

MAX16993

ステップダウンコントローラ、
デュアル2.1MHzステップダウンDC-DCコンバータ内蔵

概要

パワーマネジメント集積回路(PMIC)のMAX16993は、車載アプリケーション用に設計された2.1MHz、マルチチャネル、DC-DCコンバータです。このデバイスは、3つの電源を小型実装面積に集積しています。このデバイスは、カーバッテリーから直接動作するように設計された1つの高電圧ステップダウンコントローラ(OUT1)と、OUT1からカスケードされた2つの低電圧ステップダウンコンバータ(OUT2/OUT3)を内蔵しています。無負荷状態では、MAX16993の自己消費電流はわずか30μAのため、車載アプリケーションに最適です。

高電圧同期整流ステップダウンDC-DCコントローラ(OUT1)は最大36Vの連続電圧で動作し、最大42Vのロードダンパ過渡から保護されます。端子選択可能な周波数オプションとして、2.1MHzまたは出荷時設定の周波数(1.05MHz、525kHz、420kHz、または350kHz)があります。低電圧、同期整流ステップダウンDC-DCコンバータはOUT1から直接動作し、最大3Aの出力電流を供給可能です。

このデバイスはスペクトラム拡散イネーブル入力(SSEN)を備えているため、必要に応じて電磁干渉を迅速に改善することができます。また、外部クロックソースへの同期のための入力を提供するSYNC入力も備えています([「選択ガイド」](#)を参照)。このデバイスは、過熱シャットダウンおよび過電流制限を内蔵しています。また、このデバイスは個別のRESET_{OUT}出力および個別のイネーブル入力も備えています。RESET_{OUT}出力は、全出力チャネルの電圧監視を提供します。

MAX16993は32ピンのTQFNおよび側面濡れ性QFN-EPパッケージで提供され、-40℃～+125℃の自動車用温度範囲での動作が保証されています。

アプリケーション

- 車載用
- 産業用

利点と特長

- 高効率電圧DC-DCコントローラによって電力を節約
 - 動作電源電圧：3.5V～36V
 - 出力電圧：固定または抵抗分圧器による可変を端子選択可能
 - 動作範囲：350kHz～2.1MHz
 - 自己消費電流：30μA (DC-DCコントローライネーブル時)
- FET内蔵のデュアル2.1MHz DC-DCコンバータはスペースを節約
 - OUT2とOUT3をOUT1からカスケードすることで効率を向上
 - 内蔵FET：3A
 - 出力電圧：0.8V～3.95V
 - 固定または抵抗分圧器による可変出力電圧
 - 180°逆位相動作
 - 車載環境での堅牢性
- 強制PWMおよびスキップ動作モードを備えた電流モードアーキテクチャ
 - 周波同期入出力でシステムノイズを低減
 - 個別のイネーブル入力とRESET_{OUT}出力
 - 過熱および短絡保護
 - AECQ-100認定
 - 32ピンTQFN-EP (5mm x 5mm x 0.75mm)および側面濡れ性QFN-EP (5mm x 5mm x 0.8mm)
 - 動作温度範囲：-40℃～+125℃

[型番](#)および[選択ガイド](#)はデータシートの最後に記載されています。



Absolute Maximum Ratings

V_{SUP} , EN1 to GND -0.3V to +45V
 PV_{-} to GND -0.3V to +6.0V
 PV_{-} to GND -0.3V to +6.0V
 $PV2$ to GND, $PV2$ to PGND2 -0.3V to +6.0V
 $PV3$ to GND, $PV3$ to PGND3 -0.3V to +6.0V
 $PGND2$ - $PGND3$ to GND -0.3V to +0.3V
 $LX1$ to GND -6.0V to $V_{SUP} + 6.0V$
 $BST1$ to $LX1$ (Note 1) -0.3V to +6.0V
 $DH1$ to $LX1$ (Note 1) -0.3V to $BST1 + 0.3V$
 $BIAS$ to GND -0.3V to +6.0V
 $DL1$ to GND (Note 1) -0.3V to $PV1 + 0.3V$
 $LX2$ to PGND2 -0.3V to $PV2 + 0.3V$
 $LX3$ to PGND3 -0.3V to $PV3 + 0.3V$
 $OUT1$, $CS1$, $OUT2$, $OUT3$ to GND -0.3V to +6.0V

$FB1$, $EN2$, $EN3$ to GND -0.3V to +6.0V
 $RESET_{-}$, ERR to GND -0.3V to +6.0V
 $CS1$ to $OUT1$ -0.3V to +0.3V
 $CSEL1$, $SYNC$, $SSEN$ to GND -0.3V to +6.0V
 $COMP1$ to GND -0.3V to $PV + 0.3V$
 $LX2$, $LX3$ Output Short-Circuit Duration Continuous
 Continuous Power Dissipation ($T_A = +70^{\circ}C$)
 Side-Wettable QFND (derate 27mW/ $^{\circ}C$ above $+70^{\circ}C$) 2160mW
 TQFN (derate 34.5mW/ $^{\circ}C$ above $+70^{\circ}C$) 2758.6mW
 Operating Temperature Range $-40^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$
 Junction Temperature $+150^{\circ}C$
 Storage Temperature Range $-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
 Lead Temperature (soldering, 10s) $+300^{\circ}C$
 Soldering Temperature (reflow) $+260^{\circ}C$

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 2)

Side-Wettable QFND

Junction-to-Ambient Thermal Resistance (θ_{JA}) $37^{\circ}C/W$
 Junction-to-Case Thermal Resistance (θ_{JC}) $2.8^{\circ}C/W$

TQFN

Junction-to-Ambient Thermal Resistance (θ_{JA}) $29^{\circ}C/W$
 Junction-to-Case Thermal Resistance (θ_{JC}) $1.7^{\circ}C/W$

Note 1: Self-protected against transient voltages exceeding these limits for $\leq 50ns$ under normal operation and loads up to the maximum rated output current.

Note 2: 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 www.maximintegrated.com/jp/thermal-tutorial.

Electrical Characteristics

($V_{SUP} = 14V$, $V_{PV1} = V_{BIAS}$, $V_{PV2} = V_{PV3} = V_{OUT1}$; $T_A = T_J = -40^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$ under normal conditions, unless otherwise noted.) (Note 3)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Supply Voltage Startup Threshold	$V_{SUP,STARTUP}$	V_{SUP} rising	4.25	4.5	4.75	V
Supply Voltage Range	V_{SUP}	Normal operation, after Buck 1 startup	3.5		36	V
Supply Current	I_{SUP}	$V_{EN1} = V_{EN2} = V_{EN3} = 0V$		4	15	μA
		$V_{EN1} = 5V$, $V_{EN2} = V_{EN3} = 0V$ (no load)		20	40	
Oscillator Frequency	f_{SW}		2.0	2.1	2.2	MHz
SYNC Input Frequency Range			1.7		2.4	MHz
Spread-Spectrum Range		$V_{SSEN} = V_{GND}$		0		%
		$V_{SSEN} = V_{BIAS}$		+6		
BIAS Regulator Voltage	V_{BIAS}	$6V \leq V_{SUP} \leq 42V$, no switchover	4.6	5.0	5.4	V
PV_{-} POR		V_{BIAS} falling	2.5	2.7	2.9	V
		Hysteresis		0.45		

Electrical Characteristics (continued)

($V_{SUP} = 14V$, $V_{PV1} = V_{BIAS}$, $V_{PV2} = V_{PV3} = V_{OUT1}$; $T_A = T_J = -40^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$ under normal conditions, unless otherwise noted.) (Note 3)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
OUT1: HIGH-VOLTAGE SYNCHRONOUS STEP-DOWN DC-DC CONTROLLER						
OUT1 Switching Frequency	f_{SW1}	Internally generated (see the <i>Selector Guide</i>)	$V_{CSEL1} = V_{GND}$	2100		kHz
			$V_{CSEL1} = V_{BIAS}$ (factory option)	1050		
			$V_{CSEL1} = V_{BIAS}$ (factory option)	525		
			$V_{CSEL1} = V_{BIAS}$ (factory option)	420		
			$V_{CSEL1} = V_{BIAS}$ (factory option)	350		
Voltage	V_{OUT1}	Fixed option (see the <i>Selector Guide</i>)	$V_{FB1} = V_{GND}$	3.3		V
			$V_{FB1} = V_{BIAS}$ (factory option)	5.0		
			$V_{FB1} = V_{BIAS}$ (factory option)	3.15		
FB1 Regulation Voltage		Adjustable option (see the <i>Selector Guide</i>)	0.985	1.0	1.019	V
Error Amplifier Transconductance	g_{MEA}		300	700	1200	μS
Voltage Accuracy	V_{OUT1}	$5.5V \leq V_{SUP} \leq 18V$, $0 < V_{LIM1} < 75mV$, PWM mode	-2.0		+2.5	%
DC Load Regulation		PWM mode		0.02		%/A
DC Line Regulation		PWM mode		0.03		%/V
OUT1 Discharge Resistance		$V_{EN1} = V_{GND}$ or V_{SUP}		100	200	Ω
High-Side Output Drive Resistance		V_{DH1} rising, $I_{DH1} = 100mA$		2	4	Ω
		V_{DH1} falling, $I_{DH1} = 100mA$		1	4	
Low-Side Output Drive Resistance		V_{DL1} rising, $I_{DL1} = 100mA$		2.5	5	Ω
		V_{DL1} falling, $I_{DL1} = 100mA$		1.5	3	
Output Current-Limit Threshold	V_{LIM1}	CS1 – OUT1	100	120	150	mV
Skip Current Threshold	I_{SKIP}	CS1 – OUT1, no load	10	35	60	mV
Soft-Start Ramp Time				4		ms
LX_ Leakage Current		$V_{LX1} = V_{SUP}$		0.01		μA
Duty-Cycle Range		PWM mode			97.2	%
Minimum On-Time				60	75	ns
OUT1 OV Threshold			107	110	113	%

Electrical Characteristics (continued)

($V_{SUP} = 14V$, $V_{PV1} = V_{BIAS}$, $V_{PV2} = V_{PV3} = V_{OUT1}$; $T_A = T_J = -40^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$ under normal conditions, unless otherwise noted.) (Note 3)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
OUT2 AND OUT3: LOW-VOLTAGE SYNCHRONOUS STEP-DOWN DC-DC CONVERTERS						
Supply Voltage Range	V_{SUP}		2.7		5.5	V
Supply Current	$I_{PV_}$	$V_{EN_} = 5V$, no load		0.1	5	μA
Skip Mode Peak Current				$0.2 \times I_{LMAX}$		mA
Voltage Accuracy	V_{OUT}	$0A \leq I_{LOAD} \leq I_{MAX}$, PWM mode	-3.0		+3.0	%
Feedback-Voltage Accuracy		Adjustable mode, $I_{OUT2} = 0mA$	0.806	0.815	0.824	V
Load Regulation		$0A \leq I_{LOAD} \leq I_{MAX}$ (PWM mode)	-1.5	-1.0		%/A
LX_ On-Resistance High		$I_{LX_} = -800mA$		70	110	m Ω
LX_ On-Resistance Low		$I_{LX_} = 800mA$		50	90	m Ω
Current-Limit Threshold	I_{LMAX}	$I_{MAX} = 3.0A$ option (see the <i>Selector Guide</i>)	5.0	5.6		A
		$I_{MAX} = 1.5A$ option (see the <i>Selector Guide</i>)	2.5	3.0		
LX_ Rise/Fall Time		$PV2 = PV3 = 3.3V$, $I_{OUT_} = 2A$		4		ns
Soft-Start Ramp Time				2.5		ms
LX_ Leakage Current				0.01		μA
Duty-Cycle Range		PWM mode	15		100	%
LX_ Discharge Resistance				22	48	Ω
RESET_						
Reset Threshold		Rising (relative to nominal output voltage)	92	95	98	%
		Falling (relative to nominal output voltage)	90	92	95	
OUT1 Active Timeout Period		See the <i>Selector Guide</i> (16,384 clocks)		7.8		ms
		See the <i>Selector Guide</i> (8192 clocks)		3.9		
		See the <i>Selector Guide</i> (4096 clocks)		1.9		
		See the <i>Selector Guide</i> (256 clocks)		0.1		
OUT2, OUT3 Active Timeout Period		See the <i>Selector Guide</i> (16,384 clocks)		7.8		ms
		See the <i>Selector Guide</i> (8192 clocks)		3.9		
		See the <i>Selector Guide</i> (4096 clocks)		1.9		
		See the <i>Selector Guide</i> (256 clocks)		0.1		
Output Low Level		$I_{SINK} = 3mA$		0.1	0.2	V
Propagation Time		OUT1, 5% below threshold	5	10	20	μs
		OUT2/OUT3, 5% below threshold	2	4	8	μs

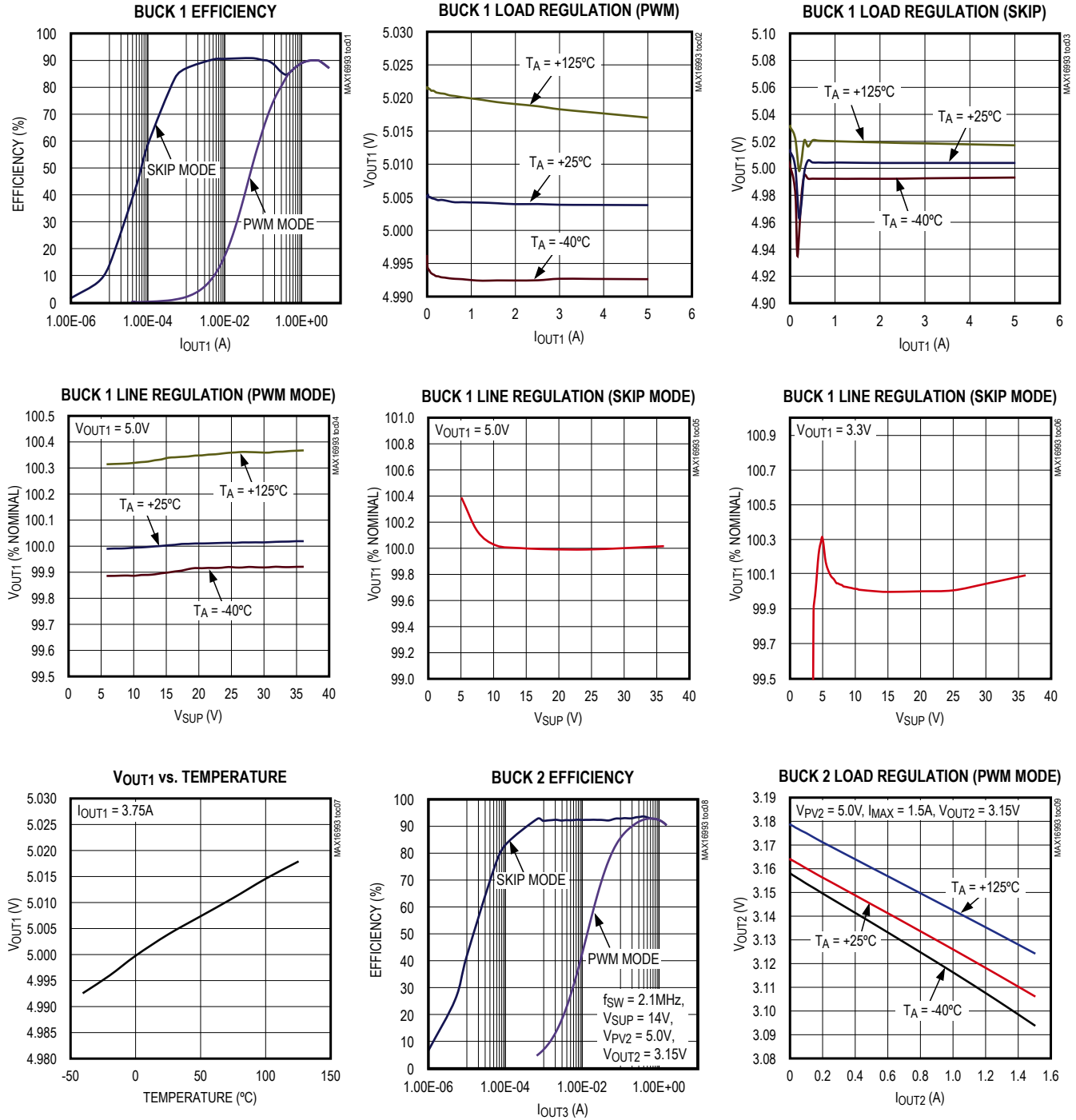
Electrical Characteristics (continued)

($V_{SUP} = 14V$, $V_{PV1} = V_{BIAS}$, $V_{PV2} = V_{PV3} = V_{OUT1}$; $T_A = T_J = -40^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$ under normal conditions, unless otherwise noted.) (Note 3)

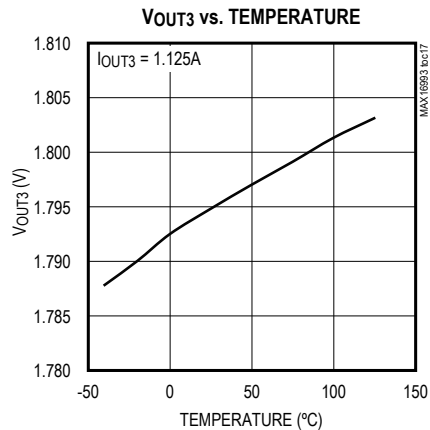
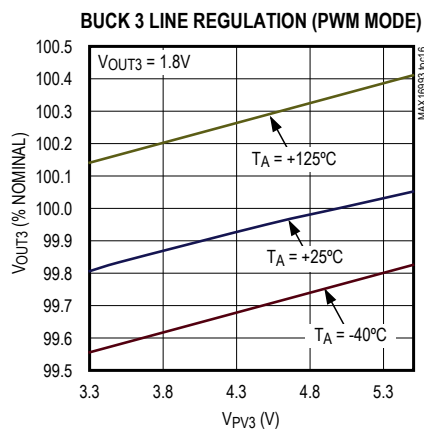
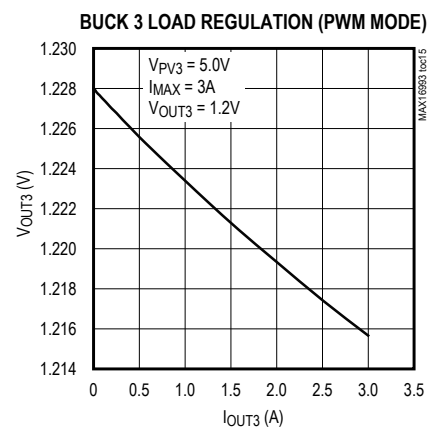
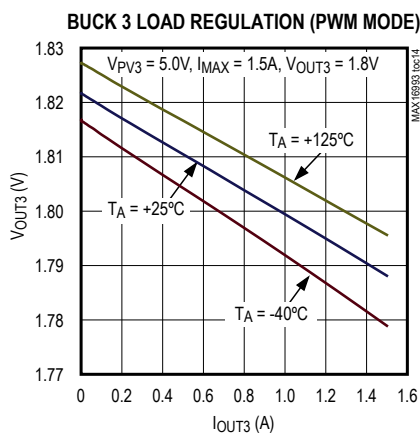
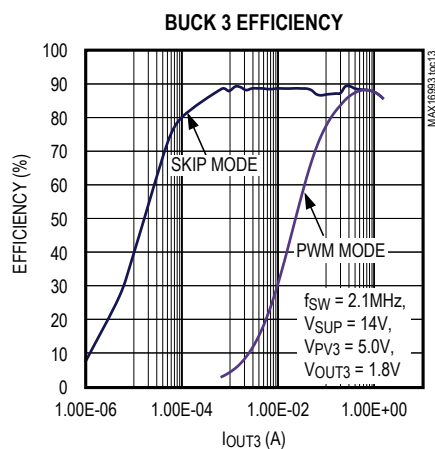
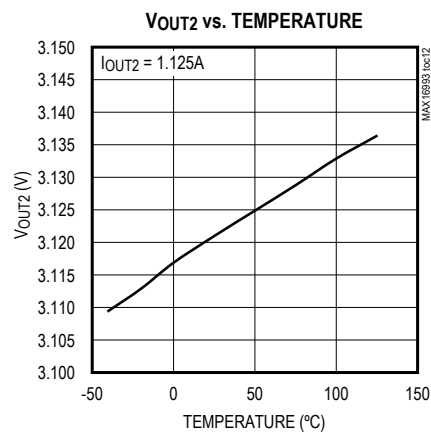
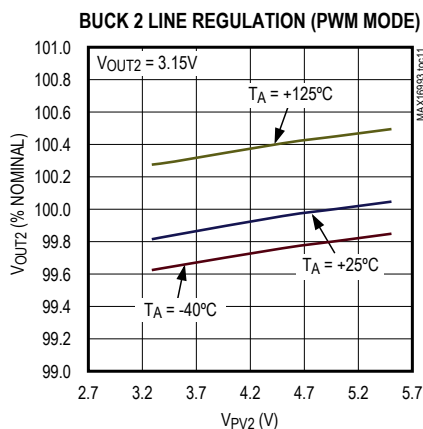
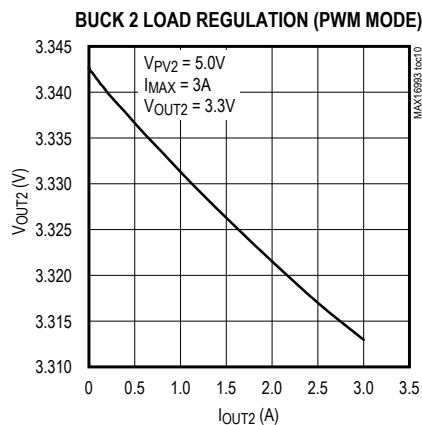
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
ERR						
Output Low Level		$I_{SINK} = 3mA$		0.1	0.2	V
THERMAL OVERLOAD						
Thermal-Warning Temperature				+150		$^{\circ}C$
Thermal-Shutdown Temperature				+170		$^{\circ}C$
Thermal-Shutdown Hysteresis				15		$^{\circ}C$
ENABLE INPUTS (EN_)						
Input High		$V_{EN_} \text{ rising}$	1.6	1.8	2.0	V
Hysteresis				0.2		V
EN Input Current		$V_{EN_} = 5V$	0.5	1.0	2.0	μA
SYNCHRONIZATION I/O (SYNC)						
Input High		SYNC input option (see the <i>Selector Guide</i>)	1.8			V
Input Low		SYNC input option (see the <i>Selector Guide</i>)			0.8	V
Input Current		SYNC input option (see the <i>Selector Guide</i>); $V_{SYNC} = 5V$		50	80	μA
Pulldown Resistance				100		k Ω
LOGIC INPUTS (CSEL1, SSEN)						
Input High			1.4			V
Input Low					0.5	V
Input Current		$T_A = +25^{\circ}C$			2	μA

Note 3: All units are 100% production tested at $T_A = +25^{\circ}C$. All temperature limits are guaranteed by design.

標準動作特性

(V_{SUP} = 14V, T_A = +25°C, unless otherwise noted)

標準動作特性(続き)

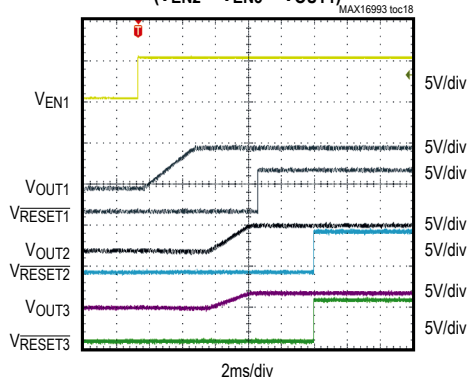
(V_{SUP} = 14V, T_A = +25°C, unless otherwise noted)

標準動作特性(続き)

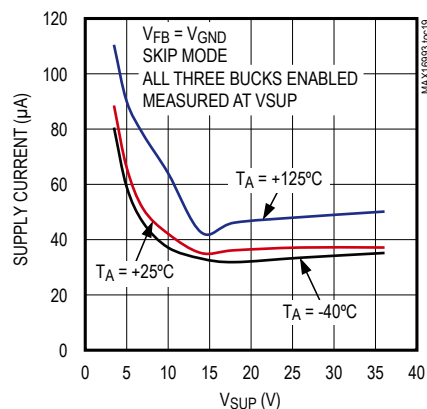
(V_{SUP} = 14V, T_A = +25°C, unless otherwise noted)

STARTUP SEQUENCE

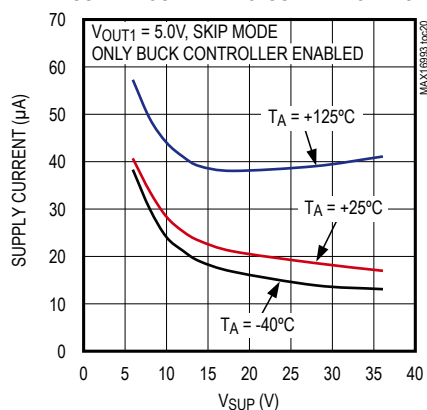
(VEN2 = VEN3 = VOUT1)



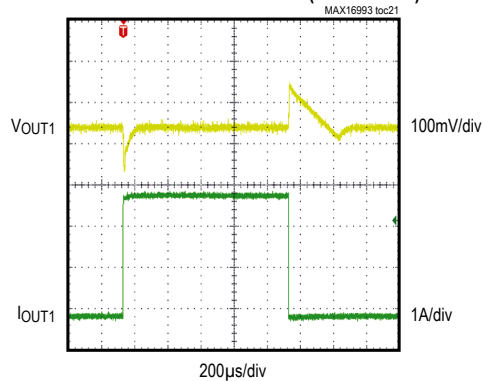
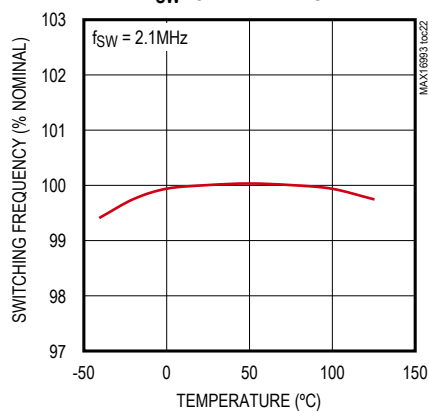
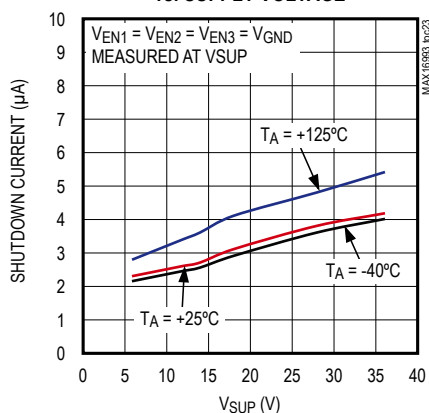
SUPPLY CURRENT vs. SUPPLY VOLTAGE



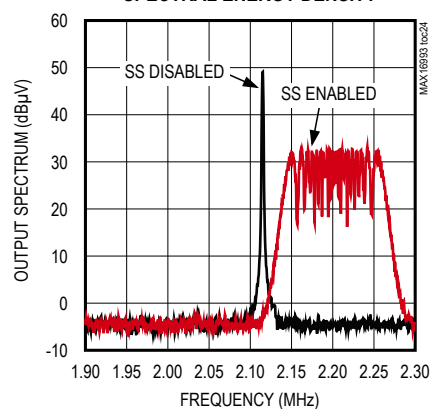
SUPPLY CURRENT vs. SUPPLY VOLTAGE



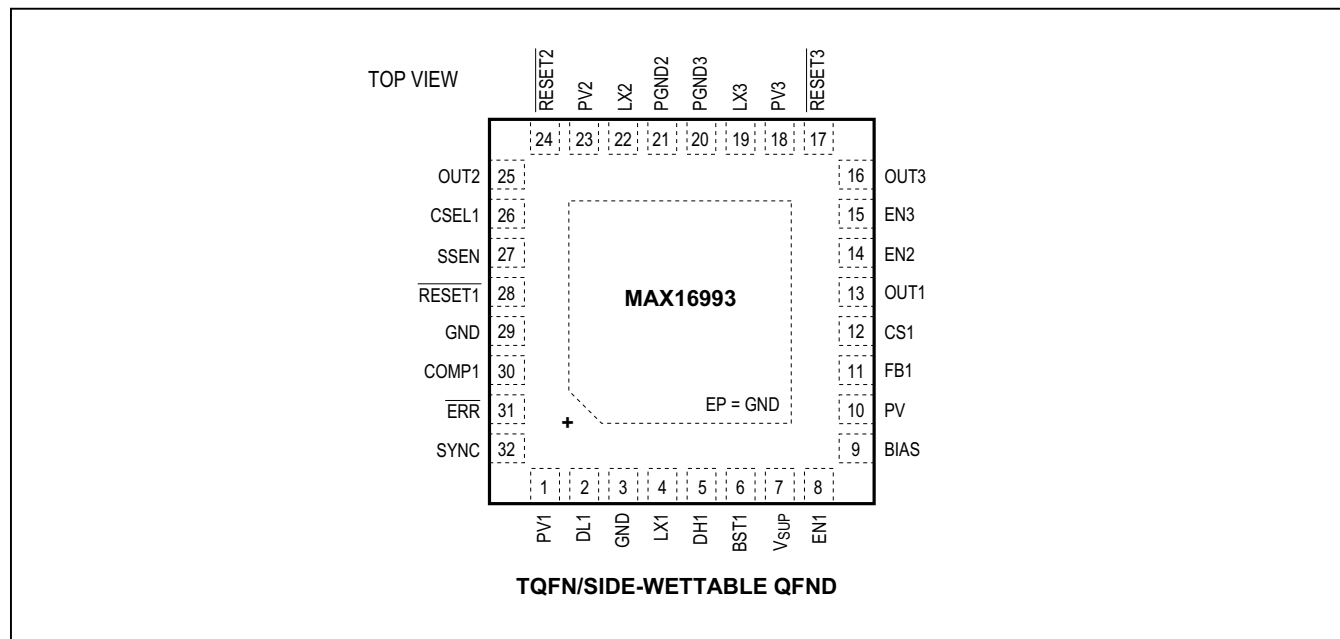
LOAD TRANSIENT RESPONSE (PWM MODE)

f_{SW} vs. TEMPERATURESHUTDOWN CURRENT
vs. SUPPLY VOLTAGE

SPECTRAL ENERGY DENSITY



ピン配置



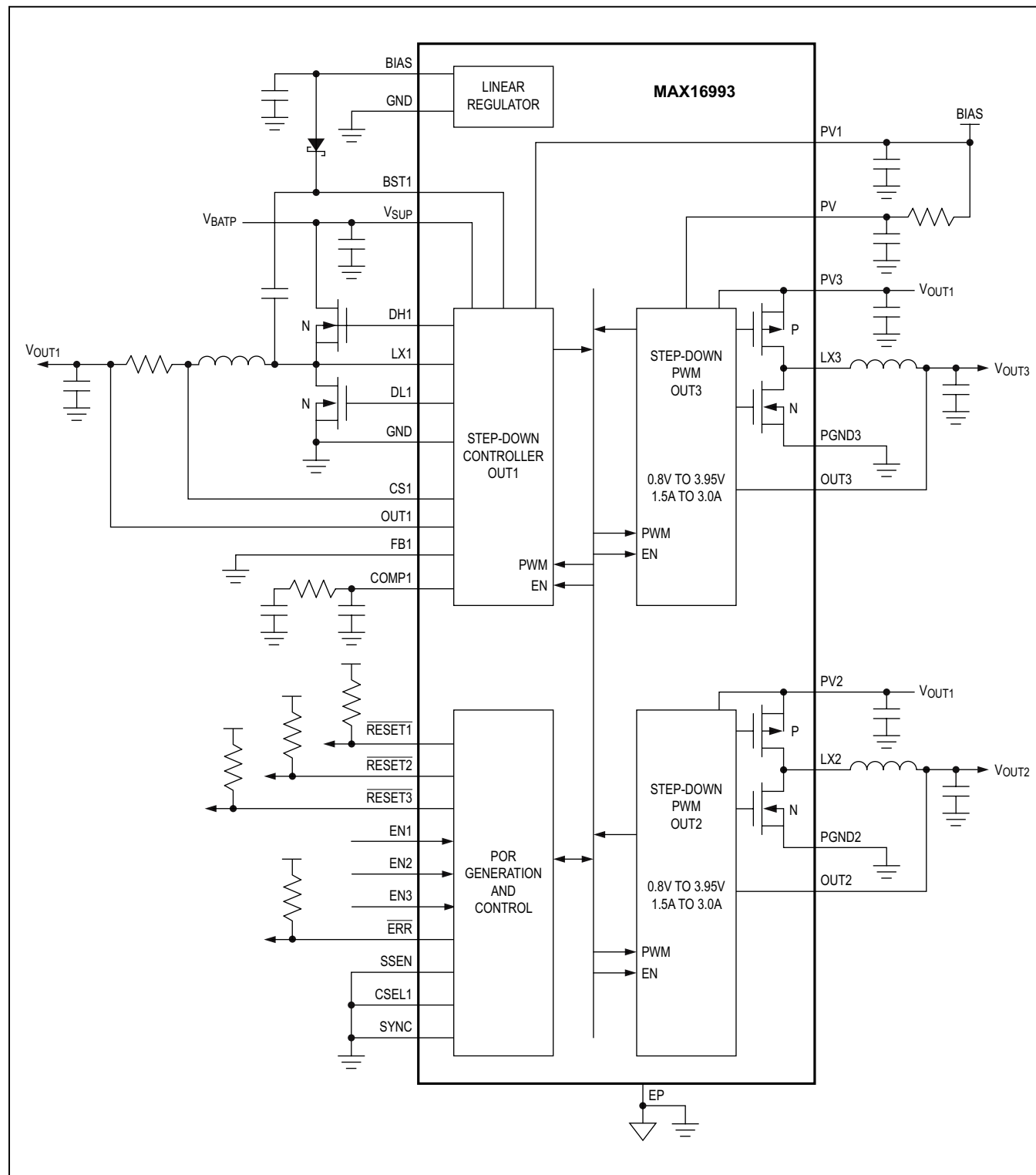
端子説明

端子	名称	機能
1	PV1	バックコンバータ1のローサイドゲート駆動用の電源入力。PV1とGND間に少なくとも0.1μFのセラミックバイパスコンデンサを接続してください。
2	DL1	バックコンバータ1のローサイドゲート駆動出力。DL1の出力電圧のスイング範囲はV _{GND} ～V _{PV1} です。
3	GND	バックコンバータ1の電源グラウンド
4	LX1	バックコンバータ1のインダクタ接続。LX1をインダクタのスイッチング側に接続してください。LX1はDH1/ハイサイドゲート駆動の低電圧電源レールとして機能します。
5	DH1	バックコンバータ1のハイサイドゲート駆動出力。DH1の出力電圧のスイング範囲はV _{LX1} ～V _{BST1} です。
6	BST1	バックコンバータ1のハイサイドゲート駆動用のブートストラップコンデンサ接続。BIASとBST1間に高電圧ダイオードを接続してください。BST1とLX1間にセラミックコンデンサを接続してください。「ハイサイドゲート駆動電源(BST1)」の項を参照してください。
7	V _{SUP}	電源入力。できる限りデバイスの近くに配置した0.1μF (min)のコンデンサで、V _{SUP} をグラウンドに接続してください。
8	EN1	バックコンバータ1の高電圧耐性なアクティブハイのデジタルイネーブル入力。EN1をハイに駆動するとバックコンバータ1がイネーブルされます。
9	BIAS	5V内蔵リニアレギュレータ出力。2.2μF (min)の低ESRセラミックコンデンサでBIASをGNDに接続してください。BIASは内部回路に給電します。「リニアレギュレータ(BIAS)」の項を参照してください。
10	PV	アナログ電源。10Ωの抵抗を介してPVをBIASに接続し、PVとグラウンド間に1μFのセラミックコンデンサを接続してください。
11	FB1	バックコンバータ1のフィードバック入力。固定出力電圧オプションの場合、出荷時調整済み(3.0V～3.75Vまたは4.6V～5.35V)の固定出力とするには、FB1をBIASに接続してください。3.3V固定出力とするには、FB1をGNDに接続してください。抵抗分圧器可変出力電圧オプションの場合、FB1をOUT1とGND間の抵抗分圧器に接続して、出力電圧を3.0V～5.5Vの範囲で調整してください。可変モードでは、FB1は1.0V (typ)に安定化します。「OUT1可変出力電圧オプション」の項を参照してください。

端子説明(続き)

端子	名称	機能
12	CS1	バックコンバータ1の正の電流検出入力。CS1を電流検出抵抗の正の端子に接続してください。「電流制限/短絡保護」および「電流検出の測定」の項を参照してください。
13	OUT1	バックコンバータ1の出力検出および負の電流検出入力。バックコンバータはOUT1を使用して出力電圧を検出します。OUT1を電流検出抵抗の負の端子に接続してください。「電流制限/短絡保護」および「電流検出の測定」の項を参照してください。
14	EN2	バックコンバータ2のアクティブハイのデジタルイネーブル入力。EN2をハイに駆動すると、バックコンバータ2がイネーブルされます。
15	EN3	バックコンバータ3のアクティブハイのデジタルイネーブル入力。EN3をハイに駆動すると、バックコンバータ3がイネーブルされます。
16	OUT3	バックコンバータ3の電圧検出入力。OUT3をバックコンバータ3の出力に接続してください。DC-DC3の電圧を外部で設定する場合は、OUT3を外付けフィードバック分圧器に接続してください。「OUT2/OUT3可変出力電圧オプション」の項を参照してください。
17	RESET3	バックコンバータ3のオープンドレインのリセット出力。RESET3は、バックコンバータ3の出力がその安定化レベルに達したあと固定時間にわたってローのままになります(「選択ガイド」を参照)。ロジック信号を得るために、5V以下の正の電圧に接続した外付け抵抗でRESET3をプルアップしてください。
18	PV3	バックコンバータ3の電圧入力。PV3とPGND3間に、2.2μF以上のセラミックコンデンサを接続してください。PV3をOUT1に接続してください。
19	LX3	バックコンバータ3のスイッチング端子。デバイスがオフの場合、LX3はハインピーダンスです。
20	PGND3	バックコンバータ3の電源グラウンド
21	PGND2	バックコンバータ2の電源グラウンド
22	LX2	バックコンバータ2のスイッチング端子。デバイスがオフの場合、LX2はハインピーダンスです。
23	PV2	バックコンバータ2の電圧入力。PV2とPGND2間に、2.2μF以上のセラミックコンデンサを接続してください。PV2をOUT1に接続してください。
24	RESET2	バックコンバータ2のオープンドレインのリセット出力。この出力は、バックコンバータ2の出力がその安定化レベルに達したあと固定時間にわたってローのままになります(「選択ガイド」を参照)。ロジック信号を得るために、5V以下の正の電圧に接続した外付け抵抗でRESET2をプルアップしてください。
25	OUT2	バックコンバータ2の電圧検出入力。OUT2をバックコンバータ2の出力に接続してください。DC-DC2の電圧を外部で設定する場合は、OUT2を外付けフィードバック分圧器に接続してください。「OUT2/OUT3可変出力電圧オプション」の項を参照してください。
26	CSEL1	バックコンバータ1のクロック選択。2.1MHz動作の場合は、CSEL1をGNDに接続してください。OTPプログラム可能分周動作の場合は、CSEL1をBIASに接続してください。f _{SW1} の分周比については、「選択ガイド」を参照してください。
27	SSEN	スペクトラム拡散イネーブル。通常の発振器動作の場合は、SSENをGNDに接続してください。スペクトラム拡散発振器をイネーブルする場合は、SSENをBIASに接続してください。
28	RESET1	バックコンバータ1のオープンドレインのリセット出力。RESET1は、バックコンバータ1の出力がその安定化レベルに達したあと固定時間にわたってローのままになります(「選択ガイド」を参照)。ロジック信号を得るために、5V以下の正の電圧に接続した外付け抵抗でRESET1をプルアップしてください。
29	GND	アナロググラウンド
30	COMP1	バックコンバータ1の補償。「補償回路」の項を参照してください。
31	ERR	オープンドレインのエラー状態出力。ERRは、過熱警告/サーマルシャットダウン状態を通知します。ロジック信号を得るために、5V以下の正の電圧に接続した外付け抵抗でERRをプルアップしてください。
32	SYNC	同期入力。SYNCによって、デバイスを他の電源に同期させることができます。軽負荷時にスキップモード動作をイネーブルする場合は、SYNCをGNDに接続するか、未接続のままにしてください。固定周波数強制PWMモード動作をイネーブルする場合は、SYNCをBIASまたは外部クロックに接続してください。
—	EP	エクスポーズドパッド。エクスポーズドパッドをグラウンドに接続してください。エクスポーズドパッドをグラウンドに接続しても、PGND2~PGND3およびGNDへの適切なグラウンド接続は不要になるわけではありません。エクスポーズドパッドはエポキシでチップの基板に接着されているため、ICから熱を除去するための優れた経路になります。

標準動作回路



詳細

パワーマネージメント集積回路(PMIC)のMAX16993は、車載アプリケーション用に設計された2.1MHz、マルチチャネル、DC-DCコンバータです。このデバイスは、カーバッテリーから直接動作するように設計された1つの高電圧ステップダウンコントローラ(OUT1)と、OUT1からカスケードされた2つの低電圧ステップダウンコンバータ(OUT2/OUT3)を内蔵しています。

2.1MHz、高電圧バックコントローラは3.5V~36Vの入力電圧範囲で動作し、最大42Vのロードダンプ過渡から保護されます。高周波数動作のためAM帯域の干渉がなく、ソリューションの実装面積が削減されます。出荷時設定または外付け抵抗によって、3.0V~5.5Vの出力電圧を提供することができます。各デバイスは、端子で選択可能な2.1MHzまたは出荷時設定に基づくより低い周波数の2つの周波数オプションを備えています。利用可能な出荷時設定周波数は、1.05MHz、525kHz、420kHz、または350kHzです。無負荷状態では、このデバイスの自己消費電流はわずか30 μ Aです(OUT1がイネーブル時)。

デュアルバックコンバータは、出力当り1.5Aまたは3.0Aの負荷電流を供給可能です。これらのコンバータはOUT1から直接動作し、0.8V~3.95Vの出力電圧範囲を提供します。出荷時調整された出力電圧は、高価な $\pm 0.1\%$ の抵抗を使用せずに全負荷、ライン、および温度にわたって $\pm 3\%$ の出力誤差を達成します。さらに、可変出力電圧バージョンは、外付け抵抗分圧器を使用して出力電圧0.8V~3.6Vの任意の希望する値に設定することができます。内蔵の低 $R_{DS(ON)}$ スイッチは、重負荷時の効率の損失を最小限に抑え、問題となるレイアウトの寄生インダクタンスの低減に役立ち、個別部品のソリューションに比べてレイアウト作業が大幅に簡素化します。簡素なレイアウトとピン配置によって、新規設計を初回で完了させることができます(「PCBLEイアウトのガイドライン」の項を参照)。

このデバイスは、SYNC入力を備えています(「同期(SYNC)」の項および「選択ガイド」を参照)。オプションのスペクトラム拡散周波数変調は、スイッチング周波数によって発生する電磁放射を最小限に抑え、出荷時にプログラム可能な同期I/O (SYNC)は、より高いノイズイミュニティを実現します。追加の機能として、OUT1の4msおよびOUT2/OUT3の2.5ms固定ソフトスタート、個別のRESET $_L$ 出力、過電流、および過熱保護が含まれます。入手可能なオプションについては、「選択ガイド」を参照してください。

イネーブル入力(EN $_L$)

3つのレギュレータは、すべて専用のイネーブル入力を備えています。EN1がEN1ハイスレッシュホールドを超えると、内蔵リニアレギュレータがオンになります。V $_{SUP}$ がV $_{SUP,STARTUP}$ スレッシュホールドを超えると、バックコンバータ1がイネーブルされ、OUT1が4msのソフトスタートで立ち上がりを開始します。バックコンバータ1のソフトスタートが完了したあとで、バックコンバータ2およびバックコンバータ3をイネーブルすることができます。バックコンバータ2またはバックコンバータ3のいずれかがイネーブルされると、対応する出力が2.5msのソフトスタートで立ち上がります。イネーブル入力をローにすると、コンバータがオフになって、対応するOUT $_L$ およびRESET $_L$ がローに駆動されます。EN1がローの場合、全レギュレータがディセーブルされます。

リセット出力(RESET $_L$)

このデバイスは、各バックコンバータ出力に対して個別のオープンドレインのRESET $_L$ 出力を備え、バックコンバータの出力電圧が安定化電圧を6%下回るとアサートします。RESET $_L$ は、バックコンバータの出力が安定化電圧まで立ち上がったあと、固定のタイムアウト時間にわたってアサートされたままになります。この固定のタイムアウト時間は、0.1ms~7.4msの範囲で設定可能です(「選択ガイド」を参照)。ロジック信号を得るために、5V以下の正の電圧に接続した外付け抵抗でRESET $_L$ をプルアップしてください。

リニアレギュレータ(BIAS)

このデバイスは、5Vリニアレギュレータ(BIAS)を内蔵しています。BIASをPVに接続することによって、内部回路の電源として機能します。また、BIASをPV1に接続することによって、バックコンバータ1のローサイドゲートドライバの電源として機能します。できる限りデバイスの近くに配置した2.2 μ F以上のセラミックコンデンサで、BIASをグランドにバイパスしてください。BIASは最大100mA (max)を供給可能ですが、外部負荷への給電用には設計されていません。

内部発振器

バックコンバータ1のクロック選択(CSEL1)

このデバイスは、バックコンバータ1のクロック選択入力を備えています。2.1MHz動作の場合は、CSEL1をGNDに接続してください。バックコンバータ1のクロック周波数を2、4、5、または6分周する場合は、CSEL1をBIASに接続してください(「選択ガイド」を参照)。バックコンバータ2およびバックコンバータ3のスイッチング周波数は2.1MHz (typ)で、CSEL1による制御は行われません。

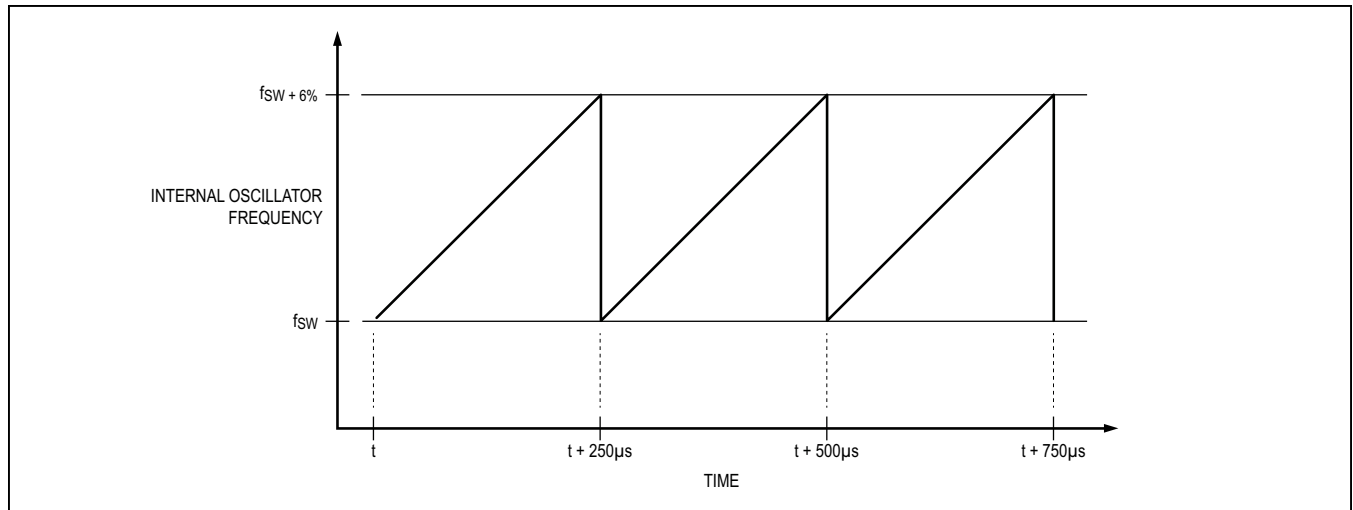


図 1. 内部発振器に対するスペクトラム拡散の効果

スペクトラム拡散イネーブル(SSEN)

このデバイスはスペクトラム拡散イネーブル(SSEN)入力を備え、スペクトラム拡散動作を迅速にイネーブルして電磁放射を低減することができます。スペクトラム拡散発振器をイネーブルする場合は、SSENをBIASに接続してください。標準の発振器動作の場合は、SSENをGNDに接続してください。スペクトラム拡散がイネーブルされている場合、内部発振器周波数は $f_{sw} \sim (f_{sw} + 6\%)$ の範囲で変化します。周波数の変化は鋸波形で、周波数は4kHzです(図1を参照)。この機能は、外部から印加される発振周波数には適用されません。入手可能なオプションについては、「[選択ガイド](#)」を参照してください。

同期(SYNC)

SYNCは、出荷時設定可能なI/Oです。入手可能なオプションについては、「[選択ガイド](#)」を参照してください。SYNCが入力として設定されている場合、SYNCをロジックハイにすることによって固定周波数、強制PWMモードがイネーブルされます。内部発振器を外部クロックに同期させる場合は、外部クロックをSYNC入力に印加してください。SYNC入力は、 $1.7\text{MHz} < f_{\text{SYNC}} < 2.4\text{MHz}$ の範囲の信号周波

数を受け付けます。外部クロックは、50%のデューティサイクルにしてください。SYNC入力をロジックローにすることによって、デバイスは軽負荷状態で低電力スキップモードに移行することが可能になります。

共通保護機能

低電圧ロックアウト

このデバイスは、低電圧ロックアウト機能を備えています。低電圧検出は、PV入力で行われます。バックコンバータ1がドロップアウト状態になるポイントまで V_{SUP} が低下すると、PVが低下し始めます。PVがUVLOスレッショルド(2.7V , typ)を下回ると、3つのコンバータがすべてオフになり、RESET_出力がローにアサートします。デバイスがオフになったあとでバックコンバータ1が再びオンになるためには、 V_{SUP} が $V_{\text{SUP,STARTUP}}$ スレッショルドを超える必要があります。

出力過電圧保護

このデバイスは、バックコンバータの出力に過電圧保護を備えています。FB1入力が出力過電圧スレッショルドを超えると、OUT1で放電電流がオンになり、RESET1がローにアサートします。

ソフトスタート

このデバイスは、OUT1に4msの固定ソフトスタート時間を備え、OUT2/OUT3に2.5msの固定ソフトスタート時間を備えています。ソフトスタート時間は、出力電圧を強制的にそのレギュレーションポイントに向けて立ち上げることによって、起動時の突入電流を制限します。OUT1が1.25V以上にプリバイアスされている場合、3つのコンバータはすべてプリバイアスが除去されるまで起動しません。プリバイアスが除去されると、OUT1はGNDに自己放電したあとでソフトスタートに移行します。

過熱警告と過熱保護

このデバイスは、オープンドレインの、過熱警告インジケータ(ERR)を備えています。接合部温度が+145°C (typ)を超えると、ERRはローにアサートします。ロジック信号を得るために、ERRと5V以下の電源間にプルアップ抵抗を接続してください。接合部温度が+170°C (typ)を超えると、内蔵の温度センサーがバックコンバータ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30°C (typ)低下すると、温度センサーはデバイスを再びオンにします。

バックコンバータ1 (OUT1)

バックコントローラ1は、PWM電流モード制御方式を使用しています。内蔵のトランスコンダクタンスアンプが、誤差電圧の積分値を確定します。PWMコントローラの中心部は、内部ループの安定性を保護しインダクタのステアケージングを排除するために加算されてPWMコンパレータに入力される増幅された電流センス信号と傾斜補償ランプの和に対して、積分された電圧フィードバック信号を比較するオープンループコンパレータです。内部クロックの個々の立上りエッジで、PWMコンパレータがトリップするか、最大デューティサイクルに達するか、またはピーク電流制限に達するまで、ハイサイドMOSFETがオンになります。このオン時間の間、電流がインダクタを介して漸増して、その磁場にエネルギーを蓄積するとともに出力に電流を供給します。電流モードフィードバックシステムは、出力電圧誤差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。この回路は、スイッチモードトランスコンダクタンスアンプとして動作して、電圧モードPWMで通常発生する出力LCフィルタのポールをより高い周波数へと移動させます。

サイクルの後半では、ハイサイドMOSFETがオフになりローサイドMOSFETがオンになります。電流の立下りとともにインダクタは蓄積されたエネルギーを放出し、出力に電流を供給します。出力コンデンサは、インダクタ電流が必要な負荷電流を超えているときに電荷を蓄積して、インダクタ電流が減少したときに放電することによって、負荷にかかる電圧を平準化します。ソフト過負荷条件下で、ピークインダクタ電流が選択した電流制限([「電流制限/短絡保護」](#)

の項を参照)を超えている場合は、ハイサイドMOSFETは直ちにオフになり、ローサイドMOSFETはオンになって、次のサイクルまでインダクタ電流を減少させるためにオンのままになります。

PWMモード/スキップモード

このデバイスは、全バックレギュレータをスキップモードまたは強制PWMモード動作のいずれかにする同期入力を備えています([「同期\(SYNC\)」](#)の項を参照)。PWMモード動作では、レギュレータは一定の周波数でスイッチングを行い、オン時間は可変です。スキップモード動作では、出力負荷が特定のスレッショルドに達するまでは、レギュレータのスイッチング周波数は負荷によって決まります。それより高い負荷電流では、スイッチング周波数は変化せず、動作モードはPWMモードと同様になります。スキップモードは、出力電圧が設定されたスレッショルドを下回ったときにのみレギュレータがハイサイドスイッチをオンにすることによって、軽負荷アプリケーションでの効率改善に役立ちます。このように、レギュレータはPWMモードの場合ほど頻繁にMOSFETのオン/オフのスイッチングを行いません。その結果、スキップモードではゲート電荷およびスイッチング損失が大幅に低減します。

最小オン時間とデューティサイクル

バックコンバータ1のハイサイドゲートドライバは、最小オン時間が75ns (max)です。これは、最大18Vの電源電圧と最小3.3Vの出力電圧で、デバイスを2.1MHzでPWMモード動作させた場合にパルススキップが発生しないことを確保するために役立ちます。パルススキップは、オン時間が許容最小値([「Electrical Characteristics \(電気的特性\)」](#)を参照)を下回った場合に発生する可能性があります。

電流制限/短絡保護

OUT1は、バックコントローラの短絡および過負荷状態に対してバックコンバータ1を保護する電流制限機能を備えています。バックコンバータ1は、電流制限検出入力(CS1)を備えています。チャネル1の電流フローの経路に、検出抵抗を配置してください。CS1を検出抵抗のハイ側に接続し、OUT1を検出抵抗のロー側に接続してください。電流制限保護は、検出抵抗にかかる電圧が120mV (typ)の電流制限スレッショルドを上回ると作動します。短絡または過負荷状態が発生した場合、インダクタ電流が電流制限スレッショルドに達するまでハイサイドMOSFETがオンのままになります。その後、コンバータはローサイドMOSFETをオンにして、インダクタ電流が減少します。電流検出抵抗にかかる電圧が120mV (typ)以下に低下した場合にのみ、コンバータはハイサイドMOSFETをオンにします。短絡または過負荷状態が除去されるまで、このサイクルが繰り返されます。

電流検出の測定

最高の電流検出精度および過電流保護を実現するために、[図2](#)に示すようにインダクタと出力間に許容誤差1%の電流検出抵抗を使用してください。この構成は常にインダクタ電流の監視が行われるため、正確な電流制限保護が可能です。正確な測定のために、低インダクタンスの電流検出抵抗を使用してください。

ハイサイドゲート駆動電源(BST1)

ハイサイドMOSFETは、BST1とDH1間の内部スイッチをクローズし、ブートストラップコンデンサの(BST1の)電荷をハイサイドMOSFETのゲートに転移することによってオンになります。この電荷は、ハイサイドMOSFETがオフになってLX1の電圧がグラウンド電位に低下し、コンデンサの負の端子が同じ電位になるときに補給されます。それと同時に、ブートストラップダイオードによってブートストラップコンデンサの正の端子が再充電されます。選択したnチャネルハイサイドMOSFETによって、適切なブースト容量値(「[標準動作回路](#)」のC_{BST1})が次式に従って決まります。

$$C_{BST1} = \frac{Q_G}{\Delta V_{BST1}}$$

ここで、Q_GはハイサイドMOSFETの総ゲート電荷量で、ΔV_{BST1}はターンオン後にハイサイドMOSFETドライバで許容される電圧変動です。C_{BST1}の決定時に利用可能なゲート駆動電圧が大幅に低下しないようにΔV_{BST1}を選択してください(たとえば、ΔV_{BST1} = 100mV~300mV)。ゲート駆動電圧が最大化されるため、効率が最も重要な場合はショットキーダイオードを使用してください。高温での自己消費電流が重要な場合は、低リークスイッチングダイオードを使用する必要があります。

ブーストコンデンサは、低ESRのセラミックコンデンサにしてください。ほとんどの場合、100nF (min)のものが適合します。ショットキーダイオードを使用する場合は、470nF (min)が推奨されます。

ドロップアウト

OUT1の入力電圧が目的の出力電圧より低い場合、コンバータはドロップアウトモードです。ハイサイドスイッチがオンの場合、バックコンバータ1はブートストラップコンデンサから継続的に電流を消費します。そのため、ブートストラップコンデンサは周期的に再充電される必要があります。ドロップアウト時、バックコンバータ1のハイサイドゲート駆動は8μsごとにオフになり、その時点でローサイドゲート駆動が120nsの間オンになります。

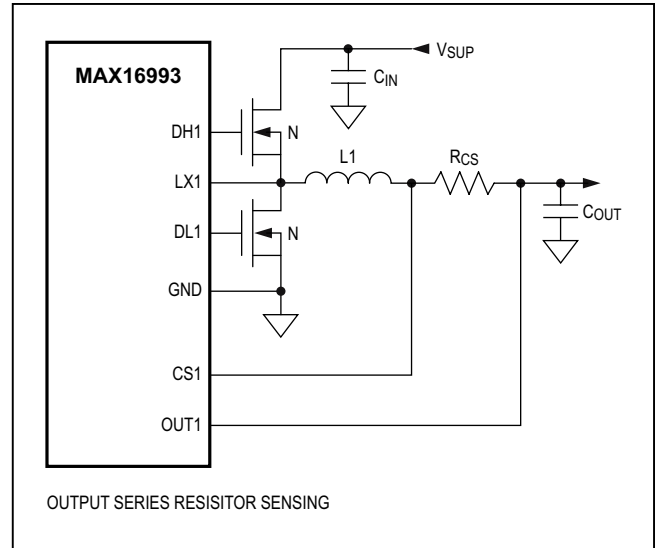


図 2. 電流検出の構成

バックコンバータ2およびバックコンバータ3 (OUT2およびOUT3)

バックコンバータ2および3は、FETを内蔵した高効率、低電圧コンバータです。これらは2.1MHzで動作するPWM電流モード制御方式を使用しているため、部品サイズおよび効率が最適化されるとともに、AM帯域の干渉がありません。これらのバックコンバータは、チャネル当り1.5Aまたは3.0Aを供給するように設定することができます。これらはOUT1から直接動作し、固定または抵抗で設定可能な(「[選択ガイド](#)」を参照) 0.8V~3.95Vの範囲の出力電圧を備えています。バックコンバータ2およびバックコンバータ3は低オン抵抗のFETを内蔵しているため、高効率であるとともにおよびシステムコストと基板スペースの削減に寄与します。pチャネルハイサイドFETの内蔵によって、入力電圧が出力電圧の近くまで低下した場合に両方のチャネルが100%のデューティサイクルで動作可能です。これらは設定可能なアクティブタイムアウト時間(「[選択ガイド](#)」を参照)を備え、対応するRESET₁がハイになる前に固定の遅延を追加します。

FPWMモード/スキップモード

MAX16993は、コンバータをスキップモードまたは強制PWM (FPWM)動作モードのいずれかにする入力(SYNC)を備えています。「[内部発振器](#)」の項を参照してください。FPWMモードでは、コンバータは一定の周波数でスイッチングを行い、オン時間は可変です。スキップモードでは、出力負荷が特定のスレッショルドに達するまで、コンバータのスイッチング周波数は負荷に依存します。それより高い負荷電流では、スイッチング周波数は変化せず、動作モードはFPWMモードと同様になります。

スキップモードは、出力電圧が設定されたスレッシュホールドを下回ったときのみコンバータがハイサイドスイッチをオンにすることによって、軽負荷アプリケーションでの効率の向上に役立ちます。このように、コンバータはFPWMモードの場合ほど頻繁にMOSFETのオン/オフのスイッチングを行いません。その結果、スキップモードではゲート電荷およびスイッチング損失が大幅に低減します。

電流制限/短絡保護

バックコンバータ2および3は、それぞれの出力の短絡および過負荷状態に対してデバイスを保護する電流制限を備えています。電流制限の値は、選択するバージョン(最大DC電流1.5Aまたは3.0A)によって決まります。選択したオプションの電流制限の値については「[選択ガイド](#)」を参照し、対応する電流制限については「[Electrical Characteristics](#)」の表を参照してください。出力で短絡または過負荷状態が発生した場合、インダクタ電流がハイサイドMOSFETの電流制限スレッシュホールドに達するまでハイサイドMOSFETがオンのままになります。その後、コンバータはローサイドMOSFETをオンにして、インダクタ電流が減少します。

インダクタ電流がローサイドMOSFETの電流スレッシュホールドまで低減した場合にのみ、コンバータはローサイドMOSFETをオフにします。短絡または過負荷状態が除去されるまで、このサイクルが繰り返されます。

アプリケーション情報

OUT1可変出力電圧オプション

このデバイスの可変出力電圧バージョン(詳細については「[選択ガイド](#)」を参照)は、お客様がOUT1の電圧を3.0V~5.5Vの範囲で設定することができます。OUT1とFB1およびGND間に抵抗分圧器を接続して、出力電圧を設定してください(図3)。R2 (FB1とGND間の抵抗)には100kΩ以下の値を選択してください。R1 (V_{OUT1}とFB1間の抵抗)は、次式を使用して計算してください。

$$R_1 = R_2 \left[\left(\frac{V_{OUT1}}{V_{FB1}} \right) - 1 \right]$$

ここで、V_{FB1} = 1.0Vです(「[Electrical Characteristics](#)」を参照)。

正常な動作のためには、外付けフィードバック抵抗分圧器の周波数補償が必要です。抵抗分圧器回路のR1と並列にコンデンサを配置してください。次式を使用してコンデンサの値を決定してください。

$$R_2/R_1 > 1 \text{ の場合は、} C_1 = C(R_2/R_1)$$

それ以外の場合は、C₁ = Cで、C = 10pFです。

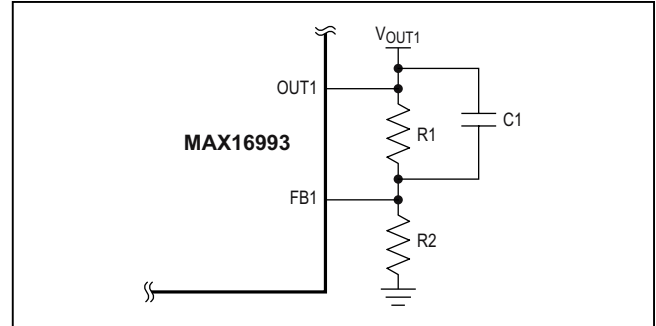


図 3. 可変 OUT1 電圧の設定

固定出力オプションの場合は、FB1をBIASに接続して、出荷時設定された固定出力電圧にしてください。固定3.3V出力電圧にするには、FB1をGNDに接続してください。

OUT1の電流検出抵抗の選択

電流検出抵抗は、最大インダクタ電流リップル(K_{INDMAX})および電流検出抵抗両端の最小電流制限スレッシュホールド(V_{LIM1MIN} = 0.1V)に基づいて選択してください。

電流検出抵抗を計算するための式は、次のとおりです。

$$R_{csMAX} = \frac{V_{LIM1MIN}}{I_{OUTMAX} \times \left(1 + \frac{K_{INDMAX}}{2} \right)}$$

ここで、I_{OUTMAX}はバックコンバータ1の最大負荷電流で、K_{INDMAX}は最大インダクタ電流リップルです。最大インダクタ電流リップルは、選択するインダクタ(および動作条件)の関数で、通常は0.3~0.4の範囲で選択されます。

$$K_{INDMAX} = \frac{(V_{SUP} - V_{OUT}) \times D}{I_{OUTMAX} \times f_{SW} [MHz] \times L [\mu H]}$$

ここで、Dはデューティサイクルです。以下に示すのは、図2の電流検出抵抗を計算するための数値の例です。最大インダクタ電流リップルは、最大電源電圧(36V)で0.4を選択しています。

$$\begin{aligned} R_{csMAX} &= \frac{0.1}{I_{OUTMAX} \times \left(1 + \frac{K_{INDMAX}}{2} \right)} \\ &= \frac{0.1}{5 \times \left(1 + \frac{0.4}{2} \right)} = 0.0166 \Omega \end{aligned}$$

OUT1のインダクタの選択

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。

次式を使用して最小インダクタ値を決定してください。

$$L_{MIN1} [H] = 1.3 \times \left[\frac{(V_{SUPMAX} - V_{OUT1}) \times \left(\frac{V_{OUT1}}{V_{SUPMAX}} \right)}{f_{SW1} \times I_{OUTMAX} \times K_{INDMAX}} \right]$$

ここで、 f_{SW1} は動作周波数で、1.3はインダクタンスの初期精度に対応する係数です。

または、

$$L_{MIN2} [H] = 1.3 \times \frac{V_{OUT1}}{0.8V} \times R_{CS} \times A_{V_CS} \times \frac{2.1 \times 10^6}{f_{SW1}}$$

ここで、 A_{V_CS} は電流検出アンプの利得(8V/V、typ)です。

正常な動作のためには、 L_{MIN1} および L_{MIN2} 以上のインダクタ値を選択する必要があります。推奨される最大インダクタ値は、上記の式によって選択した値の2倍です。

表1に、5Aの出力電流と複数のスイッチング周波数および出力電圧について、インダクタ値の例を示します。

バックコンバータ1の入力コンデンサ

このデバイスは、 V_{SUP} 入力に1つの0.1μFのコンデンサを使用し、PV1入力に1つの0.1μFのコンデンサを使用して動作するように設計されています。最高のEMIおよびジッタ性能を確保するために、これらのコンデンサはできる限りそれぞれに対応する入力の近くに配置してください。

OUT1の出力コンデンサ

OUT1の出力コンデンサの主な目的は、負荷過渡状態時の V_{OUT1} の変化を低減することです。最小コンデンサは、出力電圧、最大電流、および負荷レギュレーション精度によって決まります。次式を使用して、バックコンバータ1の最小出力コンデンサを決定してください。

$$C_{OUT} \geq \frac{I_{OUT1(MAX)}}{2\pi \times f_{CO} \times \frac{\Delta V_{OUT1}}{V_{OUT1}} \times V_{OUT1}}$$

ここで、 f_{CO} は R_C および C_C によって設定されるクロスオーバー周波数、 ΔV_{OUT1} は負荷過渡状態時に許容可能な電圧の変化です。

適切な機能のために、セラミックコンデンサを使用する必要があります。不安定性を防止するために、セラミックコンデンサの自己共振が1MHz以上であることを確認してください。

バックコンバータ1のMOSFETの選択

バックコンバータ1は、回路切替え素子として2つの外付けロジックレベルnチャネルMOSFETを駆動します。これらのMOSFETを選択するための主なパラメータは、次のとおりです。

- オン抵抗($R_{DS(ON)}$)
- 最大ドレイン-ソース間電圧($V_{DS(MAX)}$)
- 最小閾値電圧($V_{TH(MIN)}$)
- 総ゲート電荷量(Q_G)
- 帰還容量(C_{RSS})
- 消費電力

両方のnチャネルMOSFETともに、 $V_{GS} = 4.5V$ (V_{OUT1} が5Vに設定されている場合)または $V_{GS} = 3V$ (V_{OUT1} が3.3Vに設定されている場合)でのオン抵抗の仕様が保証されているロジックレベルタイプである必要があります。最小入力電圧における導通損失がMOSFETのパッケージの熱的限界を超えず、全体的な熱許容量にも抵触しないようにしてください。また、最大入力電圧における導通損失とスイッチング損失の和がパッケージの定格を超えず全体的な熱許容量にも抵触しないことを確認してください。特に、DH1のターンオンによる dV/dt が、DL1のドレイン-ゲート間容量を通してそのゲートをプルアップすることがないか検討してください。これは、交差導通の問題が発生する最大の原因です。

表1. インダクタの値と(V_{SUPMAX} 、 V_{OUT1})の関係

V_{SUPMAX} to V_{OUT1} (V)	$V_{SUPMAX} = 36V, V_{OUT1} = 5V$					$V_{SUPMAX} = 36V, V_{OUT1} = 3.3V$				
f_{SW1} (MHz)	2.1	1.05	0.525	0.420	0.350	2.1	1.05	0.525	0.420	0.350
INDUCTOR (μH), $I_{LOAD} = 5A$	1.5	3.3	5.6	6.8	8.2	1.0	2.2	4.7	4.7	6.8

ゲート電荷損失はドライバによって消費されるため、MOSFETを過熱させることはありません。したがって、駆動損失によるデバイス内の電力消費を検討する必要があります。総ゲート電荷量が十分に低くなるように両方のMOSFETを選択する必要があります。それによって、PV1/VOUT1はデバイスをオーバーヒートさせることなく両方のドライバに給電することができます。

$$P_{DRIVE} = V_{OUT1} \times (Q_{GTOTH} + Q_{GTOTL}) \times f_{SW1}$$

ここで、 Q_{GTOTL} はローサイドMOSFETの総ゲート電荷量で、 Q_{GTOTH} はハイサイドMOSFETの総ゲート電荷量です。 $Q_{G_}$ の合計が10nC以下のMOSFETを選択してください。

nチャネルMOSFETは、負荷への平均電流およびスイッチング時のピーク電流を供給する必要があります。1つのパッケージに実装されたデュアルMOSFETを経済的なソリューションとして使用することができます。より小型のMOSFETのためにスイッチングノイズを低減するには、DH1経路の直列抵抗および追加のゲート容量を使用してください。ゲート抵抗の使用方法については、お問い合わせください。

補償回路

このデバイスは、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を安定化する電流モード制御方式を使用しており、コントローラはインダクタのDC抵抗またはそれに代わる直列電流検出抵抗の電圧降下を使用してインダクタ電流を測定します。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。出力フィルタにセラミックコンデンサを使用するアプリケーションでは、1つの直列抵抗(R_C)とコンデンサ(C_C)のみで、安定した、広帯域幅のループを実現することができます(図4を参照)。他のタイプのコンデンサの場合は、容量およびESRがより大きい場合、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。非セラミック出力コンデンサのループを安定させるには、COMP1とGND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ます(図4を参照)。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。ループ応答は次の式によって設定されます。

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

ここで、 $R_{LOAD} = V_{OUT}/I_{LOAD}(MAX)$ の単位は Ω で、 $g_{mc} = 1/(A_{V_CS} \times R_{DC})$ の単位はジーメンズです。 A_{V_CS} は電流検出アンプの電圧利得で、8V/V (typ)です。 R_{DC} はインダクタまたは電流検出抵抗のDC抵抗で、単位は Ω です。

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

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

パワー段のユニティゲイン周波数は、 C_{OUT} と g_{mc} によって設定されます。

$$f_{UGAINpMOD} = \frac{g_{mc}}{2\pi \times C_{OUT}}$$

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 $C_{OUT} = n \times C_{OUT}(EACH)$ になり、 $ESR = ESR(EACH)/n$ です。近い値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。

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660 μ S (typ)、 $R_{OUT,EA}$ はエラーアンプの出力抵抗で30M Ω (typ)です。

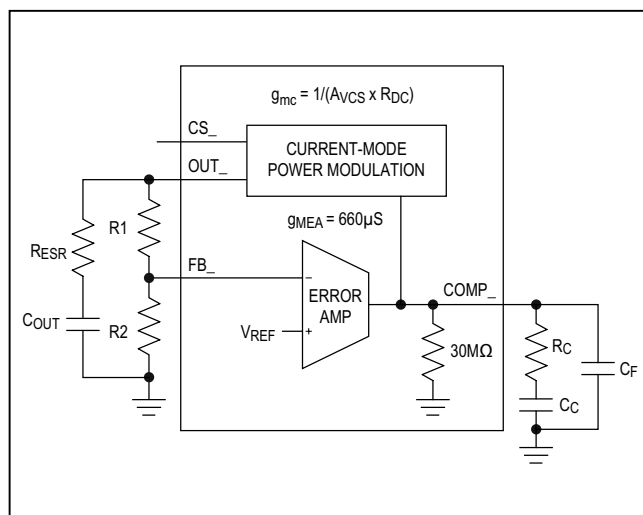


図 4. 補償回路

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、それを相殺するために、 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})があります。

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})より大幅に高く設定してください。 f_{CO} の値を、次の範囲で選択してください。

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

クロスオーバー周波数では、総ループ利得が1に等しくなる必要があります。

そのため、以下ようになります。

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

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

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

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 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。 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 × f_C より低い場合は、COMP1とGND間に第2のコンデンサ C_F を追加してください。 C_F の値は、次のとおりです。

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

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。

以下に示すのは、図4の補償回路の部品の値を計算するための数値の例です。

$$A_{V_CS} = 8V/V$$

$$R_{DCR} = 22m\Omega$$

$$g_{mc} = 1/(A_{V_CS} \times R_{DCR}) = 1/(8 \times 0.022) = 5.68$$

$$V_{OUT} = 5V$$

$$I_{OUT(MAX)} = 5A$$

$$R_{LOAD} = V_{OUT}/I_{OUT(MAX)} = 5V/6A = 0.833\Omega$$

$$C_{OUT} = 4 \times 47\mu F = 188\mu F$$

$$ESR = 9m\Omega/4 = 2.25m\Omega$$

$$f_{SW} = 0.420MHz$$

$$GAIN_{MOD}(dc) = 5.68 \times 0.833 = 4.73$$

$$f_{pMOD} = \frac{1}{2\pi \times 188\mu F \times 0.833} \approx 1kHz$$

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

$$1kHz \ll f_C \leq 80.6kHz, \text{ Select } f_C = 20kHz$$

$$f_{zMOD} = \frac{1}{2\pi \times 2.25m\Omega \times 188\mu F} \approx 376kHz$$

$f_{zMOD} > f_C$ のため、

$$R_C \approx 33k\Omega$$

$$C_C \approx 4.7nF$$

$$C_F \approx 12pF$$

OUT2/OUT3可変出力電圧オプション

このデバイスの可変出力電圧バージョン(詳細については「[選択ガイド](#)」を参照)は、お客様が出力を0.8V~3.95Vの任意の電圧に設定することができます。バックコンバータの出力(V_{OUT_BUCK})とOUT_およびGND間に抵抗分圧器

を接続して、出力電圧を設定してください(図5)。R4 (OUT₋とGND間の抵抗)には100kΩ以下の値を選択してください。R3 (V_{OUT}_(BUCK)とOUT₋間の抵抗)は、次式を使用して計算してください。

$$R3 = R4 \left[\left(\frac{V_{OUT_}(BUCK)}{V_{OUT_}} \right) - 1 \right]$$

ここで、V_{OUT}₋ = 800mVです(「Electrical Characteristics」を参照)。

正常な動作のためには、外付けフィードバック抵抗分圧器の周波数補償が必要です。抵抗分圧器回路のR3と並列にコンデンサを配置してください。次式を使用してコンデンサの値を決定してください。

$$R4/R3 > 1 \text{ の場合は、} C2 = C(R4/R3)$$

それ以外の場合は、C2 = Cで、C = 10pFです。

固定出力電圧オプションの場合は、OUT₋をV_{OUT}₋に接続して、出荷時設定された0.8V~3.95Vの固定出力電圧にしてください。

OUT2/OUT3のインダクタの選択

MAX16993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。次式を使用して最小インダクタ値を決定してください。

$$L_{MIN1} = \frac{(V_{IN} - V_{OUT_}) \times V_{OUT}}{V_{IN} \times f_{SW} \times I_{MAX} \times 35\%}$$

R _{CS}	0.378Ω (1.5Aチャンネルの場合) 0.167Ω (3.0Aチャンネルの場合)
I _{MAX}	3.0Aまたは1.5A (型番による)。使用する型番の出力チャンネルの最大出力能力を使用してください。
f _{SW}	動作周波数。外部で異なる周波数に同期させない限り、この値は2.1MHzです。

次式は、インダクタ電流の下降スロープを確実に内部スロープ補償以下にするものです。そのためには、次式を満たす必要があります。

$$-m \geq m2/2$$

m2	インダクタ電流の下降スロープ [V _{OUT} /L × R _{CS}]
-m	スロープ補償 [0.47 × V/μs]

Lについて解き、システムの許容誤差に対応する1.5の乗数を追加すると、次のようになります。

$$L_{MIN2} = V_{OUT} \times \frac{R_{CS}}{2 \times m} \times 1.5$$

L_{MIN1}とL_{MIN2}の両方を満たすため、L_{MIN}をこの2つの大きい方に設定する必要があります。

$$L_{MIN} = \max(L_{MIN1}, L_{MIN2})$$

推奨される最大インダクタ値は、上記の式によって選択した値の1.6倍です。

$$L_{MAX} = 1.6 \times L_{MIN}$$

次式に基づいて、公称インダクタ値を選択してください。

$$L_{MIN} < L_{NOM} < L_{MAX}$$

OUT2/OUT3の入力コンデンサ

PV2およびPV3入力に、1つの4.7μFのセラミックバイパスコンデンサを配置してください。2つの低電圧バックコンバータを位相インタリーブすると、入力リップル電流が相殺されるため、必要な入力容量の低減に寄与します。最高のEMIおよびジッタ性能を確保するために、バイパスコンデンサはそれぞれに対応するPV₋入力のできる限り近くに配置してください。

OUT2/OUT3の出力コンデンサ

必要な最小限のコンデンサは、出力電圧、デバイスの最大電流能力、およびエラーアンプの電圧利得によって決まります。次式を使用して、必要な出力コンデンサの値を決定してください。

$$C_{OUT(MIN)} = \frac{V_{REF} \times G_{EAMP}}{2\pi \times f_{CO} \times V_{OUT} \times R_{CS}}$$

V _{REF}	基準電圧、V _{REF} = 0.8Vです。
R _{CS}	内部電流検出抵抗。個々の特定の型番に対する値については、「選択ガイド」を参照してください。 R _{CS} = 0.378Ω (1.5A出力チャンネルの場合) R _{CS} = 0.167Ω (3.0A出力チャンネルの場合)
f _{CO}	目的のクロスオーバー周波数で、210kHzです。
G _{EAMP}	エラーアンプの電圧利得。値は44.7V/Vです。

適切な機能のために、セラミックコンデンサを使用する必要があります。不安定性を防止するために、セラミックコンデンサの自己共振が1MHz以上であることを確認してください。

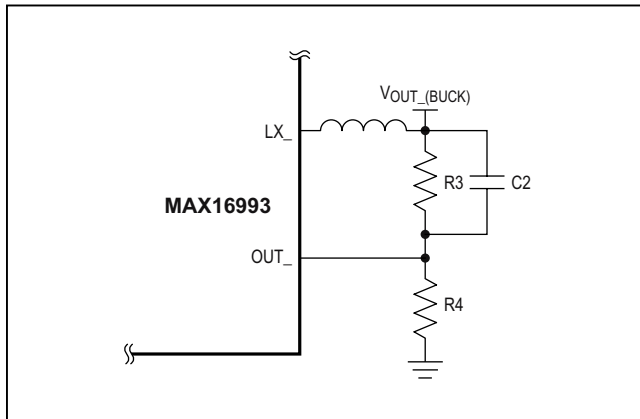


図 5. 可変 OUT2/OUT3 電圧の設定

熱について

パッケージがどれだけの電力を消費することができるかは、PCBへのICの実装方法および冷却のための銅面積に大きく依存します。JEDEC試験規格を使用した場合、側面濡れ性QFNDパッケージの最大許容消費電力は2160mWです。非常に注意してPCBレイアウトを行うことで、パッケージはより多くの消費電力を処理することができます。たとえば、表面および裏面の銅をヒートシンクとして使用し、中間層の1つ(GND)にサーマルビアを接続することによって、熱がより効率的にパッケージから基板に移送され、一部のMAX16993アプリケーションで大消費電力時の接合部温度が低下します。さらに、表面層と裏面層の両方でIC領域周辺のはんだマスクを除去することによって、熱を直接空气中に放射させることができます。ICの最大許容消費電力は、次のとおりです。

$$P_{MAX} = \frac{(T_{J(MAX)} - T_A)}{\theta_{JC} + \theta_{CA}}$$

ここで、 $T_{J(MAX)}$ は最大接合部温度(+150℃)、 T_A は周囲の空気の温度、 θ_{JC} (側面濡れ性QFNDの場合2.8℃/W)は接合部とケース間の熱抵抗、 θ_{CA} はPCB、銅トレース、およびパッケージ材質を介したケースと周囲の空気間の熱抵抗です。 θ_{CA} はシステムレベルの変数に直接関係し、最大消費電力を増大するために変更することができます。QFNDパッケージは、裏面にエクスポーズドサーマルパッドを備えています。このパッドは、PCBへの熱伝導のための低熱抵抗の経路を提供します。この低熱抵抗の経路は、ICからの熱の大部分を搬送します。實際上、PCBはICにとってヒートシンクです。適切な熱的および電気的性能を得るために、

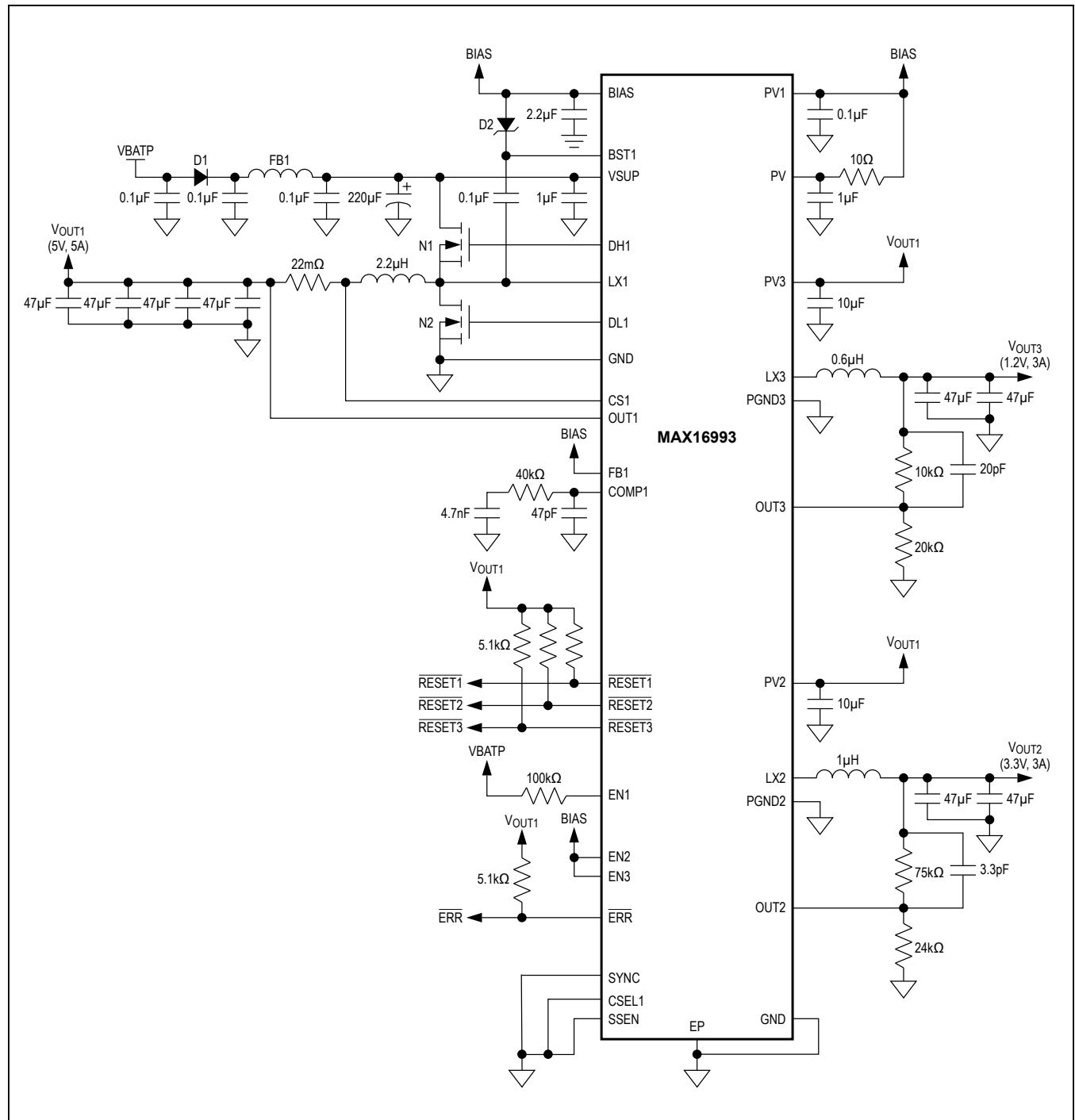
エクスポーズドパッドは、大面積のグランドプレーンに接続してください。グランドプレーンの最小サイズは、多数のシステム変数に依存します。効率の良い経路を作るために、サーマルビアでグランドプレーンに接続されたサーマルランディングにエクスポーズドパッドをはんだ付けしてください。サーマルランディングは、少なくともエクスポーズドパッドと同じ大きさにして、エクスポーズドパッドと他の端子ランディング間の空きスペースの量に応じてさらに大きくすることができます。設計を迅速化するために、MAX16993の評価キットでレイアウト例が提供されています。

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。ノイズイミュニティ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従ってください。

- 1) デバイスの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確保してください。
- 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混入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、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確保することができます。
- 6) グランド電位差の可能性を低減するために、1つのグランドプレーンを使用してください。1つのグランドプレーンを使用する場合、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。

標準アプリケーション回路



選択ガイド

OPTION	BUCK 1			BUCK 2			BUCK 3			SYNC
	FIXED OUTPUT VOLTAGE (V)	f_{SW1} DIVIDE RATIO FROM f_{SW}	ACTIVE TIMEOUT PERIOD (ms)	FIXED OUTPUT VOLTAGE (V)	MAX OUTPUT CURRENT (A)	ACTIVE TIMEOUT PERIOD (ms)	FIXED OUTPUT VOLTAGE (V)	MAX OUTPUT CURRENT (A)	ACTIVE TIMEOUT PERIOD (SAME AS BUCK 2) (ms)	
A	3.3/5.0	÷5	3.9	ADJ	3.0	3.9	ADJ	3.0	3.9	Input
B	3.3/5.0	÷5	3.9	3.15	1.5	3.9	1.8	1.5	3.9	Input
C	3.3/5.0	÷5	1.9	ADJ	1.5	1.9	ADJ	1.5	1.9	Input
D	3.3/5.0	÷5	3.9	1.05	3.0	3.9	3.3	1.5	3.9	Input
E	3.3/5.0	÷5	3.9	3.30	1.5	3.9	1.5	1.5	3.9	Input
F	3.3/5.0	÷5	3.9	3.3	1.5	3.9	1.2	1.5	3.9	Input
G	3.3/5.0	÷5	3.9	3.3	1.5	3.9	1.8	1.5	3.9	Input
H	3.3/5.2	÷5	3.9	3.3	3.0	3.9	1.8	1.5	3.9	Input
I	ADJ	÷5	1.9	ADJ	1.5	1.9	ADJ	1.5	1.9	Input
J*	3.3/5.0	÷4	3.9	ADJ	3.0	3.9	ADJ	3.0	3.9	Input

型番

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX16993AGJ_ /VY+	-40°C to +125°C	32 QFND-EP**
MAX16993ATJ_+	-40°C to +125°C	32 TQFN-EP†
MAX16993ATJ_ /V+	-40°C to +125°C	32 TQFN-EP†

注：空欄部分に目的のサフィックス文字(「選択ガイド」を参照)を挿入して、バックコンバータのスイッチング周波数、アクティブタイムアウト時間、固定または可変出力電圧、および最大出力電流を指定してください。

/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。出荷時期に関してはお問い合わせください。

**EP = エクスポーズドパッド/側面濡れ性パッケージ

†EP = エクスポーズドパッド

ここに記載されていないオプションについてはお問い合わせください。出荷時に選択可能な機能としては以下があります。

- マスタークロックに対する f_{SW1} の分圧比
- DC-DC出力電圧
- アクティブタイムアウト時間のサイクル数
- 最大3Aの各チャネルの独立した電流制限

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 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.
32 QFND-EP	G3255Y+1	21-0563	90-0361
32 TQFN-EP	T3255+4	21-0140	90-0012

改訂履歴

版数	改訂日	説明	改訂ページ
0	5/13	初版	—
1	8/13	パッケージタイプを訂正(TQFNからQFNDに)	1, 2, 9, 22, 24
2	10/13	TQFNパッケージを追加。SYNCの端子機能、電流制限/短絡情報、「Package Thermal Characteristics」、「標準アプリケーション回路」、「選択ガイド」、「型番」、「パッケージ」の項を更新。	1, 2, 9, 10, 16, 23, 24
3	12/13	「端子説明」のPV端子のバイパスコンデンサを更新、「型番」に/V TQFNパッケージを追加	9, 24
4	2/14	データシートから無損失DCR検出を削除。「標準動作回路」を更新。「OUT2/OUT3の出力コンデンサ」項のG _{CS} 値を更新	11, 15, 21
5	3/14	「OUT2/OUT3のインダクタの選択」表のG _{CS} 式と-m式を修正、「パッケージ」表のTQFNパッケージコードを更新	20, 24
6	6/14	SYNC出力の機能性についての文章を削除、「概要」、「Electrical Characteristics」、「端子説明」、「詳細」、「同期(SYNC)」、「OUT2/OUT3のインダクタの選択」の項、「標準アプリケーション回路」、および「型番」を更新	1, 5, 10, 12, 13, 20, 23, 24
7	7/14	「選択ガイド」のOption (オプション)のF、G、H、Iのバリエーションから開発中の製品であることを示す参照を削除	24
8	7/14	スロープ補償の式を修正	20
9	10/14	「選択ガイド」のOptionのDから開発中の製品であることを示す参照を削除し更新、「パッケージ」のTQFNのランドパターンNo.を修正	24
10	1/15	「選択ガイド」のOptionにJを追加	24
11	3/15	「利点と特長」を更新。「Absolute Maximum Ratings (絶対最大定格)」に新しいNote 1を追加し「Package Thermal Characteristics (パッケージの熱特性)」と「Electrical Characteristics (電気的特性)」の残りのNoteの番号を変更、「Electrical Characteristics」の抜けていた単位を追加、「OUT1のインダクタの選択」、「補償回路」、および「OUT2/OUT3可変出力電圧オプション」の各項の式を明確化、「OUT2/OUT3のインダクタの選択」と「OUT2/OUT3の出力コンデンサ」の項を更新、表2および表3を削除、「選択ガイド」のオプションJバージョンに開発中の製品の表記を追加。	1-5, 16, 19-21, 24



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。

Maxim Integrated 160 Rio Robles, San Jose, CA 95134 USA 1-408-601-1000

24