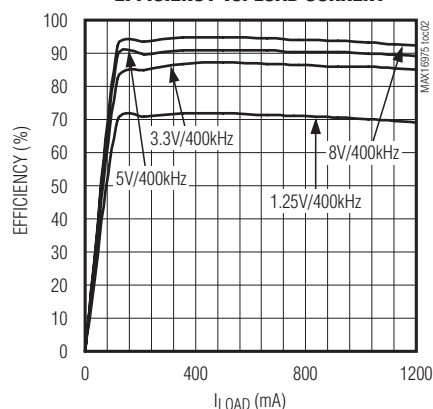
標準動作特性

($V_{SUP} = V_{SUPSW} = 14V$, $V_{EN} = 14V$, $L1 = 4.7\mu H$, $C_{IN} = 4.7\mu F$, $C_{OUT} = 22\mu F$, $C_{BIAS} = 1\mu F$, $C_{BST} = 0.1\mu F$, $C_{CRES} = 1nF$, $R_{FOSC} = 61.9k\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

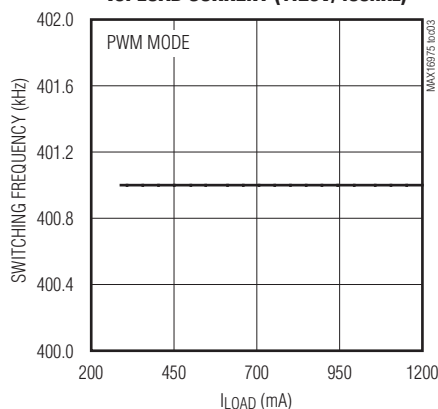
**STARTUP WITH FULL LOAD
(OUT = 1.25V, $f_{SW} = 400kHz$)**



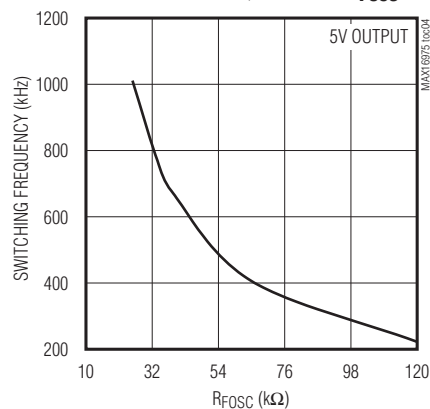
EFFICIENCY vs. LOAD CURRENT



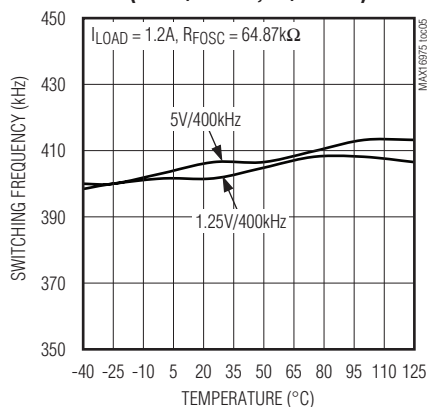
**SWITCHING FREQUENCY
vs. LOAD CURRENT (1.25V/400kHz)**



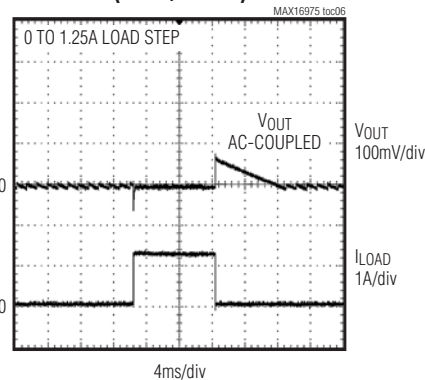
SWITCHING FREQUENCY vs. R_{FOSC}



**SWITCHING FREQUENCY vs. TEMPERATURE
(1.25V/400kHz, 5V/400kHz)**



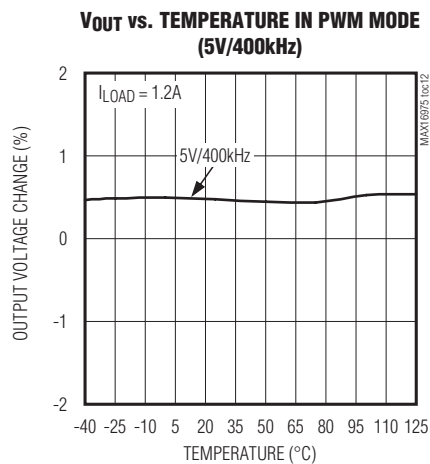
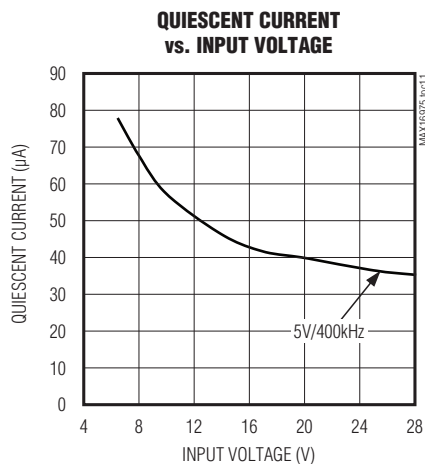
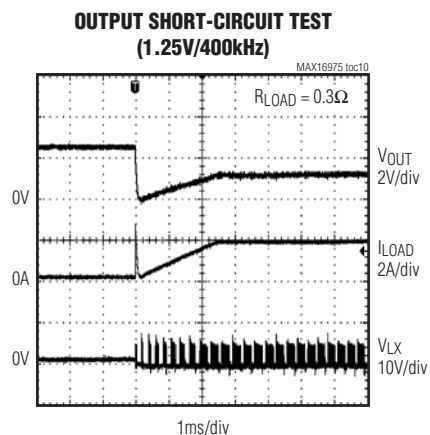
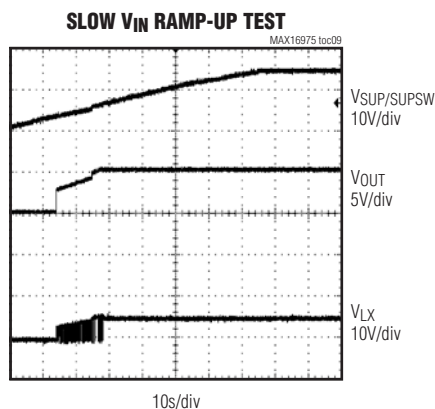
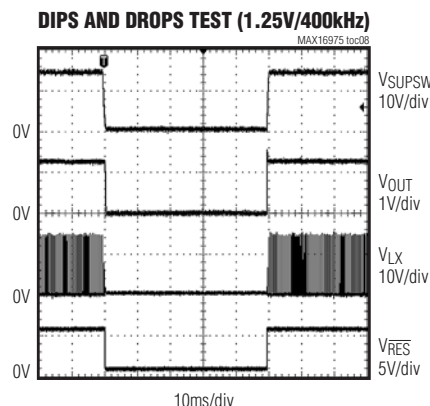
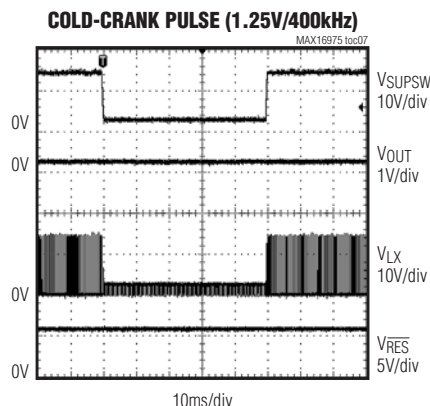
**LOAD-STEP RESPONSE
(1.25V/400kHz)**



28V、1.2A車載用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)

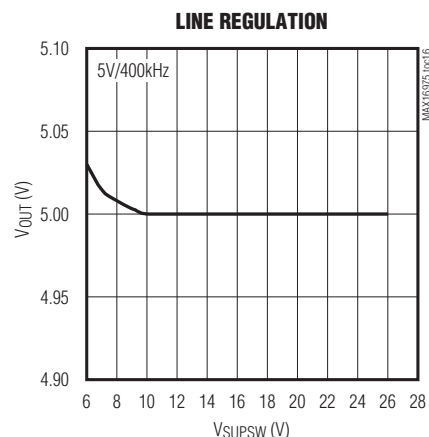
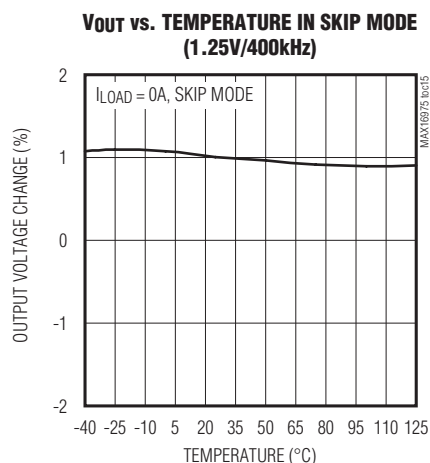
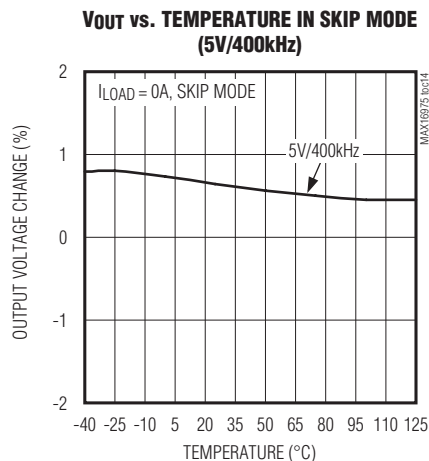
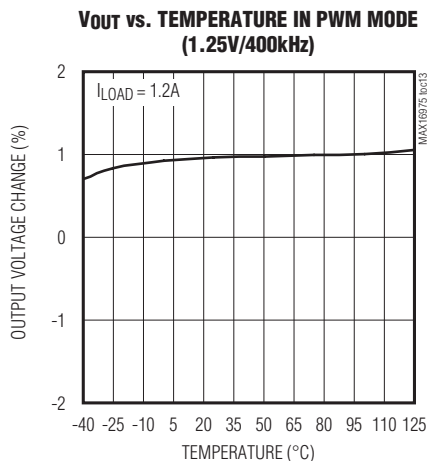
($V_{SUP} = V_{SUPSW} = 14V$, $V_{EN} = 14V$, $L1 = 4.7\mu H$, $C_{IN} = 4.7\mu F$, $C_{OUT} = 22\mu F$, $C_{BIAS} = 1\mu F$, $C_{BST} = 0.1\mu F$, $C_{CRES} = 1nF$, $R_{FOSC} = 61.9k\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



28V、1.2A車載用ステップダウンコンバータ、 低動作電流

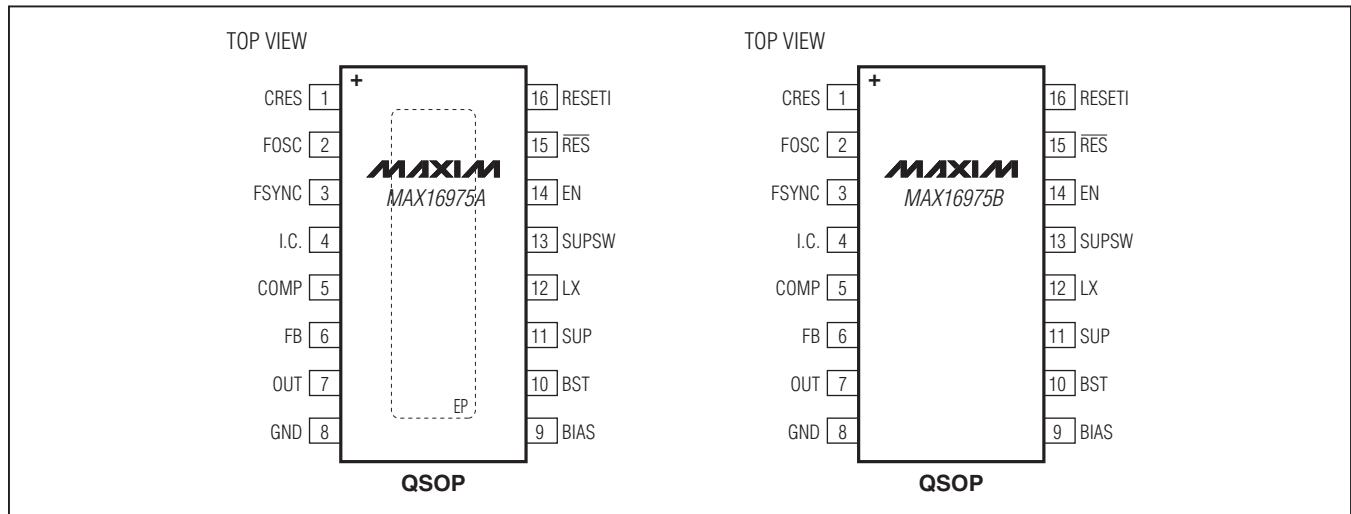
標準動作特性(続き)

($V_{SUP} = V_{SUPSW} = 14V$, $V_{EN} = 14V$, $L1 = 4.7\mu H$, $C_{IN} = 4.7\mu F$, $C_{OUT} = 22\mu F$, $C_{BIAS} = 1\mu F$, $C_{BST} = 0.1\mu F$, $C_{CRES} = 1nF$, $R_{FOSC} = 61.9k\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



28V、1.2A車載用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

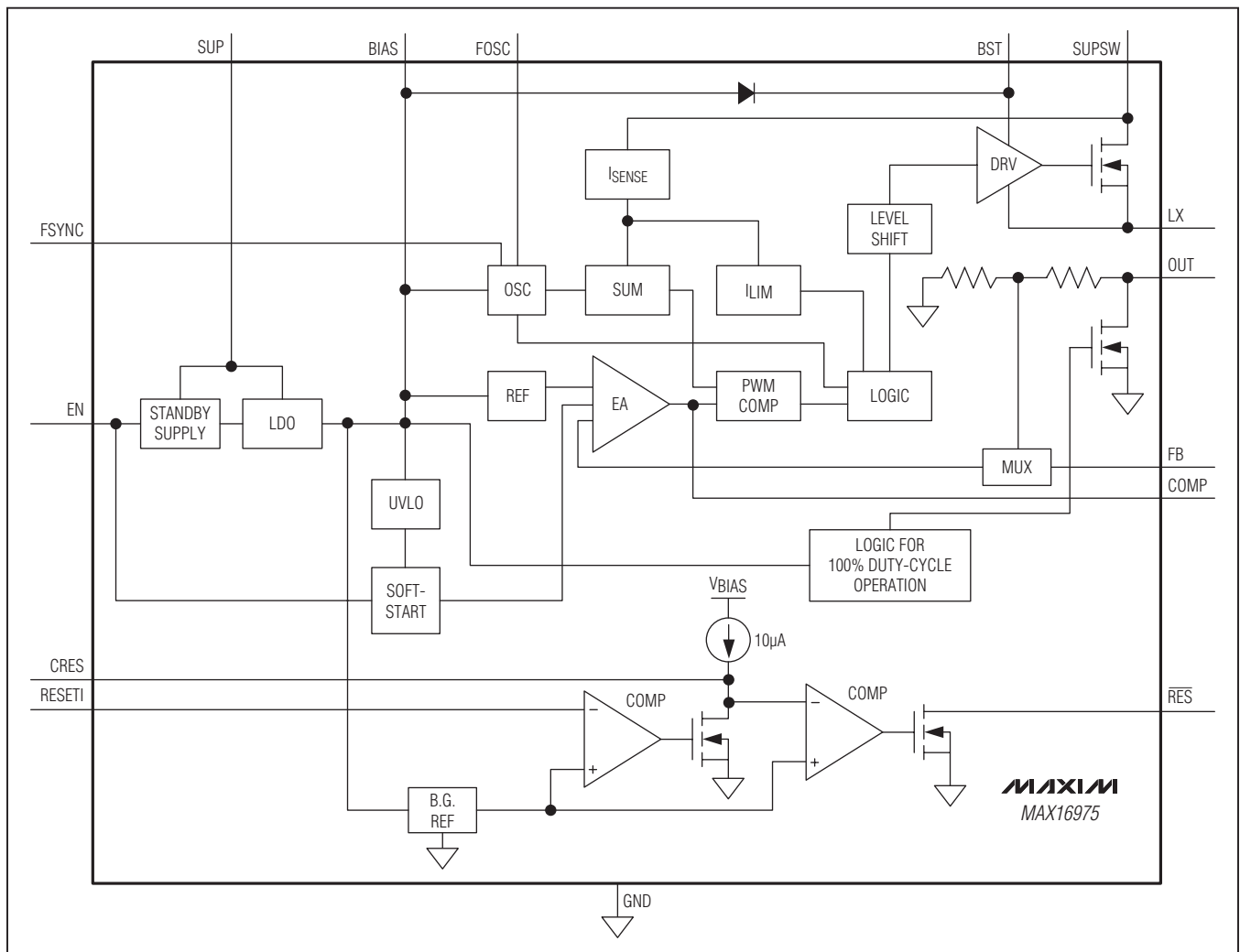
端子	名称	機能
1	CRES	アナログリセットタイマー。CRESはリセットタイムアウト時間を設定するための外付けコンデンサに対して10 μ A (typ)の電流を供給します。リセットタイムアウト時間は、出力レギュレーションの開始からRESがハイインピーダンスに切り替わるまでの時間として定義されます。最小ディレイ時間とするには、CRESを未接続のままにしてください。
2	FOSC	抵抗で設定可能なスイッチング周波数制御入力。FOSCとGNDの間に抵抗を接続して、スイッチング周波数を設定してください(「 内部発振器 」の項を参照)。
3	FSYNC	同期入力。デバイスはFSYNCに印加された外部信号に同期します。正常な動作のためには、外部信号の周期が内部クロック周期より10%短い必要があります。
4	I.C.	内部接続。GNDに接続してください。
5	COMP	エラーアンプ出力。安定した動作のために、COMPとGNDの間に補償回路を接続してください。「 補償回路 」の項を参照してください。
6	FB	フィードバック入力。FBとOUTおよびGNDの間に外付け抵抗分圧器を接続して、出力電圧を1V～10Vに設定してください。出力電圧を5Vに設定する場合は、FBを直接BIASに接続してください。「 アプリケーション情報 」の項を参照してください。
7	OUT	OUTをコンバータの出力に接続してください。コンバータの出力電圧が3V～5.6Vに設定されている場合、OUTが内部回路に給電します。シャットダウン中は、OUTは50 Ω の抵抗でGNDにプルダウンされます。
8	GND	グラウンド
9	BIAS	リアレギュレータ出力。BIASは内部回路に給電します。できる限りデバイスの近くに配置した1 μ Fのコンデンサで、BIASをグラウンドにバイパスしてください。シャットダウン中は、BIASは32k Ω の抵抗を介して能動的に放電されます。
10	BST	ハイスайдドライバ電源。正常な動作のために、LXとBSTの間に0.1 μ Fのコンデンサを接続してください。
11	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。SUPとグラウンドの間に、4.7 μ Fのコンデンサを接続してください。SUPをSUPSWに接続してください。
12	LX	インダクタ接続。LXとGNDの間に整流ショットキーダイオードを接続してください。LXと出力の間にインダクタを接続してください。

28V、1.2A車載用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
13	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。SUPSWとグランドの間に4.7 μ Fのコンデンサを接続してください。SUPをSUPSWに接続してください。「 入力コンデンサ 」の項を参照してください。
14	EN	バッテリー対応イネーブル入力。デバイスの動作を停止させるにはENにローレベルを印加してください。デバイスを動作させるにはENにハイレベルを印加してください。
15	RES	オープンドレイン、アクティブローのリセット出力。RESは、V _{OUT} がRESETIによって設定されるリセットスレッショルドを下回っている場合に動作します。
16	RESETI	リセットスレッショルドレベル入力。抵抗分圧器に接続して、RESのリセットスレッショルドを設定してください。内蔵のリセットスレッショルドを動作させるには、RESETIをGNDに接続してください。
—	EP	放熱端子(MAX16975Aのみ)。効果的に放熱させるために、EPを広範囲かつ連続した銅箔のグランドプレーンに接続してください。ICの唯一のグラ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。

ファンクションダイアグラム



28V、1.2A車載用ステップダウンコンバータ、 低動作電流

詳細

MAX16975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~28V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短時間の間94%のデューティサイクルを維持します。

オープンドレイン、アクティブローのリセット出力は、出力電圧の監視に役立ちます。このデバイスは、仕様上の最小入力電圧までマイクロコントローラを動作させ続けるために役立つ調整可能なリセットスレッショルドと、正常な起動を保証するコンデンサで設定可能なリセットタイムアウトを備えています。

スイッチング周波数は抵抗で220kHz~1.0MHz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。クロック入力FSYNCによって、デバイスを外部クロック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、自己消費電流を45μAに低減して軽負荷時の効率を向上させます。固定5Vの出力電圧を使用する場合は外付けの抵抗が不要で、消費電流が最大50μA低減されます。

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(V_{BIAS})を内蔵しています。BIASとGNDの間に1μFのセラミックコンデンサを接続してください。出力電圧が3V~5.5Vに設定されている場合、内蔵リニアレギュレータは出力がレギュレーション状態になるまでの間のみ給電します。出力がレギュレーション状態になった時点で内蔵リニアレギュレータはオフになり、OUTにデバイスへの給電を行わせます。デバイスの出力に対する外部負荷が100mAを上回った時点で、内蔵レギュレータが再びオンになります。さらに、出力電圧が3V~5.5Vの範囲外になった場合は、いつでもリニアレギュレータがオンになります。

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。

調整可能なリセットレベル

このデバイスは、OUT、RESETI、およびGNDの間の抵抗分圧器を使用して設定可能なリセットスレッショルドを備えています。内蔵スレッショルドを使用する場合は、RESETIをGNDに接続してください。出力電圧が設定したレベルの93%に低下した時点で、RESがローになります。出力電圧が設定電圧の95%を上回った時点で、RESがオープンになります。

一部のマイクロプロセッサは広い入力電圧範囲(たとえば3.3V~5V)に対応しているため、デバイスのドロップアウト中も動作可能です。RESETIに接続した抵抗分圧器を使用して、リセット作動レベル(RESがローになる条件)をより低いレベルに調整してください。RESETIの基準電圧は1.25V (typ)です。

このデバイスは、コンデンサで設定可能なリセットタイムアウト時間も備えています。CRESとGNDの間にコンデンサを接続して、リセットタイムアウト時間を調整してください。出力電圧がレギュレーション状態でなくなった場合、RESがローになり、リセットタイミングコンデンサが1mAのプルダウン電流で放電されます。出力がレギュレーション状態に戻った時点で、リセットタイミングコンデンサは10μA (typ)の電流で再充電されます。RESは、CRESの電圧が1.13V (typ)に達するまでローのままです。

ドロップアウト動作

このデバイスは、連続的なドロップアウト状態での動作時にBSTコンデンサのリフレッシュに役立つ実効最大デューティサイクルを備えています。ハイサイドスイッチが3クロックサイクル連続でオンになっていた場合、デバイスは第4のクロックサイクルの最後の35%の間ハイサイドスイッチを強制的にオフにします。ハイサイドスイッチがオフのとき、インダクタを通して流れる電流によってLX端子がローになります。これによって、BSTコンデンサ両端の電圧が増大します。LXをグランドまで低下させるのに十分な電流がインダクタに流れることを保証するために、デバイスがドロップアウトに近くかつ外部負荷が小さい場合、内部の負荷が V_{OUT} から電流をシンクします。入力電圧が増大してドロップアウト領域を超えた時点で、デバイスは設定された出力電圧でのレギュレーションを続行します。

深いドロップアウト状態において、デバイスは無負荷および外部クロックなしの場合94%の実効最大デューティサイクルで動作します。この実効最大デューティサイクルは、外部負荷およびオプションの外部同期クロックによる影響を受けます。

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にします。ENは車載バッテリーのレベルから最低3.3Vまでの入力に対応しています。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入力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_{BIAS} が内部ロックアウトレベルの $V_{UVL} = 3.15V$ (typ)を上回った時点でコントローラが動作状態になり、スイッチング周波数の2048サイクル以内に出力電圧が立ち上がります。

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

28V、1.2A車載用ステップダウンコンバータ、 低動作電流

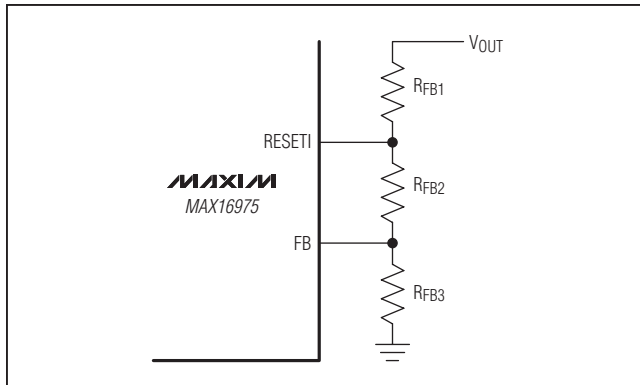


図1. 出力電圧/リセットスレッショルド抵抗分圧器回路

ゲートドライバがオフになります。シャットダウンモードでは、自己消費電流が9μA (typ)に低減します。デバイスをオンにするには、ENにハイレベルを印加してください。

過電圧保護

このデバイスは、出力が過電圧状態となった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12%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動作に戻ります。

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_{OUT}がリセットスレッショルドを下回っている場合に作動します。これらの条件下では、デバイスはソフトスタートモードに移行します。ソフトスタートモードが終了する前に過電流状態が解消した場合、デバイスは出力電圧を設定値に安定化します。そうでない場合、過電流状態が解消するまでソフトスタートサイクルが繰り返されます。

スキップモード

I_{INDUCTOR} ≤ 200mA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内蔵スイッチがオフになり、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、結果として軽負荷時の効率が向上します。スキップモード中は、デバイスの自己消費電流がわずかに45μAに低減します。

過熱保護

過熱保護は、デバイス内の総電力消費を制限します。接合部温度が+175℃ (typ)を超えた時点で、内部の温度センサーがステップダウンコントローラをシャットダウンして、デバイスの温度を低下させます。接合部温度が+15℃低下した後、温度センサーはデバイスを再びオンにします。

アプリケーション情報

出力電圧/リセットスレッショルド抵抗分圧器回路

デバイスの出力電圧とリセットスレッショルドは個別に設定可能ですが、図1に示す共用の抵抗分圧器回路では、3つの抵抗を使用して目的の出力電圧とリセットスレッショルドを設定します。次式を使用して、抵抗分圧器回路のR_{FB3}を決定してください。

$$R_{FB3} = \frac{R_{TOTAL} \times V_{REF}}{V_{OUT}}$$

ここで、V_{REF} = 1V、R_{TOTAL} = 選択したR_{FB1}、R_{FB2}、およびR_{FB3}の総抵抗値(単位: Ω)、V_{OUT}は目的の出力電圧(単位: V)です。

次式を使用して、抵抗分圧器回路のR_{FB2}の値を計算してください。

$$R_{FB2} = \frac{R_{TOTAL} \times V_{REF_RES}}{V_{RES}} - R_{FB3}$$

ここで、V_{REF_RES}は1.25V (「[Electrical Characteristics](#)」の表を参照)、V_{RES}は目的のリセットスレッショルド(単位: V)です。

リセットスレッショルド機能の精度は、分圧器に使用する抵抗の許容誤差に依存します。

ドロップアウト動作のBSTコンデンサの選択

このデバイスは、ドロップアウト動作の内蔵ブーストコンデンサリフレッシュアルゴリズムを内蔵しています。これは、ゲート駆動回路に給電するブーストコンデンサの正常な電圧を保証するために必要です。HSFETが3.65クロックサイクル連続してオンの場合、内部カウンタがこれを検出して0.35クロックサイクルの間HSFETをオフにします。これは、最小スイッチング周波数(220kHz)においてV_{IN}が低下してV_{OUT}に近付いている場合に特に問題となります。

ブーストコンデンサのリフレッシュ時間に関するワーストケースの条件は、出力が無負荷の場合です。ブーストコンデンサが完全に再充電されるためには、LX端子がグランドにプルダウンされる必要があります。インダクタを流れる電流が存在しない場合、LX端子はグランドまで低下しません。この問題を解決するために、独立したカウンタによって決定される第6のクロックサイクルで約100mAの内部負荷がオンになります。

無負荷のワーストケース条件では、LX端子は3.65クロックサイクルの最初の検出中はグランド以下に低下しません。

28V、1.2A車載用ステップダウンコンバータ、 低動作電流

デバイスは次の3.65クロックサイクルが完了するのを待ちます。結果として、LX端子がグランド以下になることができます。最短の時間は $4 + 3.65 = 7.65$ クロックサイクルになります。この時間は、インダクタのサイズおよびインダクタ電流が100mA（内部負荷）まで増大するのにかかる時間を計算に含んでいません。

無負荷時におけるリフレッシュまでの最短時間は、次のとおりです。

$$\Delta T \text{ (無負荷時)} = 7.65 \text{ クロックサイクル} = 7.65 \times 4.54 \mu\text{s} \text{ (220kHzにて)} = 34.73 \mu\text{s}$$

BSTコンデンサをリフレッシュするために100mAが必要であると仮定した場合、インダクタのサイズに応じて、インダクタの電流が100mAまで完全に増大するのにかかる時間は次式で与えられます。

$$\Delta T \text{ (インダクタ)} = L \times \Delta I / \Delta V \text{ (電流の増大は第6のクロックサイクルから開始)}$$

L = 設計ガイドで選択したインダクタ値です。

ΔI は必要な電流 = 100mAです。

ΔV = インダクタ両端の電圧であり(これを0.5Vと仮定した場合)、 V_{IN} が V_{OUT} より0.5V高いことを示します。

$\Delta T \text{ (インダクタ)} < 7.65 - 6 \text{ (クロックサイクル)}$ の場合、BSTコンデンサのサイズは次のようになります。

$$BST_CAP \geq I_{L_BST} \text{ (ドロップアウト)} \times \Delta T \text{ (無負荷時)} / \Delta V \text{ (BSTコンデンサ)}$$

$\Delta T \text{ (無負荷時)} = 7.65 \text{ クロックサイクル} = 34.73 \mu\text{s}$ です。
(3.3V~5V)出力の場合、 $\Delta V \text{ (BSTコンデンサ)} = V_{OUT} - 2.7V$ です(2.7VはBSTコンデンサで許容される最小の電圧)。

$\Delta T \text{ (インダクタ)} > 7.65 - 6 \text{ クロックサイクル}$ の場合、次の3.65クロックサイクルのカウントを待つ必要があるため、 $\Delta T \text{ (無負荷時)} = 11.65 \text{ クロックサイクル}$ になります。

220kHz動作向けに標準的なインダクタ値を使用してBSTコンデンサを設計する場合は、 $\Delta T \text{ (無負荷時)}$ を16クロックサイクルとしてください。

最終的なBST_CAPの式は、次のようになります。

$$BST_CAP = I_{L_BST} \text{ (ドロップアウト)} \times \Delta T \text{ (無負荷時)} / \Delta V \text{ (BSTコンデンサ)}$$

ここで、

$$I_{L_BST} \text{ (ドロップアウト)} = 2.5\text{mA} \text{ (ワーストケース)}$$

$$\Delta T \text{ (無負荷時)} = 16 \text{ クロックサイクル}$$

$$\Delta V \text{ (BSTコンデンサ)} = V_{OUT} - 2.7V$$

リセットタイムアウト時間

このデバイスは、コンデンサで調整可能なリセットタイムアウト時間を備えています。CRESは10μAの電流を供給可能

です。次式を使用してタイムアウト時間を設定してください。

$$RESET_TIMEOUT = \frac{1.13V \times C}{10\mu A} \text{ (s)}$$

ここで、CはCRESとGNDの間のコンデンサ(単位:F)です。

内部発振器

このデバイスの内蔵発振器は、FOSCの1個の抵抗を使用して220kHz~1.0MHzに設定可能です。次式を使用してスイッチング周波数を計算してください。

$$f_{OSC} \text{ (Hz)} \approx \frac{26.4 \times 10^9 (\Omega \times \text{Hz})}{R}$$

ここで、RはFOSCとGNDの間の抵抗(単位:Ω)です。

たとえば、220kHzのスイッチング周波数は $R_{FOSC} = 120k\Omega$ 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

このデバイスによる動作のためには、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ウピーク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の1つは、ピークトウ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)です。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。

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

ここで、 V_{SUPSW} 、 V_{OUT} 、および I_{OUT} は標準値です(標準的な条件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。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。

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広い固定周波数範囲

28V、1.2A車載用ステップダウンコンバータ、 低動作電流

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が15%~35%の範囲に存在します。パルススキップ動作時(軽負荷時)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、適切にスケーリング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($\Delta I_{INDUCTOR}$)は次式で定義されます。

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

ここで、 $\Delta I_{INDUCTOR}$ の単位はA、Lの単位はH、 f_{SW} の単位はHzです。

鉄粉コアは安価であり220kHz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_{PEAK})で飽和しないだけの十分な大きさが必要です。

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

入力コンデンサ

入力フィルタコンデンサは、電力源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_{RMS})は、次式で定義されます。

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

I_{RMS} は、入力電圧が出力電圧の2倍に等しいとき($V_{SUPSW} = 2V_{OUT}$)最大値となるため、 $I_{RMS(MAX)} = I_{LOAD(MAX)}/2$ 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℃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_Q (コンデンサの放電によるもの)と ΔV_{ESR} (コンデンサの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。 ΔV_Q および ΔV_{ESR} による成分を50%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。

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

ここで、

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

および、

$$C_{IN} = \frac{I_{OUT} \times D(1-D)}{\Delta V_Q \times f_{SW}}$$

および、

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{SUPSW}}$$

I_{OUT} 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等価直列抵抗(ESR)を備えている必要があります。出力容量は、過電圧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($V_{RIPPLE(P-P)}$)の仕様を満たすために必要な最大ESRに依存します。

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

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物性に関係します。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。

28V、1.2A車載用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 V_{SAG} や V_{SOAR} 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基板配線を使用してICの近くに接続してください。最大の出力電流制限スレッショルド(1.5A)より連続電流定格が高く、かつ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、利用可能な反転入力と出力を備えた内蔵トランスコンダクタンスエラーアンプを使用して外部周波数の補償を行います。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るため、このデバイスはハイサイドMOSFETの電圧降下を使用します。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つのポールが取り除かれ、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2)。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目的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、ラング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。ラング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。

$$GAIN_{MOD(dc)} = g_{MC} \times \frac{R_{LOAD} \times f_{SW} \times L}{R_{LOAD} + (f_{SW} \times L)}$$

ここで、 $R_{LOAD} = V_{OUT}/I_{LOUT(MAX)}$ (単位: Ω)、 f_{SW} はスイッチング周波数(単位: MHz)、 L は出力インダクタンス(単位: μH)、 $g_{MC} = 3S$ 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。

$$f_{pMOD} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \times \left(\frac{R_{LOAD} \times f_{SW} \times L}{R_{LOAD} + (f_{SW} \times L)} + ESR \right)}$$

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。

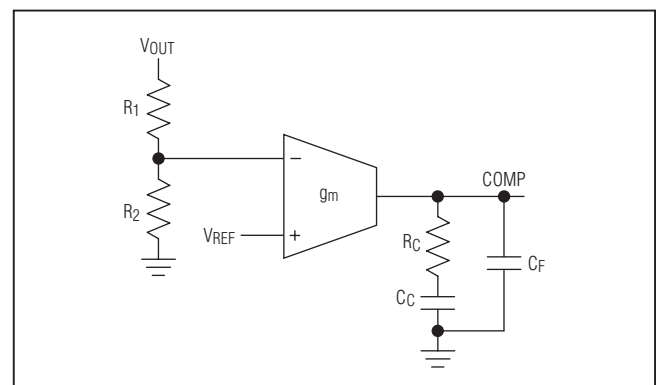


図2. 補償回路

28V、1.2A車載用ステップダウンコンバータ、 低動作電流

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。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 $1000\mu S$ (typ)、 $R_{OUT,EA}$ は $50M\Omega$ の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})よりはるかに高く設定されます。

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

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するため、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とおりです。

$$GAIN_{MOD}(f_C) = GAIN_{MOD}(dc) \times \frac{f_{pMOD}}{f_{zMOD}}$$

f_C におけるエラーアンプの利得は次のとおりです。

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

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、

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

28V、1.2A車載用ステップダウンコンバータ、 低動作電流

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、 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。

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

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に、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箔パタ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放熱性を確認してください。
- 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、厚い銅箔の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パターンから遠ざけて配線してください。これによって、デバイス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、デバイス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	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX16975AAEE/V+	-40°C to +125°C	16 QSOP-EP*
MAX16975BAEE/V+	-40°C to +125°C	16 QSOP

/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。

*EP = エクスポーズドパッド。

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 QSOP	E16+4	21-0055	90-0167
16 QSOP-EP	E16E+10	21-0112	90-0239

28V、1.2A車載用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	—

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**