

アナログおよびPWM調光制御 高電圧、ハイパワーLEDドライバ

概要

MAX16831は、一列LED電流レギュレーション用に2個の外付けnチャンネルMOSFETを制御するように設計された電流モード、高輝度LED (HBLED)ドライバです。MAX16831は、広範囲の調光制御付き固定周波数HBLEDドライバを実装するのに必要なすべての構成要素を内蔵しています。MAX16831は、ステップダウン(バック)、ステップアップ(ブースト)、またはステップアップ/ダウン(バックブースト)電流レギュレータとして動作するように設定可能です。

リーディングエッジブランキングを備える電流モード制御によって、制御ループ設計が容易になります。内蔵スロープ補償は、50%を上回るデューティサイクルでの動作時に電流ループを安定化します。MAX16831は広い入力電圧範囲で動作し、車載使用時のロードダンプ事象に耐えることができます。複数のMAX16831を相互に、または外部クロックに同期させることができます。MAX16831は、LEDストリングと直列に外付けnチャンネルMOSFETを備える輝度制御用フローティング調光ドライバを内蔵しています。

MAX16831によってHBLEDドライバは、車載アプリケーションで90%以上の効率を発揮します。また、MAX16831は、フロントライトアセンブリなどのハイパワーLEDドライバアプリケーションにおいてスイッチングMOSFETを駆動する1.4Aのソースおよび2.5Aのシンクゲートドライバも内蔵しています。調光制御を通じて、最高2kHzの周波数で幅広いPWM調光が可能です。最大1000:1の高い調光比を低い調光周波数で実現可能です。

MAX16831はエクスポーズドパッド付きの32ピンTQFNパッケージで提供され、-40°C~+125°Cの自動車用温度範囲で動作します。

アプリケーション

車載エクステリア照明：

- ハイビーム/ロービーム/信号灯
- リアコンビネーションライト(RCL)
- 日中走行用ライト(DRL)
- フォグライトおよびアダプティブフロントライトアセンブリ

産業用および建築用照明

非常ランプ

- RGB LED光源によるプロジェクタ
- ナビゲーションおよび航海ナビゲータ

ピン配置はデータシートの最後に記載されています。

特長

- ◆ 広い入力範囲：6V~76V (5.5Vまでコールドスタート動作に対応)
- ◆ 差動LED電流検出アンプ内蔵
- ◆ nチャンネルMOSFETを駆動可能なフローティング調光ドライバ
- ◆ LED電流精度：5%
- ◆ 200Hzの内部ランプは外部PWM調光信号に同期
- ◆ プログラマブルなスイッチング周波数(125kHz~600kHz)および同期
- ◆ 出力過電圧ロードダンプ、LED短絡、温度過昇の保護
- ◆ 107mVの低LED電流検出によって高効率を実現
- ◆ シャットダウン電流45μA以下のイネーブル/シャットダウン入力

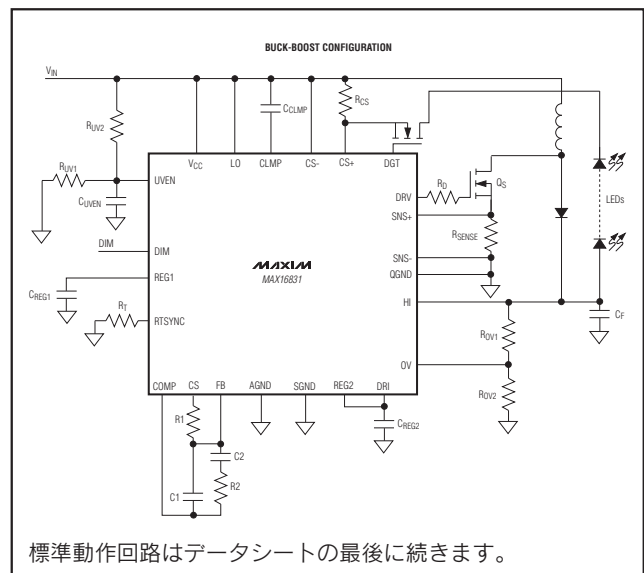
型番

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX16831ATJ+	-40°C to +125°C	32 TQFN-EP*

+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

標準動作回路



アナログおよびPWM調光制御 高電圧、ハイパワーLEDドライバ

MAX16831

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V _{CC} , HI, LO, CLMP to QGND	-0.3V to +80V	CS+, CS-, DGT, CLMP to LO	-0.3V to (HI + 0.3V)
CS+, CS-, DGT, UVEN to QGND	-0.3V to +80V	HI to CLMP	-0.3V to +28V
UVEN to QGND	-0.3V to (V _{CC} + 0.3V)	Continuous Power Dissipation* (T _A = +70°C)	
DRV to SGND	-0.3V to +18V	32-Pin TQFN (derate 34.5mW/°C above +70°C)	2758mW
DRI, REG2, DIM to AGND	-0.3V to +18V	Thermal Resistance*	
QGND, SGND to AGND	-0.3V to +0.3V	θ _{JA}	29°C/W
SNS+ to SNS-	-0.3V to +6V	θ _{JC}	1.7°C/W
CS, FB, COMP, SNS+, SNS-, OV, REF,		Operating Temperature Range	-40°C to +125°C
RTSYNC to AGND	-0.3V to +6V	Maximum Junction Temperature	+150°C
REG1, CLKOUT to AGND	-0.3V to +6V	Storage Temperature Range	-60°C to +150°C
CS+ to CS-	-0.3V to +12V	Reflow Temperature	+240°C
HI to LO	-0.3V to +36V	Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C
CS+, CS-, DGT, CLMP to LO	-0.3V to +12V		

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.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{CC} = V_{UVEN} = 14V, C_{REG1} = 1μF, C_{REG2} = 1μF, C_{CLMP} = 0.1μF, R_T = 25kΩ, T_A = T_J = -40°C to +125°C, unless otherwise noted. Typical specifications are at T_A = +25°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Voltage Range	V _{CC}		5.5		76.0	V
Supply Current	I _Q	I _{REG2} = 0A		2.7	4.5	mA
Shutdown Current	I _{SHDN}	V _{UVEN} ≤ 0.8V		25	45	μA
UVEN						
V _{CC} UVLO Threshold	V _{CC_R}	V _{CC} rising	5.5		6.0	V
	V _{CC_F}	V _{CC} falling	5.0		5.5	
V _{CC} Threshold Hysteresis	V _{CC_HYS}			0.4		V
UVEN Threshold	V _{UVR}	V _{UVEN} rising	1.100	1.244	1.360	V
	V _{UVF}	V _{UVEN} falling	1.000	1.145	1.260	
UVEN Input Current	I _{UVEN}	V _{UVEN} = 0V and V _{UVEN} = 76V, V _{CC} = 77V	-0.2		+0.2	μA
REGULATORS						
REG1 Regulator Output	V _{REG1}	0 ≤ I _{REG1} ≤ 2mA, 7.5V ≤ V _{CC} ≤ 76V	4.75	5.00	5.25	V
		I _{REG1} = 2mA, V _{CC} = 5.7V	4.00	4.50	5.25	
REG1 Dropout Voltage		I _{REG1} = 2mA (Note 1)		0.5	1.0	V
REG1 Load Regulation	ΔV/ΔI	V _{CC} = 7.5V, 0 ≤ I _{REG1} ≤ 2mA			25	Ω
REG2 Regulator Output	V _{REG2}	7.5V ≤ V _{CC} ≤ 76V, I _{REG2} = 1mA	6.65	7.00	7.35	V
		V _{CC} = 5.7V, 0 ≤ I _{REG2} ≤ 20mA	4.5	5.0		
REG2 Dropout Voltage		I _{REG2} = 20mA (Note 1)		0.5		V
REG2 Load Regulation	ΔV/ΔI	V _{CC} = 7.5V, 0 ≤ I _{REG2} ≤ 20mA			25	Ω
HIGH-SIDE REGULATOR (CLMP) (All Voltages Referred to LO) (Note 2)						
CLMP UVLO Threshold	V _{CLMPH}	V _{CLMP} rising	2.0	2.5	3.0	V
CLMP UVLO Threshold Hysteresis	V _{CLMPHYS}			0.22		V

アナログおよびPWM調光制御 高電圧、ハイパワーLEDドライバ

MAX16831

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{CC} = V_{UVEN} = 14V$, $C_{REG1} = 1\mu F$, $C_{REG2} = 1\mu F$, $C_{CLMP} = 0.1\mu F$, $R_T = 25k\Omega$, $T_A = T_J = -40^\circ C$ to $+125^\circ C$, unless otherwise noted. Typical specifications are at $T_A = +25^\circ C$.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CLMP Regulator Output Voltage	V_{CLMP}	$8.7V \leq (V_{HI} - V_{LO}) \leq 36V$, $I_{CLMP} = 1mA$	5.5	8.0	10.0	V
		$5.0V \leq (V_{HI} - V_{LO}) \leq 8.7V$, $I_{CLMP} = 250\mu A$	$(V_{HI} - V_{LO}) - 0.7$			
CURRENT-SENSE AMPLIFIER (CSA)						
Differential Input Voltage Range	$V_{CS+} - V_{CS-}$		0		0.3	V
Common-Mode Range			0		V_{CC}	V
CS+ Input Bias Current	I_{CS+}	$V_{CS+} - V_{CS-} = 0.3V$	-250		+250	μA
CS- Input Bias Current	I_{CS-}	$V_{CS+} - V_{CS-} = 0.3V$			400	μA
Unity-Gain Bandwidth		From (CS+ - CS-) to CS		1.0		MHz
REF OUTPUT BUFFER						
REF Output Voltage	V_{REF}	$-100\mu A \leq I_{REF} \leq +100\mu A$	2.85	3.00	3.15	V
DIM DRIVER						
Source Current		$V_{CLMP} - V_{LO} = 4V$	5	20		mA
		$V_{CLMP} - V_{LO} = 8V$	30	67		
Sink Current		$V_{CLMP} - V_{LO} = 4V$	10	22		mA
		$V_{CLMP} - V_{LO} = 8V$	40	76		
GATE DRIVER						
DRI UVLO Threshold	V_{UVLO_TH}	DRI rising	4.0	4.2	4.4	V
DRI UVLO Threshold Hysteresis	V_{UVLO_HYST}			0.3		V
Driver Output Impedance	Z_{OUT_L}	$V_{DRI} = 7.0V$, DRV sinking 250mA		2.8	4	Ω
	Z_{OUT_H}	$V_{DRI} = 7.0V$, DRV sourcing 250mA		5.0	8	
Peak Sink Current	I_{SK}	$V_{DRI} = 7.0V$		2.5		A
Peak Source Current	I_{SR}	$V_{DRI} = 7.0V$		1.4		A
PWM, ILIM, AND HICCUP COMPARATOR						
PWM Comparator Offset Voltage		$V_{COMP} - (V_{SNS+} - V_{SNS-})$		0.7		V
Peak Current-Limit Comparator Trip Threshold			160	200	240	mV
Peak Current-Limit Comparator Propagation Delay (Excluding Blanking Time)		50mV overdrive		40		ns
HICCUP Comparator Trip Threshold			235	300	385	mV
SNS+ Input Bias Current		$V_{SNS+} = 0V$, $V_{SNS-} = 0V$	-100	-65		μA
SNS- Input Bias Current		$V_{SNS+} = 0V$, $V_{SNS-} = 0V$	-100	-65		μA
Blanking Time	t_{BLNK}			40		ns

アナログおよびPWM調光制御 高電圧、ハイパワーLEDドライバ

MAX16831

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{CC} = V_{UVEN} = 14V$, $C_{REG1} = 1\mu F$, $C_{REG2} = 1\mu F$, $C_{CLMP} = 0.1\mu F$, $R_T = 25k\Omega$, $T_A = T_J = -40^\circ C$ to $+125^\circ C$, unless otherwise noted. Typical specifications are at $T_A = +25^\circ C$.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
ERROR AMPLIFIER						
FB Input Bias Current			-100		+100	nA
EAMP Output Sink Current		$V_{FB} = 1.735V$, $V_{COMP} = 1V$	3	7		mA
EAMP Output Source Current		$V_{FB} = 0.735V$, $V_{COMP} = 1V$	2	7		mA
EAMP Input Common-Mode Voltage			0		3.0	V
EAMP Output Clamp Voltage			1.1	1.7	2.4	V
Voltage Gain	A_V	$R_{COMP} = 100k\Omega$ to AGND		80		dB
Unity-Gain Bandwidth	GBW	$R_{COMP} = 100k\Omega$ to AGND, $C_{COMP} = 100pF$ to AGND		0.5		MHz
OSCILLATOR, OSC SYNC, CLK, AND CLKOUT						
RTSYNC Frequency Range	f_{SWMIN}				125	kHz
	f_{SWMAX}		500			
RTSYNC Oscillator Frequency		$R_T = 25k\Omega$	475	500	525	kHz
		$R_T = 100k\Omega$	106	125	143	
RTSYNC High-Level Voltage	V_{SIHL}		2.8			V
RTSYNC Low-Level Voltage	V_{SILL}				0.4	V
CLKOUT High Level		$I_{SINK} = 0.8mA$	2.8			V
CLKOUT Low Level		$I_{SOURCE} = 1.6mA$			0.4	V
CLKOUT Maximum Load Capacitance	C_{CLK_CAP}	$f_{sw} = 500kHz$			500	pF
DIM SYNC, DIM RAMP, AND DIM PWM GEN						
Internal Ramp Frequency	f_{RAMP}		160	200	240	Hz
External Sync Frequency Range	f_{DIM}		80		2000	Hz
External Sync Low-Level Voltage	V_{LTH}		0.4			V
External Sync High-Level Voltage	V_{HTH}				3.2	V
DIM Comparator Offset	V_{DIMOS}		170	200	300	mV
DIGITAL SOFT-START						
Soft-Start Duration	t_{SS}			4.0		ms
OVERVOLTAGE COMPARATOR, LOAD OVERCURRENT COMPARATOR						
OVP Overvoltage Comparator Threshold	V_{OV}	V_{OV} rising	1.20	1.235	1.27	V
OVP Overvoltage Comparator Hysteresis	V_{OV_HYST}			63.5		mV
SLOPE COMPENSATION						
Slope Compensation Peak Voltage Per Cycle		Clock generated by R_T		120		mV
Slope Compensation		External clock applied to RTSYNC		15		mV/ μs

アナログおよびPWM調光制御 高電圧、ハイパワーLEDドライバ

MAX16831

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

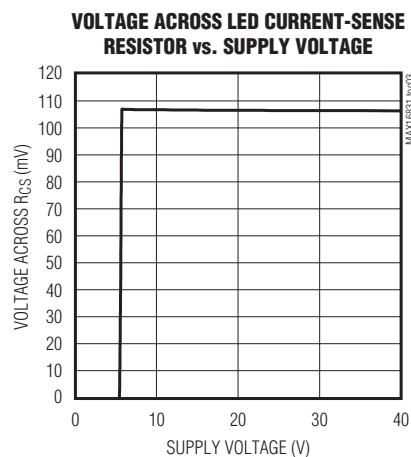
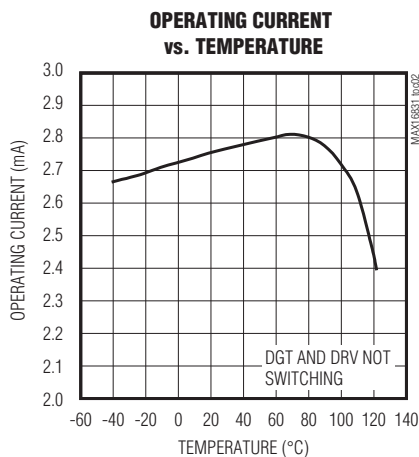
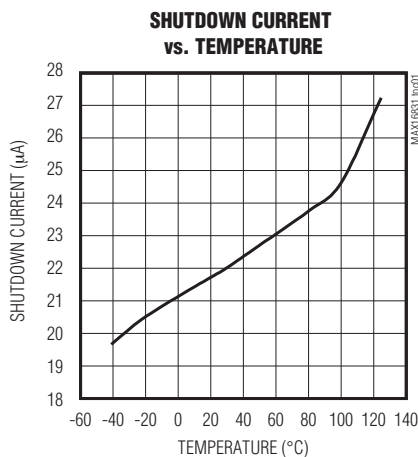
($V_{CC} = V_{UVEN} = 14V$, $C_{REG1} = 1\mu F$, $C_{REG2} = 1\mu F$, $C_{CLMP} = 0.1\mu F$, $R_T = 25k\Omega$, $T_A = T_J = -40^\circ C$ to $+125^\circ C$, unless otherwise noted. Typical specifications are at $T_A = +25^\circ C$.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
THERMAL SHUTDOWN						
Thermal Shutdown Temperature	T_{SHDN}	Temperature rising		+165		$^\circ C$
Hysteresis	ΔT_{SHDN}			20		$^\circ C$

- Note 1:** Dropout voltage is defined as the input to output differential voltage at which the regulator output voltage drops 100mV below the nominal output voltage.
- Note 2:** $V_{CLMP_{TH}}$ determines the voltage required to operate the current-sense amplifier. The DIM driver requires 2.5V for ($V_{CLMP} - V_{LO}$) to drive the external MOSFET. V_{HI} is typically one diode drop above V_{CLMP} . A large capacitor connected to V_{CLMP} slows the response of the LED current-sense circuitry, resulting in current overshoot. To ensure proper operation, connect a 0.1 μF capacitor from CLMP to LO.

標準動作特性

($V_{CC} = V_{UVEN} = 14V$, $C_{REG1} = 1\mu F$, $C_{REG2} = 10\mu F$, $C_{CLMP} = 0.1\mu F$, $R_T = 25k\Omega$, $R_{CS} = 0.1\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

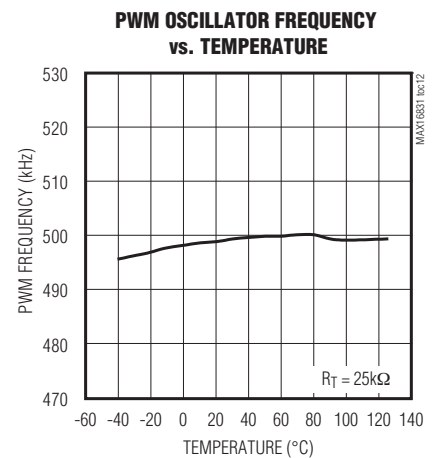
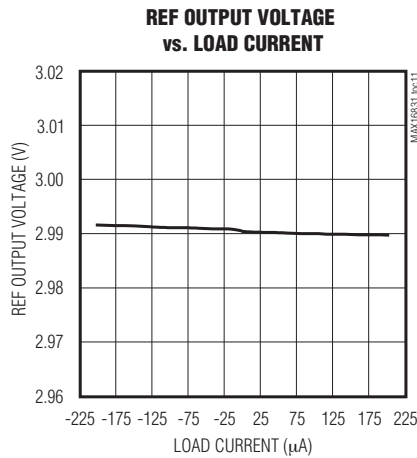
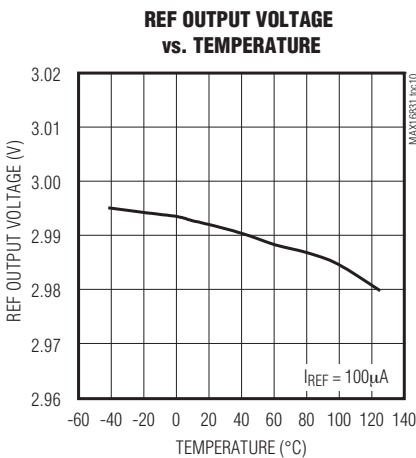
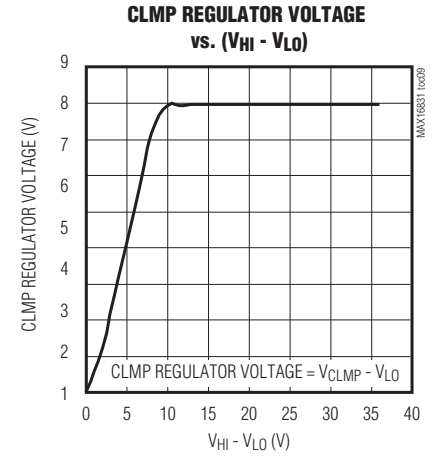
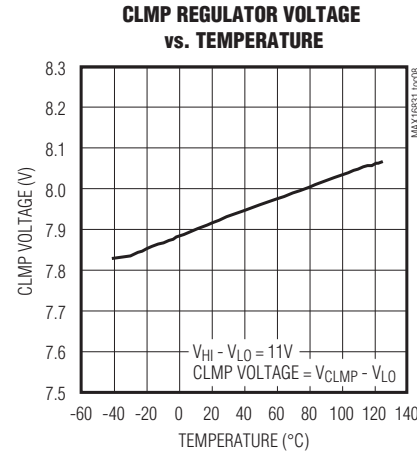
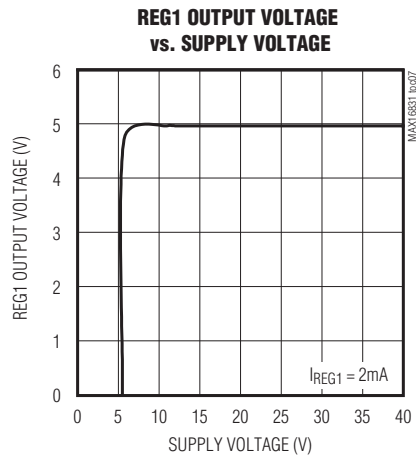
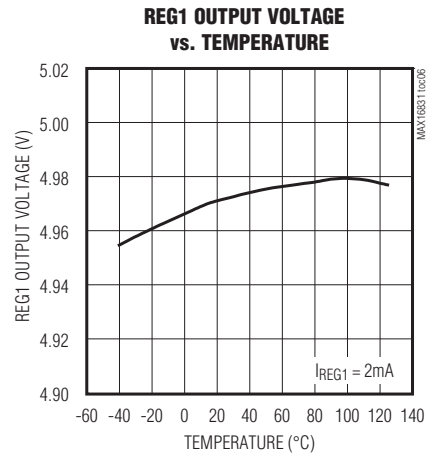
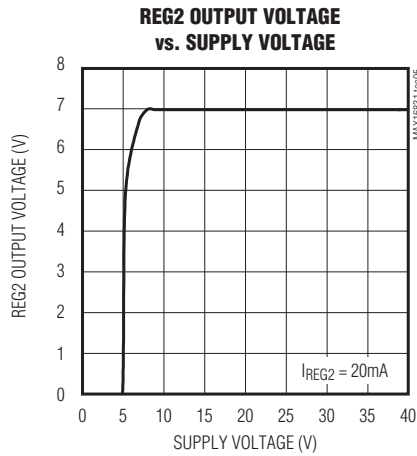
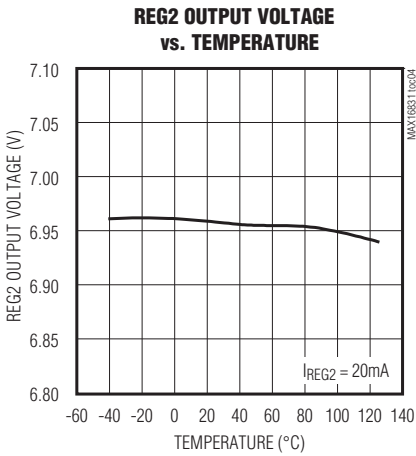


アナログおよびPWM調光制御 高電圧、ハイパワーLEDドライバ

MAX16831

標準動作特性(続き)

($V_{CC} = V_{UVEN} = 14V$, $C_{REG1} = 1\mu F$, $C_{REG2} = 10\mu F$, $C_{CLMP} = 0.1\mu F$, $R_T = 25k\Omega$, $R_{CS} = 0.1\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

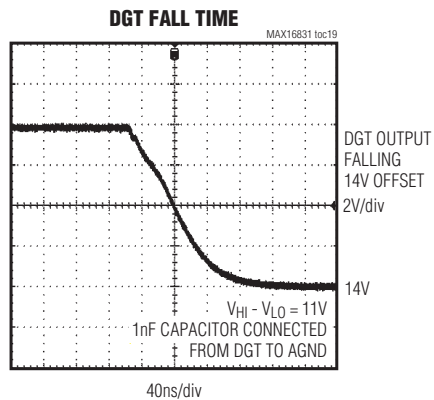
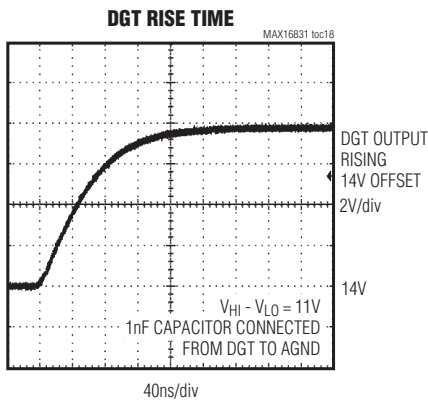
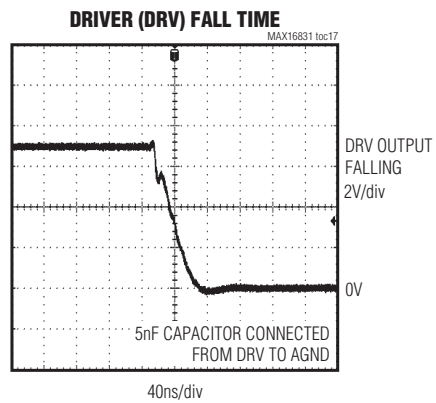
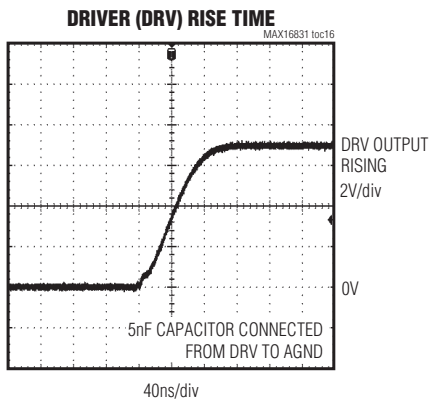
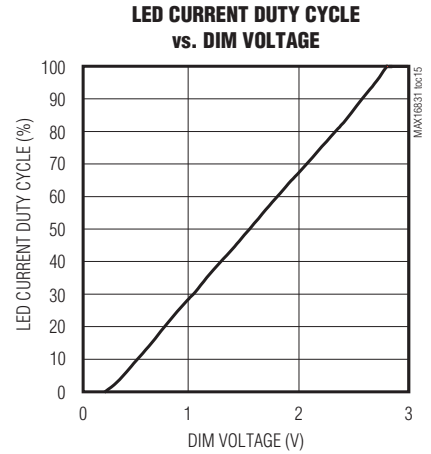
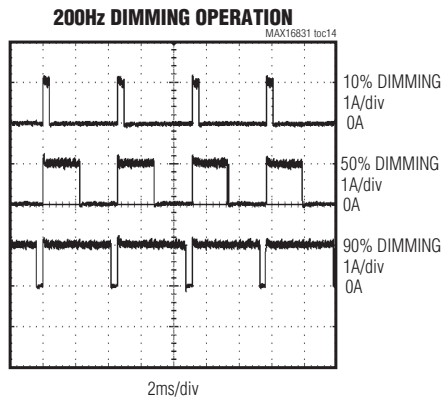
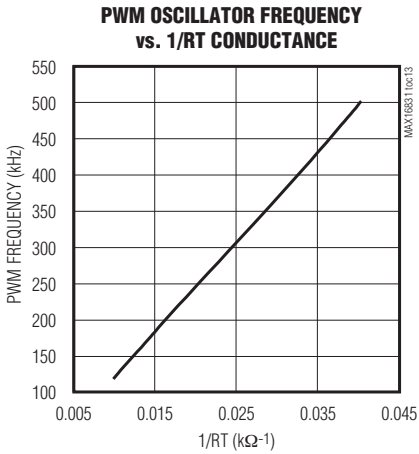


アナログおよびPWM調光制御 高電圧、ハイパワーLEDドライバ

MAX16831

標準動作特性(続き)

($V_{CC} = V_{UVEN} = 14V$, $C_{REG1} = 1\mu F$, $C_{REG2} = 10\mu F$, $C_{CLMP} = 0.1\mu F$, $R_T = 25k\Omega$, $R_{CS} = 0.1\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



アナログおよびPWM調光制御 高電圧、ハイパワーLEDドライバ

MAX16831

端子説明

端子	名称	機能
1, 24	N.C.	接続なし。内部接続なし。
2	UVEN	低電圧ロックアウト(UVLO)スレッシュホールド/イネーブル入力。UVENは、イネーブル機能付き2つの機能を持った可変UVLOスレッシュホールド入力です。UVLOスレッシュホールドを設定するには、抵抗分圧器を通じてUVENをV _{CC} に接続してください。6.0V (max)のデフォルトUVLOスレッシュホールドを使用するには、UVENをV _{CC} に直接接続してください。デバイスをイネーブルするには、1.244V以上の電圧をUVENに印加してください。
3	REG1	5Vレギュレータ出力。REG1は、5V (V _{CC} > 6V)出力電圧および電源を内部回路に供給する内蔵低ドロップアウト電圧レギュレータです。1μFのセラミックコンデンサでREG1をAGNDにバイパスしてください。
4	AGND	アナロググランド
5	REF	3Vの高精度バッファ付きリファレンス出力。アナログ制御調光機能用にDC電圧を印加するには、抵抗分圧器でREFをDIMに接続してください。未使用の場合は、REFを未接続のままにしてください。
6	DIM	調光制御入力。PWM調光用にDIMを外部PWM信号に接続してください。アナログ制御調光用に、抵抗分圧器でDIMをREFに接続してください。調光周波数は、これらの条件下で200Hzです。LEDをオフにするには、DIMをAGNDに接続してください。
7	RTSYNC	SYNC入力/出力。PWMクロックは、RTSYNC発振器によって生成されます。125kHz~600kHzのクロックスイッチング周波数を選択するには外付け抵抗をRTSYNCに接続し、またMAX16831とマスタクロック信号を同期化するにはRTSYNCを外部クロックに接続してください。
8	CLKOUT	クロック出力。CLKOUTは発信器/クロックをバッファします。マルチチャンネル構成でMAX16831を動作させるには、CLKOUTをもう1つのデバイスのSYNC入力に接続してください。CLKOUTはロジック出力です。
9, 10, 11	I.C.	内部接続。AGNDに接続する必要があります。
12	COMP	エラーアンプ出力。安定した閉ループ制御をするために、COMPとFBの間に補償回路を接続してください。フィードバック回路では低リークのセラミックコンデンサを使用してください。
13	CS	電流検出アンプ出力。電流検出アンプ(CSA)は、負荷検出抵抗R _{CS} の両端の差動電圧を検出し、LED電流に比例した電圧V _{CS} をCSに発生させます。適切な補償抵抗をCSとFBの間に接続してください。
14	FB	エラーアンプ反転入力
15	OV	過電圧保護入力。負荷の過電圧制限値を設定するには、抵抗分圧器でOVをHIに接続してください。OVの電圧が1.235V (typ)スレッシュホールドを上回ると、過電圧障害が発生し、スイッチングMOSFETがオフになります。OVの電圧が1.17V (typ)を下回ると、MOSFETは再びオンになります。
16, 17	SGND	スイッチンググランド。SGNDは、非アナログおよび大電流ゲートドライバ回路用のグランドです。
18	DRV	ゲートドライバ出力。DRVをスイッチング用外付けnチャンネルMOSFETのゲートに接続してください。
19	DRI	ゲートドライバ電源入力。1次スイッチングMOSFETドライバに給電するには、DRIをREG2に接続してください。10μFのセラミックコンデンサでDRIをAGNDにバイパスしてください。
20	SNS+	正ピーク電流検出入力。SNS+をスイッチ電流検出抵抗R _{SENSE} の正側に接続してください。
21	SNS-	負ピーク電流検出入力。SNS-をスイッチ電流検出抵抗R _{SENSE} の負側に接続してください。
22	QGND	アナロググランド。QGNDとAGND間の低インピーダンス接続を確保してください。
23	DGT	調光ゲートドライバ出力。DGTを調光用外付けnチャンネルMOSFETのゲートに接続してください。DGTは内蔵レギュレータCLMPから給電され、LOを基準としています。

アナログおよびPWM調光制御 高電圧、ハイパワーLEDドライバ

MAX16831

端子説明(続き)

端子	名称	機能
25	LO	低電圧入力。LOは、LED電流のリターンポイントです。バックブースト構成でMAX16831を使用する場合は、LOをV _{CC} に接続してください。ブースト構成でデバイスを使用する場合は、LOをSGNDに接続してください。バック構成を使用する場合は、インダクタおよびLED電流検出抵抗R _{CS} の接続部分にLOを接続してください。
26	CS+	非反転電流検出アンプ入力。CS+を負荷(LED)と直列接続された外付け検出抵抗R _{CS} の正側に接続してください。
27	CS-	電流検出アンプ入力。CS-を負荷(LED)と直列接続された外付け検出抵抗R _{CS} の負側に接続してください。
28	CLMP	内蔵CLMPレギュレータの出力。CLMPは、V _{HI} ≥ 9Vの時、8V (typ)出力を供給します。V _{HI} が9Vを下回る場合は、V _{CLMP} はV _{HI} からダイオード1個分降下した電圧になります。CLMPレギュレータは電流検出アンプに給電し、調光ドライバ用のハイリファレンスを提供します。電流検出アンプと調光用MOSFETドライバをイネーブルするには、V _{CLMP} はV _{LO} を最低2.5V上回る必要があります。0.1μFのセラミックコンデンサでCLMPをLOにバイパスしてください。
29	HI	高電圧入力。HIはLOを基準としています。HIは、CLMPレギュレータを通じて電流検出アンプおよび調光用MOSFETゲートドライバに電源供給します。
30	REG2	内蔵レギュレータの出力。REG2は、7V出力および電源を内部回路に供給する内蔵電圧レギュレータです。通常動作中にスイッチングMOSFETドライバに給電するには、REG2をDRIに接続してください。10μFのセラミックコンデンサでREG2をAGNDにバイパスしてください。
31	V _{CC}	電源電圧入力。
32	I.C.	内部接続。この端子は10kΩの抵抗を介して内部でREG1に接続されています。この端子は非接続にしておくか、任意の定数の抵抗を使ってQGNDに接続してください。QGNDに直接接続する場合は、400μA~600μAの電流がV _{CC} からこの端子を経由して流れ出します。この端子とQGNDの間に抵抗器を接続することによって、その定数に応じて電流量を減らすことができます。
—	EP	エクスポーズドパッド。EPをAGNDに接続してください。EPは、放熱を最大化するヒートシンクとしても機能します。グランド接続部として使用しないでください。

詳細

MAX16831は、HBLEDの駆動用に使用される電流モードPWM LEDドライバです。2つの電流レギュレーションループを使用すると、5%の出力電流精度が実現します。1つの電流レギュレーションループがSNS+とSNS-の間の検出抵抗R_{SENSE}を流れる外付けスイッチングMOSFETのピーク電流を制御し、同時にもう1つの電流レギュレーションループがLEDと直列の検出抵抗R_{CS}を流れる平均LEDストリング電流を制御します。最大76V (6.0V/5.5Vオン/オフ)の幅広い動作電源電圧範囲によって、MAX16831は車載アプリケーションに最適なものとなります。

MAX16831は、ブラウンアウト状態時に予測可能な動作を実現するプログラマブルな低電圧ロックアウト(UVEN)を内蔵しています。入力UVEN回路は電源電圧V_{CC}を監視し、V_{CC}がUVLOスレッショルドを下回るとドライバをオフにします。5.7V (typ)のデフォルトUVLOスレッショルドを使用するには、UVENをV_{CC}に接続してください。MAX16831は、過電流状態中に

外付けスイッチングMOSFET (Q_S)に対するゲート駆動をオフにするサイクル毎の電流制限を備えています。MAX16831は、外付け磁性部品の設計を容易にし、最適化するプログラマブルな発振器を内蔵しています。MAX16831は、3個の電圧レギュレータREG1、REG2、およびCLMPと、3Vのバッファ付きリファレンス出力REFを内蔵しています。スイッチングMOSFETドライバに給電するには、REG2をドライバ電源DRIに接続してください。

MAX16831は、外部クロックとの同期化、またはスタンドアロンモードでの動作が可能です。単一抵抗R_Tを使って、スタンドアロン動作用に125kHz~600kHzのスイッチング周波数を調整することができます。デバイスと外部クロックを同期化するには、クロック信号をRTSYNC入力に直接印加してください。マルチチャンネルアプリケーションにおいてMAX16831を設定するために、バッファ付きクロック出力CLKOUTが用意されています。

アナログおよびPWM調光制御 高電圧、ハイパワーLEDドライバ

MAX16831は、調光用に外付けnチャネルMOSFETを駆動する差動ハイサイドレベルシフタを内蔵しています。低周波PWM入力信号またはDC電圧を調光入力(DIM)に印加することによって、幅広いコントラスト「パルス」調光(1000:1)が可能です。

保護機能には、ピーク電流制限、HICCUPモード電流制限、出力過電圧保護、短絡保護、およびサーマルシャットダウンなどがあります。HICCUP電流制限回路によって、重大な障害状態時に負荷に供給される電源が低下します。ラッチのない過電圧保護を通じて、LEDストリングがオープン状態の場合に外付けスイッチングMOSFET(Q_S)に供給されている電圧が制限されます。高入力電圧での連続動作中にMAX16831の電力損失が最大定格を超える場合があり、デバイスジャンクション温度が+165°Cを上回ると、内蔵サーマルシャットダウン回路がMAX16831を安全にオフにします。ジャンクション温度がヒステリシス温度を下回ると、MAX16831は自動的に再起動します。

低電圧ロックアウト/イネーブル

MAX16831は、2つの目的に用いられる可変UVLO入力およびイネーブル機能を内蔵しています。低電圧ロックアウト(UVLO)スレッシュホールドを設定するには、抵抗分圧器を通じてUVENをV_{CC}に接続してください。UVENが1.244V (typ)のスレッシュホールドを上回ると、MAX16831はイネーブルされます。出力をディセーブルするには、UVENをグランドまで駆動してください。

UVLOスレッシュホールドの設定

MAX16831は、プログラマブルなUVLOスレッシュホールドを備えています。6.0V (max)のデフォルトUVLOスレッシュホールドを選択するには、UVENをV_{CC}に直接接続してください。UVLOスレッシュホールドを選択するには、抵抗分圧器を通じてUVENをV_{CC}に接続してください(図1)。以下のように、抵抗値を計算してください。

$$R_{UV1} = R_{UV2} \times \left(\frac{V_{UVEN}}{V_{UVLO} - V_{UVEN}} \right)$$

ここで、 $R_{UV1} + R_{UV2} \leq 270k\Omega$ であり、 V_{UVEN} は1.244V (typ)のスレッシュホールド電圧、 V_{UVLO} はV_{CC}の任意のUVLOスレッシュホールド(単位:ボルト)です(図1)。

電源投入および調光時のラインインピーダンス降下によるUVLOスレッシュホールドでのチャタリングを防ぐには、コンデンサC_{UVEN}が必要です。低電圧設定が要求される最小動作電圧にごく近い場合は、調光中にV_{CC}において電圧の急激な変化が発生することがあります。これによって、調光信号がローからハイに遷移するとMAX16831がオン/オフされる場合があります。コン

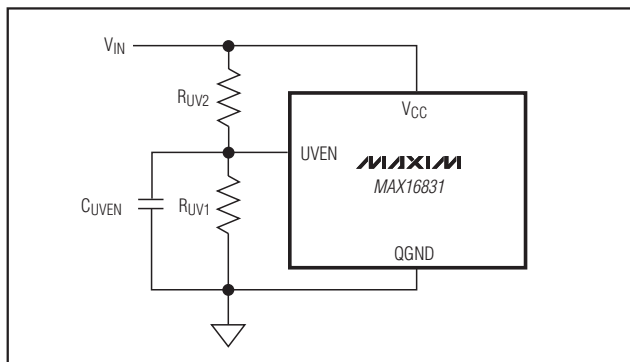


図1. UVLOスレッシュホールドの設定

デンサC_{UVEN}は、デバイスがこれらの状況でオフにならないように、UVENのリップルを100mV (min)以下のUVENヒステリシスに制限するのに十分な大きさの容量である必要があります。

ソフトスタート

MAX16831は4ms (typ)のソフトスタート遅延を備え、これによって負荷電流は制御されて増加し、出力オーバershootが最低限に抑制されます。デバイスがイネーブルされ、V_{CC}がUVLOスレッシュホールドを上回ると、ソフトスタートが開始されます。ソフトスタート回路は内部ソフトスタート電圧V_{SS}を徐々に上昇させるため、負荷電流が制御されて増加します。ソフトスタート期間が終了し、後続の200μsの遅延が経過するまで、DIMに印加された信号は無視されます。

内蔵レギュレータ

MAX16831は、5V固定の電圧レギュレータREG1、7Vの電圧レギュレータREG2、および8VのレギュレータCLMPを内蔵しています。V_{CC}がUVLOスレッシュホールドを上回ると、REG1およびREG2が電源投入されます。REG1は電源を内部回路に供給し、PWM調光中にオン状態を維持します。REG1は、最大2mAまで外部負荷を駆動することができます。

REG2は、最大20mAの電流を供給することができます。1次スイッチングMOSFETドライバDRVに電源電圧を供給するには、REG2をDR1に接続してください。

CLMPはHIから給電され、電源を電流検出アンプ(CSA)に供給します。CSAは、V_{CLMP}がV_{LO}を2.5V上回るとイネーブルされ、(V_{CLMP} - V_{LO})が2.28Vを下回るとディセーブルされます。また、CLMPレギュレータは、電源を調光用MOSFET制御回路に供給します。CLMPはCLMPレギュレータの出力です。CLMPを使って、外部回路に給電しないでください。0.1μFのセラミックコンデンサでCLMPをLOにバイパスしてください。これより大容量のコンデンサは負荷電流のオーバershootをもたらします。

アナログおよびPWM調光制御 高電圧、ハイパワーLEDドライバ

リファレンス電圧出力

MAX16831は、精度5%の3V (typ)バッファ付きリファレンス出力REFを内蔵しています。REFは100 μ Aの電流のソース/シンクが可能なプッシュプル出力であり、100pFの最大負荷容量を駆動することができます。調光用にアナログ信号を供給するには、抵抗分圧器でREFをDIMに接続してください。「調光入力(DIM)」の項を参照してください。

調光用MOSFETドライバ(DDR)

MAX16831には、PWM調光用に外付けnチャンネルMOSFETが必要です。通常動作の場合は、MOSFETをDDR調光ドライバの出力DGTに接続してください。 V_{DGT} は、 V_{LO} ~ V_{CLMP} 間でスイングします。DDR調光ドライバは、最大20mAの電流をソースまたはシンクすることができます。調光用MOSFET (I_{DRIVE_DIM})の駆動に必要な平均電流は、MOSFETの総ゲートチャージ(Q_{G_DIM})およびコンバータの調光周波数 f_{DIM} に依存しています。次式を使って、nチャンネル調光用FETの平均ゲート駆動電流を計算することができます。

$$I_{DRIVE_DIM} = Q_{G_DIM} \times f_{DIM}$$

nチャンネルMOSFETスイッチドライバ(DRV)

MAX16831は、外付けnチャンネルMOSFETを駆動します。MOSFETドライバに給電するには、外部電源を使用するか、またはREG2をDRIに接続してください。ドライバ出力 V_{DRV} は、グランド~ V_{DRI} 間でスイングします。 V_{DRI} は、外付けMOSFETの V_{GS} の絶対最大定格を下回るようにしてください。DRVは2.5Aのピーク電流のシンクまたは1.4Aのピーク電流のソースが可能です。MAX16831はハイパワーアプリケーションにおいてMOSFETをスイッチングすることができます。外付けMOSFETの駆動用に供給される平均電流は、総ゲートチャージ(Q_G)およびコンバータの動作周波数 f_{SW} に依存しています。MAX16831の電力損失は、平均出力駆動電流(I_{DRIVE})の関数です。次式を使って、 I_{DRIVE} によるMAX16831のゲートドライバ部の電力損失を計算することができます。

$$I_{DRIVE} = Q_G \times f_{SW}$$

$$P_D = (I_{DRIVE} + I_{CC}) \times V_{DRI}$$

ここで、 V_{DRI} はゲートドライバへの電源電圧であり、 I_{CC} は動作時の供給電流です。 I_{DRIVE} は、20mAを超えてはいけません。

調光入力(DIM)

調光入力DIMは、アナログ制御信号またはPWM制御信号のいずれかで動作します。内蔵パルス検出器が周波数80Hz~2kHzのPWM信号の3つの連続したエッジを検出すると、MAX16831は外部信号と同期し、DIM入力と同じデューティサイクルの外部DIM入力周波数で

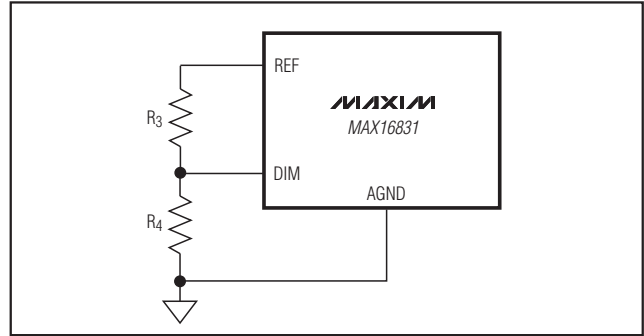


図2. REFからのDIM入力信号の作成

LED電流をパルス幅変調します。アナログ制御信号がDIMに印加されると、MAX16831はDC入力を内部生成された200Hzのランプと比較し、LED電流をパルス幅変調します($f_{DIM} = 200\text{Hz}$)。出力電流のデューティサイクルは、0%~100%の範囲でリニアに調整可能です($0.2\text{V} < V_{DIM} < 2.8\text{V}$)。

次式を使って、任意の出力電流のデューティサイクルDに必要な電圧 V_{DIM} を計算してください。

$$V_{DIM} = (D \times 2.6) + 0.2\text{V}$$

ここで、 V_{DIM} はボルト単位のDIMに印加される電圧です。DC DIM制御信号を印加するには、抵抗分圧器を通じてDIMをREFに接続してください(図2)。上記で計算された必要な調光入力電圧 V_{DIM} を使って、次式によって適切な抵抗値を選択してください。

$$R_4 = R_3 \times V_{DIM} / (V_{REF} - V_{DIM})$$

ここで、 V_{REF} は3Vのリファレンス出力電圧であり、 $30\text{k}\Omega \leq R_3 + R_4 \leq 150\text{k}\Omega$ です。

起動時やENABLEへの切り替え後に正常に動作させるには、コントローラは3つのクロックエッジまたはDIM入力への0.3V以上のアナログ電圧を必要とします。

発振器、クロック、および同期

MAX16831はスタンダオン動作や外部クロックとの同期、およびSYNCモードでの外付けデバイスの駆動が可能です。スタンダオン動作の場合は、単一の外付け抵抗 R_T をRTSYNCとグランドの間に接続して、スイッチング周波数を設定してください。125kHz~600kHzのスイッチング周波数 f_{SW} を選択して、次式を使って R_T を計算してください。

$$R_T = \frac{500\text{kHz}}{f_{SW}} \times 25\text{k}\Omega$$

ここで、スイッチング周波数はkHz単位で、 R_T はk Ω 単位です。

また、MAX16831は、125kHz~600kHzの範囲の外部クロック信号と同期することもできます。クロック信号をRTSYNC入力に接続してください。MAX16831は、

アナログおよびPWM調光制御 高電圧、ハイパワーLEDドライバ

MAX16831

RTSYNCで5つの連続クロックエッジを検出した後に、外部クロック信号に同期します。

バッファ付きクロック出力CLKOUTは、マルチチャンネルアプリケーション用に外付けPWMコントローラのRTSYNC入力を駆動することができます。CLKOUTは、最大500pFの容量性負荷を駆動することができます。

マルチチャンネル構成

MAX16831はマルチチャンネル動作が可能です。MAX16831をマスタクロック信号として使用するには、CLKOUTを外付けデバイスのSYNC入力に接続してください。MAX16831をスレーブとして設定するには、外部クロック信号をRTSYNCに接続してください。2つ以上のMAX16831デバイスをデジチェーン/ピアツーピア構成で設定するには、1つのMAX16831のRTSYNC入力をもう1つのMAX16831のCLKOUTバッファで駆動してください(図3)。

ILIMおよびHICCUPコンパレータ

R_{SENSE} は、スイッチング用のインダクタを流れるピーク電流を設定します。 R_{SENSE} の両端の差動電圧は、電流制限コンパレータILIMの200mV電圧トリップ制限値と比較されます。定格出力電力および最小電圧でピークスイッチ電流を20%上回る電流制限値を設定してください。次式を使って、 R_{SENSE} を計算してください。

$$R_{SENSE} = V_{SENSE} / (1.2 \times I_{PEAK})$$

ここで、 V_{SENSE} はSNS+~SNS-間の200mV差動電圧であり、 I_{PEAK} は最大負荷および最小入力電圧のピークインダクタ電流です。

R_{SENSE} の両端の電圧降下がILIMスレッショルドを上回ると、MOSFETドライバ(DRV)はオンサイクルを終了し、スイッチをオフにするため、インダクタに流れる電流が低減します。FETは、次のスイッチングサイクルの初期に再びオンになります。

R_{SENSE} の両端の電圧が300mV (typ)のHICCUPスレッショルドを上回ると、HICコンパレータはデバイスのオンサイクルを終了し、スイッチングMOSFETをオフにします。4ms (typ)の起動遅滞の後に、MAX16831はソフトスタートを再起動します。過電流状態が解消されるまで、デバイスはHICCUPモードで動作し続けます。

電流検出信号の40nsの内蔵リーディングエッジブランキング回路によって、これらのコンパレータが外付けスイッチングMOSFET (Q_S)のオンサイクルを早期に終了しないようにします。場合によっては、このブランキング時間が十分でなく、不要のオフを防止するには追加のRCフィルタが必要な場合もあります。

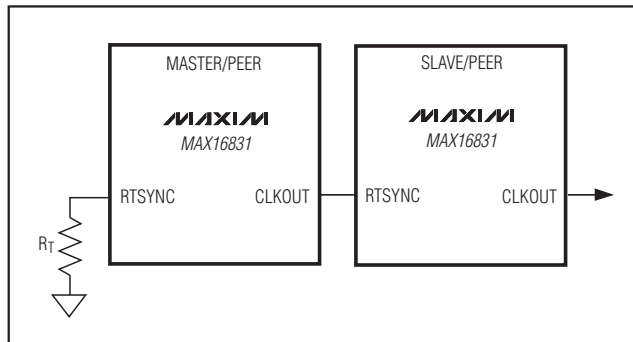


図3. マスタ-スレーブ/ピアツーピアクロック構成

負荷電流検出

負荷検出抵抗 R_{CS} は、LEDを流れる電流を監視します。内蔵フローティング電流検出アンプCSAは R_{CS} の両端の差動電圧を測定し、CSで R_{CS} に流れるLED電流に応じて電圧を生成します。CSのこの電圧は、AGNDを基準とします。閉ループはLED電流を次式で求められる値、 I_{LED} にレギュレーションします。

$$I_{LED} = 0.107V/R_{CS}$$

スロープ補償

MAX16831は、スロープ補償用に内蔵ランプジェネレータを使用します。内部ランプ信号は各サイクルの初期にゼロにリセットされ、スイッチングサイクル当り120mVのピークトゥピーク電圧を備えています。外付け抵抗 R_T を使ってスイッチング周波数 f_{SW} を設定し、次式によって補償ランプ m_{SLOPE} のスロープを計算してください。

$$m_{SLOPE} = 120 \times f_{SW} \text{ [mV/s]}$$

ここで、 f_{SW} は、Hz単位でのスイッチング周波数です。MAX16831を外部クロックに同期させる場合は、スロープ補償ランプのスロープは15mV/ μ sです。

内蔵電圧エラーアンプ(EAMP)

MAX16831は、トライステート出力の電圧アンプを内蔵しています。このアンプを使って、フィードバックループを閉じることができます。バッファ付き出力電流検出信号は、抵抗 R_1 を通じてエラーアンプの反転入力FBに接続されたCSに現れます。非反転入力は、内部でトリミングされた電流リファレンスに接続されています。

エラーアンプの出力は、DIMに印加される信号によって制御されます。DIMがハイの場合は、アンプの出力はCOMPに接続されます。DIMがローの場合は、アンプ出力はオープン状態です。これによって、DIM信号がゲート駆動をオフにしたときに積分コンデンサが電荷を蓄積することができます。DIMが再びハイになると、補償コンデンサC1およびC2の電圧はコンバータを瞬時に定常状態にします。

アナログおよびPWM調光制御 高電圧、ハイパワーLEDドライバ

MAX16831

PWM調光

PWM調光は、PWM信号またはDC信号でDIMを駆動することによって実現します。PWM信号は、エラーアンプ、調光用MOSFETゲートドライバ、およびスイッチングMOSFETゲートドライバに内部接続されます。DIM信号がハイの場合は、調光用MOSFETおよびスイッチングMOSFETドライバがイネーブルされ、電圧エラーアンプの出力は外部補償回路に接続されます。また、バッファされた電流検出信号はCSに接続されます。DIM信号がローの場合は補償コンデンサの放電は抑制され、これによって制御ループがLED電流をほぼ瞬時に当初の値に戻すことを可能とします。

DIM信号がローになると、エラーアンプの出力は補償回路から切断され、補償コンデンサC1およびC2の電圧が維持されます。C1およびC2には低リークコンデンサを選択してください。外付け調光用およびスイッチングMOSFETのドライバはディセーブルされ、コンバータはスイッチングを停止します。このとき、インダクタエネルギーは、出力コンデンサに移行されます。

DIM信号がハイになり、ゲートドライバがイネーブルされると、出力コンデンサの電圧の増加分によってLEDストリングに電流スパイクが発生する場合があります。出力コンデンサを大容量化すると、電流スパイクは低減します。上述のように、MAX16831は高速PWM調光応答を実現します。

障害保護

MAX16831は過電圧保護、過電流保護、HICCUPモード電流制限保護、およびサーマルシャットダウンを内蔵しています。過電圧保護は、抵抗分圧器を通じてOVをHIに接続することによって実現します。HICCUPモードは、重大な障害状態時に外付けMOSFETの電力損失を制限します。ジャンクション温度が+165°Cを超えると、内蔵サーマルシャットダウン保護によってコンバータは安全にオフになります。

過電圧保護

過電圧保護(OVP)コンパレータは、OVの電圧を1.235V (typ)の内部リファレンスと比較します。OVの電圧が内部リファレンスを超えると、OVPはPWMスイッチングを終了し、エネルギーはそれ以上負荷に移行されません。過電圧状態が解消すると、MAX16831はソフトスタートを再起動します。出力の過電圧スレッショルドを設定するには、抵抗分圧器でOVをHIに接続してください。

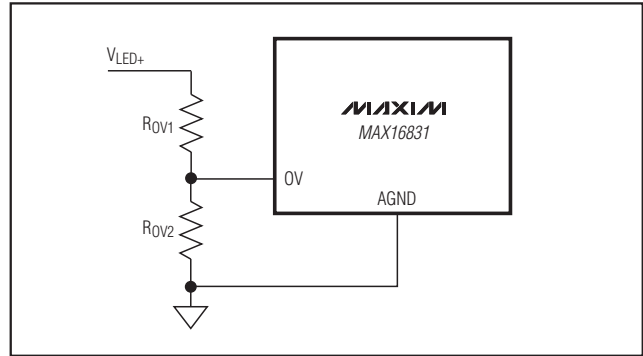


図4. 過電圧スレッショルドの設定

過電圧スレッショルドの設定

出力の過電圧スレッショルドを設定するには、抵抗分圧器でOVをHIまたはLEDのハイサイドに接続してください(図4)。過電圧保護(OVP)コンパレータは、OVの電圧を1.235V (typ)の内部リファレンスと比較します。次式を使って、抵抗値を計算してください。

$$R_{OV1} = R_{OV2} \times \left(\frac{V_{OV_LIM} - V_{OV}}{V_{OV}} \right)$$

ここで、 V_{OV} は1.235VのOVスレッショルドです。フィルタコンデンサの放電を防ぐには、 R_{OV1} および R_{OV2} が適度に大きな値の抵抗になるように選択してください。これによって、調光時の不必要な低電圧および過電圧状態が抑制されます。

ロードダンプ保護

MAX16831は、最大80Vのロードダンプ保護を備えています。MAX16831を使用するLEDドライバは、単一の障害ロードダンプイベントに耐えることができます。非常に短い期間内にロードダンプイベントが反復されると、過度な電力損失によって調光用MOSFETに損傷を与える場合があります。

サーマルシャットダウン

MAX16831は、ダイ温度が+165°Cを上回ると、全出力をオフにする温度センサを内蔵しています。ダイ温度が約+145°Cを下回ると、出力は再びイネーブルされます。

アナログおよびPWM調光制御 高電圧、ハイパワーLEDドライバ

MAX16831

アプリケーション情報

インダクタの選択

必要な最小インダクタンスは、動作周波数、入力-出力間電圧差、およびインダクタのピークトゥピーク電流 (ΔI_L) の関数です。高い ΔI_L では、小さなインダクタ値を使用することが可能ですが、低い ΔI_L では大きなインダクタ値が必要になります。インダクタ値を小さくするとサイズとコストが削減され、大信号過渡応答が向上しますが、同じ出力容量に対するピークトゥピークの出力リップル電圧およびピーク電流の増大によって効率が低下します。一方、インダクタンスが大きくなると、リップル電流 ΔI_L の低減によって効率が向上します。ただし、巻数の増加によって、特にインダクタサイズを増大せずにインダクタンスが大きくなった場合に、抵抗分の損失がリップル電流レベルの低下から得られるメリットを上回る場合があります。適切な妥協点は、全負荷電流の30%に相当する ΔI_L を選択することです。また、出力過負荷時と連続短絡時の暴走電流を排除するには、インダクタの飽和電流が重要です。最大ピーク電流制限値を上回るように I_{SAT} を選択してください。

バック(降圧)構成：バック構成では、平均インダクタ電流は入力によって変動しません。ワーストケースのピーク電流は、高入力電圧で発生します。この場合、連続導通モードのインダクタンス L は、次式から求められます。

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

ここで、 V_{INMAX} は最大入力電圧、 f_{SW} はスイッチング周波数、そして V_{OUT} は出力電圧です。

ブースト(昇圧)構成：ブースト構成では、平均インダクタ電流はライン電圧とともに変動し、最大平均電流は最低のライン電圧で発生します。ブーストコンバータの場合は、平均インダクタ電流は入力電流と同じです。この場合、インダクタンス L は、次式のように計算されます。

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

ここで、 V_{INMIN} は最小入力電圧、 V_{OUT} は出力電圧、そして f_{SW} はスイッチング周波数です。

バックブースト(昇降圧)構成：バックブーストコンバータでは、平均インダクタ電流は、入力電流と負荷電流の合計に相当します。この場合、インダクタンス L は、次式の通りです。

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

ここで、 V_{INMIN} は最小入力電圧、 V_{OUT} は出力電圧、そして f_{SW} はスイッチング周波数です。

出力コンデンサ

出力コンデンサの機能は、出力リップルを許容レベルまで低減することです。出力コンデンサのESR、ESL、およびバルク容量は出力リップルの要因となります。大部分のアプリケーションでは、低ESRのセラミックコンデンサを使用することによって、出力ESRおよびESLの影響を激減することができます。ESLの影響を低減するには、複数のセラミックコンデンサを並列接続して、必要なバルク容量を確保してください。

バック構成では、出力容量 C_F は、次式を使って計算されます。

$$C_F \geq \frac{(V_{INMAX} - V_{OUT}) \times V_{OUT}}{\Delta V_R \times 2 \times L \times V_{INMAX} \times f_{SW}^2}$$

ここで、 ΔV_R は最大許容出力リップルです。

ブースト構成では、出力容量 C_F は、次式のように計算されます。

$$C_F \geq \frac{(V_{OUT} - V_{INMIN}) \times 2 \times I_{OUT}}{\Delta V_R \times V_{OUT} \times f_{SW}}$$

ここで、 I_{OUT} は、出力電流です。

バックブースト構成では、出力容量 C_F は、次式のように計算されます。

$$C_F \geq \frac{2 \times V_{OUT} \times I_{OUT}}{\Delta V_R \times (V_{OUT} + V_{INMIN}) \times f_{SW}}$$

ここで、 V_{OUT} は負荷の両端の電圧であり、 I_{OUT} は出力電流です。(他の構成のように負荷ではなく)バックブースト構成では出力コンデンサ(単数または複数)を出力とグラウンドの間に接続してください。

入力コンデンサ

MAX16831をバックコンバータとして設定する場合は、入力ラインとグラウンドの間に接続されたコンデンサを使用する必要があります。最大入力RMSリップル電流に対応することが可能な低ESRの入力コンデンサを使用してください。次式を使って、最大許容RMSリップルを計算してください。

$$I_{IN(RMS)} = \frac{I_{OUT} \times \sqrt{V_{OUT} \times (V_{INMIN} - V_{OUT})}}{V_{INMIN}}$$

ほとんどの場合、ラインインピーダンスによる入力の発振を排除するために、電解コンデンサを追加する必要があります。

ブースト構成またはバックブースト構成でMAX16831を使用すると、入力RMS電流は低く、入力容量を小さくすることができます。

アナログおよびPWM調光制御 高電圧、ハイパワーLEDドライバ

MAX16831

調光スイッチなしのMAX16831の動作

また、MAX16831を調光用MOSFETなしで使用することもできます。この場合は、PWM調光動作は損なわれますが、調光が不要なアプリケーションでMAX16831を使用することができます。負荷の短絡によって、MAX16831がゲートドライバをディセーブルし、入力電源が再投入されるまでゲートドライバはオフ状態を維持します。

スイッチングパワーMOSFETの損失

スイッチング用のMOSFETを選択する際には、総ゲートチャージ、電力損失、最大ドレイン-ソース間電圧、およびパッケージ熱インピーダンスを考慮してください。MOSFETのゲートチャージと $R_{DS(ON)}$ の積は、数値が小さいほど性能が向上すること示す性能指数です。高周波スイッチングアプリケーションに最適なMOSFETを選択してください。

MOSFETの損失は、導通損失、ゲート駆動損失、およびスイッチング損失の3つのカテゴリに分類することができます。以下の簡略化された電力損失式は、各構成のすべてに当てはまります。

$$P_{LOSS} = P_{CONDUCTION} + P_{GATEDRIVE} + P_{SWITCH}$$

推奨レイアウト

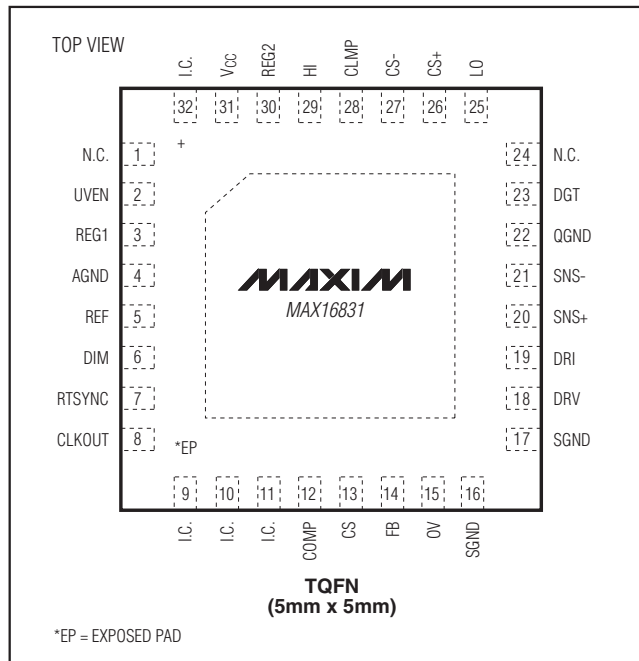
通常、スイッチング電源には、高い di/dt のループと高い dv/dt の面の2つのノイズ放出源があります。たとえば、ドレイン電流を送る配線は多くの場合、高い di/dt ループをもたらします。同様に、素子のドレインに接続されたMOSFETのヒートシンクは高い dv/dt 源をもたらすため、ヒートシンクの表面積をできる限り最小限に抑えます。電流ループを最低限に抑制するには、スイッチング電流を送るすべてのPCB配線をできる限り短くします。最適な結果を得るには、グランドプレーンを使用してください。

低スイッチング損失とクリーンで安定した動作を実現するには、PCBの綿密なレイアウトが不可欠です。ノイズ性能と電力損失を向上するには、できる限り多層ボードを使用してください。適切なPCBレイアウトを行うために、以下のガイドラインに従ってください。

- MAX16831パッケージの底部では、広い銅プレーンを使用してください。すべての放熱部品が十分に冷却されるようにしてください。デバイスのエクスポートパッドをグランドプレーンに接続してください。

- 電力部品および大電流経路を敏感なアナログ回路から分離してください。
- 大電流経路は、特にグランド端子部で短くしてください。この方式は、安定したジッタのない動作には不可欠です。スイッチングループを短くしてください。
- AGND、SGND、およびQGNDをグランドプレーンに接続してください。すべてのグランド点との間にローインピーダンス接続を確保してください。
- 電源配線と負荷接続部を短くしてください。この方式は高効率を実現するには不可欠です。最大負荷効率を向上するには、厚い銅のPCB (1オンスに対比して2オンス)を使用してください。
- FBとのフィードバック接続は、短くかつ最短の直線にしてください。
- 高速スイッチングノードは、敏感なアナログ領域から離して配線してください。
- 調光サイクルのオフタイム時の補償コンデンサC1およびC2の放電を防ぐには、これらの部品に近いPCB領域が超低リークになるようにしてください。リークによるこれらのコンデンサの放電は、調光性能を低下させる場合があります。

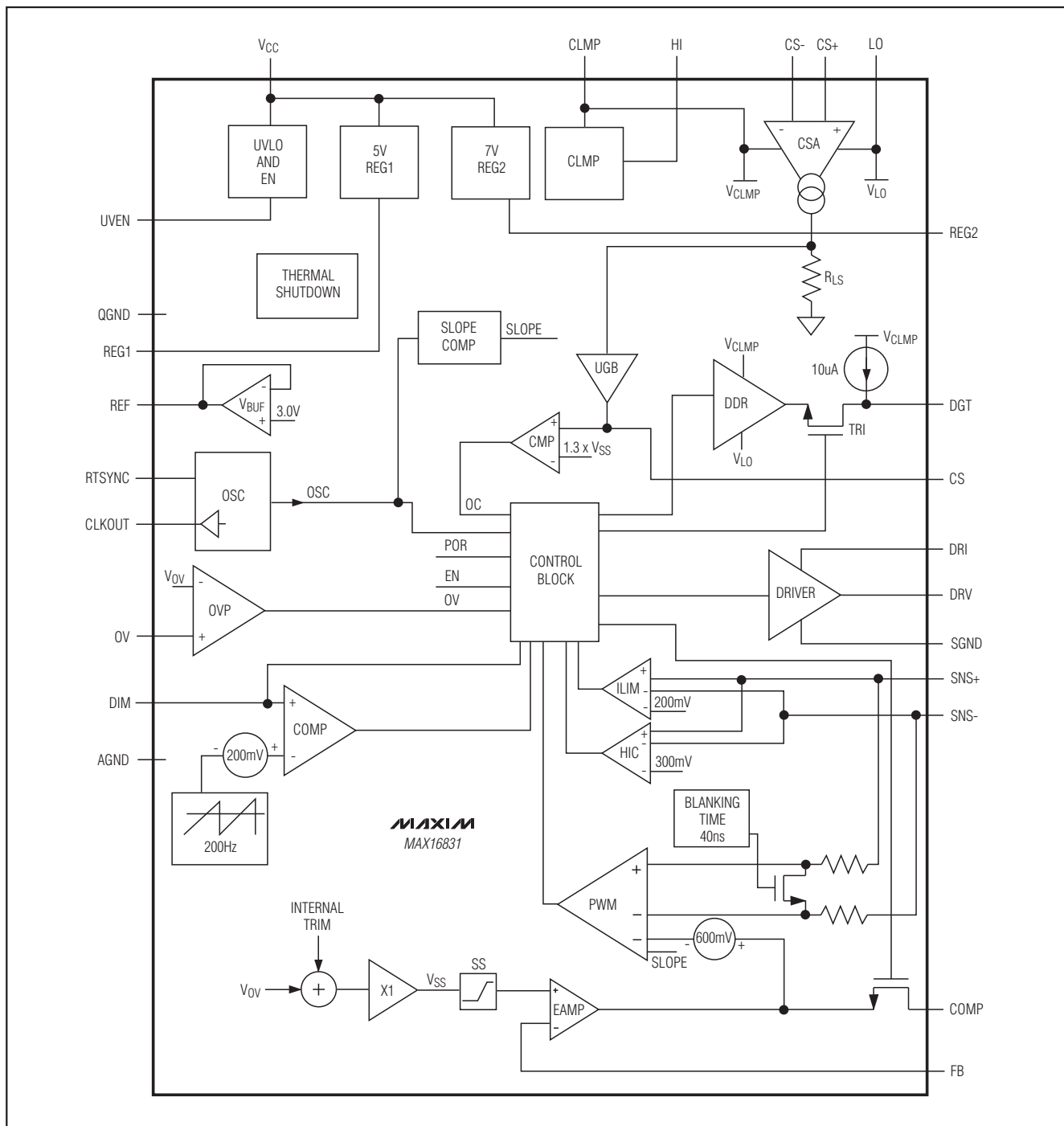
ピン配置



アナログおよびPWM調光制御 高電圧、ハイパワーLEDドライバ

MAX16831

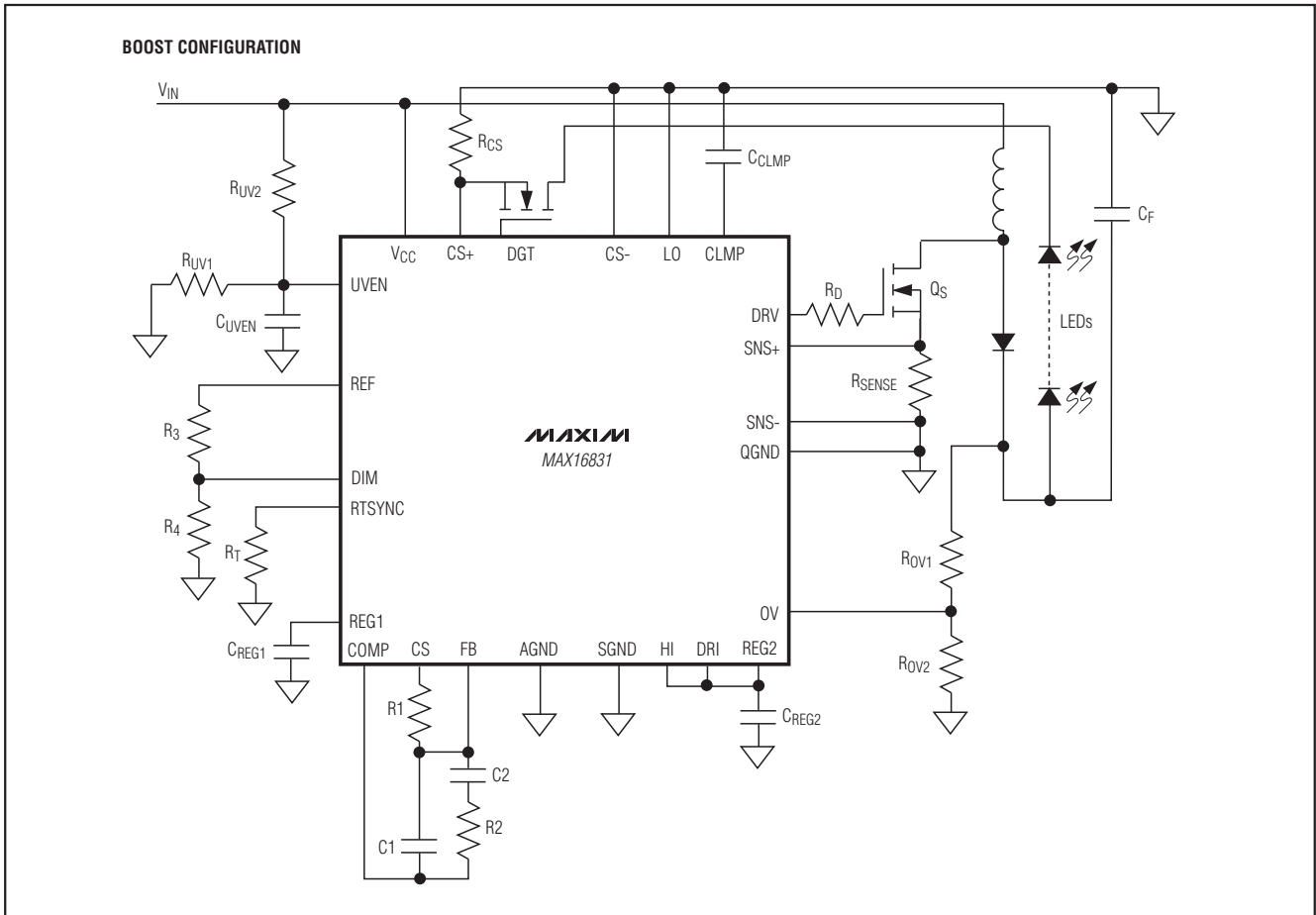
ファンクションダイアグラム



アナログおよびPWM調光制御 高電圧、ハイパワーLEDドライバ

標準動作回路(続き)

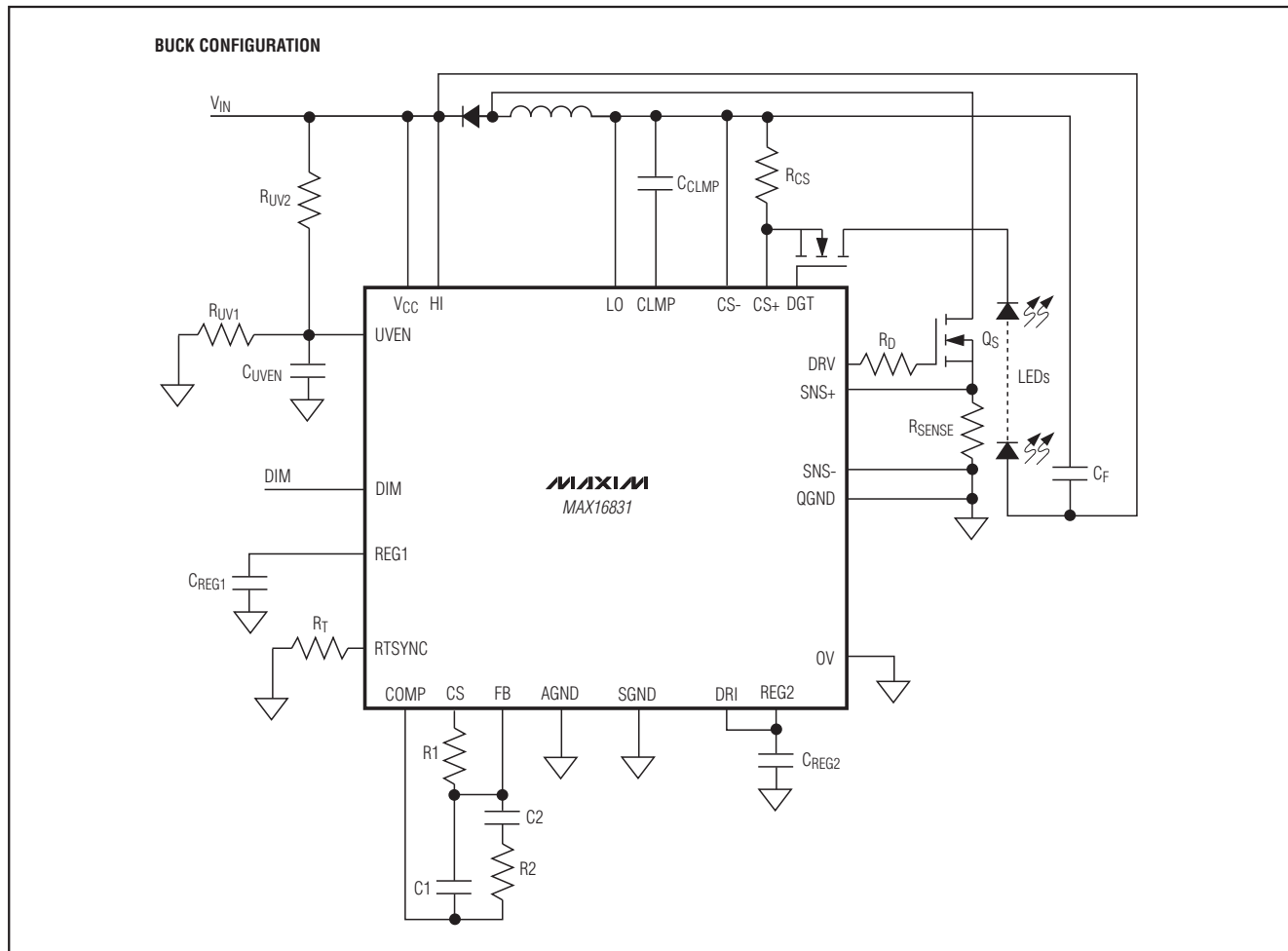
MAX16831



アナログおよびPWM調光制御 高電圧、ハイパワーLEDドライバ

MAX16831

標準動作回路(続き)



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	ドキュメントNo.
32 TQFN-EP	T3255M+4	21-0140

アナログおよびPWM調光制御 高電圧、ハイパワーLEDドライバ

MAX16831

改訂履歴

版数	改訂日	説明	改訂ページ
0	4/07	初版	—
1	4/09	「端子説明」および「入力コンデンサ」の項を更新	9, 14

マキシム・ジャパン株式会社

〒169-0051 東京都新宿区西早稲田3-30-16 (ホリゾン1ビル)
TEL. (03)3232-6141 FAX. (03)3232-6149

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 _____ 19