

# ハイサイドLED電流検出およびPWM調光用 MOSFETドライバを内蔵したハイパワーLEDドライバ

## 概要

MAX16834はブースト、バックブースト、SEPIC、およびハイサイドバクトポジ用の電流モード高輝度LED (HB LED)ドライバです。スイッチングコントローラによって制御されるnチャンネルパワーMOSFETの駆動に加えて、このデバイスはLEDのPWM調光を行うためのnチャンネルPWM調光スイッチも駆動します。MAX16834は広い調光制御範囲の固定周波数HB LEDドライバの実現に必要なすべてのビルディングブロックを集積化しています。MAX16834はPWMコントローラのデューティサイクルを制御するためにプログラマブルスロープ補償付きの一定周波数ピーク電流モード制御を備えています。LEDストリングと直列の外付けnチャンネルMOSFETを駆動するために設計された調光ドライバは最高20kHzまでの広い範囲の調光制御を備えています。PWM調光に加えて、MAX16834はREFIへのDC入力を使用するアナログ調光を提供します。設定可能スイッチング周波数(100kHz~1MHz)によって効率とボードスペースの削減のための最適な設計が可能です。RT/SYNCとグランド間の1個の抵抗によって100kHz~1MHzにスイッチング周波数を設定し、またRT/SYNCに接続する外部クロック信号によって内部発振器をディセーブルにしてMAX16834が外部クロックに同期することが可能です。MAX16834にはハイサイド電流検出アンプが内蔵されているので、バックブーストアプリケーションで必要となる別のハイサイドLED電流検出アンプの追加は不要です。

MAX16834は4.75V~28Vの広い範囲の電源で動作し、ハイパワーLEDドライバアプリケーションでパワーMOSFETを駆動する3Aシンク/ソースゲートドライバを内蔵しています。また、この製品は28Vを超える入力電圧においても、外付け電圧クランプを用いたブースト構成で動作することもできます。MAX16834はブーストまたはバックブーストなどのDC-DCコンバータアプリケーションにも適しています。追加機能には外部からのインーブル/ディセーブル入力、内蔵発振器、LEDの開放/短絡または過昇温度状態用のフォルトインジケータ出力 (FLT)、および真の過電圧保護のための過電圧保護検出入力(OVP+)があります。

MAX16834は放熱効果を高めた4mm x 4mmの20ピンTQFN-EPおよび放熱効果を高めた20ピンTSSOP-EPパッケージで提供され、-40°C~+125°C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

- 単一ストリングのLED LCDバックライト
- 車載用リアおよびフロント照明
- プロジェクションシステムのRGB LED光源
- 建築および装飾用照明(MR16、M111)
- スポットおよび周囲光照明
- DC-DCのブースト/バックブーストコンバータ

## 特長

- ◆ 広い入力動作電圧範囲：4.75V~28V
- ◆  $V_{IN}$ に外付け電圧クランプを用いてブーストコンバータとして28Vを超える入力電圧に対応
- ◆ 3000:1 PWM調光/アナログ調光
- ◆ PWM調光用MOSFETドライバ内蔵
- ◆ バックブーストコンバータのLED検出用ハイサイド電流検出アンプ内蔵
- ◆ 設定可能高周波動作：100kHz~1MHz
- ◆ 外部クロック同期入力
- ◆ 設定可能UVLO
- ◆ 7V低ドロップアウトレギュレータ内蔵
- ◆ 過電圧、過電流、および過熱警告フォルト用フォルト出力(FLT)
- ◆ 設定可能な真の差動過電圧保護
- ◆ 20ピンTQFN-EPおよびTSSOPパッケージ

## 型番

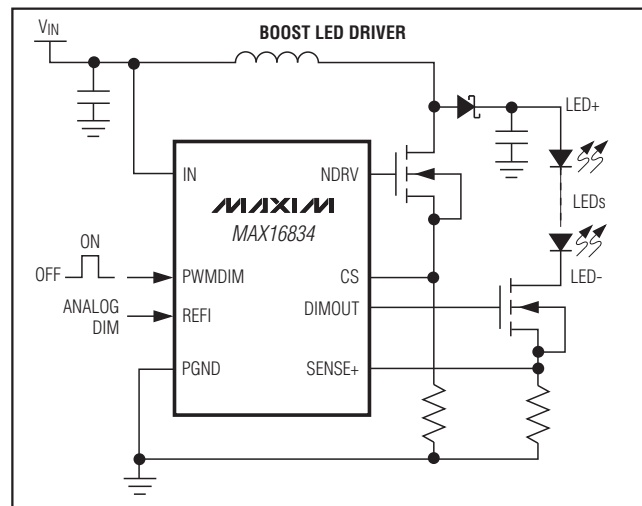
PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX16834ATP+	-40°C to +125°C	20 TQFN-EP*
MAX16834ATP/V+	-40°C to +125°C	20 TQFN-EP*
MAX16834AUP+	-40°C to +125°C	20 TSSOP-EP*
MAX16834AUP/V+	-40°C to +125°C	20 TSSOP-EP*

+は鉛フリー(Pb)/RoHS準拠パッケージを示します。

\*EP = エクスポーズドパッド

/Vは車載認定品を表します。

## 簡略化アプリケーション回路



ピン配置はデータシートの最後に記載されています。

# ハイサイドLED電流検出およびPWM調光用 MOSFETドライバを内蔵したハイパワーLEDドライバ

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

IN, HV, LV to SGND	-0.3V to +30V
OVP+, SENSE+, DIMOUT, CLV to SGND	-0.3V to +30V
SENSE+ to LV	-0.3V to +0.3V
HV, IN to LV	-0.3V to +30V
OVP+, CLV, DIMOUT to LV	-0.3V to +6V
PGND to SGND	-0.3V to +0.3V
VCC to SGND	-0.3V to +12V
NDRV to PGND	-0.3V to (V <sub>CC</sub> + 0.3V)
All Other Pins to SGND	-0.3V to +6V
NDRV Continuous Current	±50mA
DIMOUT Continuous Current	±2mA
V <sub>CC</sub> Short-Circuit Current to SGND Duration	1s
Continuous Power Dissipation (T <sub>A</sub> = +70°C)	
20-Pin TQFN (4mm x 4mm)	
(derate 25.6mW/°C* above +70°C)	2051mW

20-Pin TSSOP-EP (derate 26.5mW/°C above +70°C)	2122mW
Junction-to-Ambient Thermal Resistance (θ <sub>JA</sub> ) (Note 1)	
20-Pin TQFN 4mm x 4mm	39°C/W
20-Pin TSSOP	37.7°C/W
Junction-to-Case Thermal Resistance (θ <sub>JC</sub> ) (Note 1)	
20-Pin TQFN 4mm x 4mm	6°C/W
20-Pin TSSOP	2°C/W
Operating Temperature Range	-40°C to +125°C
Junction Temperature	+150°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C

\*As per JEDEC51 standard (multilayer board).

**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 [www.maxim-ic.com/thermal-tutorial](http://www.maxim-ic.com/thermal-tutorial).

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<sub>IN</sub> = V<sub>HV</sub> = 12V, V<sub>UVEN</sub> = 5V, V<sub>LV</sub> = V<sub>PWMDIM</sub> = SGND, C<sub>VCC</sub> = 4.7μF, C<sub>LCV</sub> = 100nF, C<sub>REF</sub> = 100nF, R<sub>SENSE+</sub> = 0.1Ω, R<sub>RT</sub> = 10kΩ, T<sub>A</sub> = T<sub>J</sub> = -40°C to +125°C, unless otherwise noted. Typical values are at T<sub>A</sub> = +25°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Voltage Range	V <sub>IN</sub>		4.75		28	V
Quiescent Supply Current	I <sub>Q</sub>	Excluding I <sub>LED</sub>		6	10	mA
Shutdown Supply Current	I <sub>SHDN</sub>	V <sub>UVEN</sub> = 0		30	60	μA
<b>INTERNAL LINEAR REGULATOR (V<sub>CC</sub>)</b>						
Output Voltage	V <sub>CC</sub>	0 ≤ I <sub>CC</sub> ≤ 50mA, 9.5V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 28V	6.3	7	7.7	V
Dropout Voltage	V <sub>DO</sub>	I <sub>CC</sub> = 35mA (Note 2)		0.65	1	V
Short-Circuit Current		V <sub>CC</sub> = 0, V <sub>IN</sub> = 12V	80		300	mA
<b>LINEAR REGULATOR (CLV)</b>						
Output Voltage	(V <sub>CLV</sub> - V <sub>LV</sub> )	0 ≤ I <sub>CLV</sub> ≤ 2mA, 6V ≤ V <sub>HV</sub> ≤ 28V, 6V ≤ V <sub>(HV-LV)</sub> ≤ 22V	4.7	5	5.3	V
Dropout Voltage	V <sub>DO</sub>	I <sub>CLV</sub> = 2mA, 0 ≤ V <sub>LV</sub> ≤ 23.3V (Note 3)			0.5	V
Short-Circuit Current		V <sub>CLV</sub> = 12V, V <sub>IN</sub> = 12V, V <sub>HV</sub> = 24V	2.2		10	mA
<b>REFERENCE VOLTAGE (REF)</b>						
Output Voltage	V <sub>REF</sub>	0 ≤ I <sub>REF</sub> ≤ 1mA, 4.75V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 28V	3.625	3.70	3.775	V
REF Short-Circuit Current		V <sub>REF</sub> = 0		30		mA
<b>UNDERVOLTAGE LOCKOUT/ENABLE INPUT (UVEN)</b>						
UVEN On Threshold Voltage	V <sub>UVEN_THUP</sub>		1.395	1.435	1.475	V
UVEN Threshold Voltage Hysteresis				200		mV
Input Leakage Current	I <sub>LEAK</sub>	V <sub>UVEN</sub> = 0		111		μA
<b>PWMDIM</b>						
PWMDIM On Threshold Voltage	V <sub>PWMDIM</sub>		1.395	1.435	1.475	V
PWMDIM Threshold Voltage Hysteresis				200		mV

# ハイサイドLED電流検出およびPWM調光用 MOSFETドライバを内蔵したハイパワーLEDドライバ

MAX16834

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

( $V_{IN} = V_{HV} = 12V$ ,  $V_{UVEN} = 5V$ ,  $V_{LV} = V_{PWMDIM} = SGND$ ,  $C_{VCC} = 4.7\mu F$ ,  $C_{LCV} = 100nF$ ,  $C_{REF} = 100nF$ ,  $R_{SENSE+} = 0.1\Omega$ ,  $R_{RT} = 10k\Omega$ ,  $T_A = T_J = -40^\circ C$  to  $+125^\circ C$ , unless otherwise noted. Typical values are at  $T_A = +25^\circ C$ .)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Leakage Current		$V_{PWMDIM} = 0$		111		$\mu A$
<b>OSCILLATOR</b>						
Oscillator Frequency	$f_{OSC}$	$R_{RT}/SYNCH = 5k\Omega$	0.9	1	1.1	MHz
		$R_{RT}/SYNCH = 25k\Omega$	180	200	220	kHz
Oscillator Frequency Range		(Note 4)	100		1000	kHz
External Sync Input Clock High Threshold		(Note 4)	2			V
External Sync Input Clock Low Threshold		(Note 4)			0.4	V
External Sync Input High Pulse Width		(Note 4)	200			ns
Maximum External Sync Period				50		$\mu s$
<b>SLOPE COMPENSATION (SC)</b>						
SC Pullup Current	$I_{SCPU}$	$V_{SC} = 100mV$	80	100	120	$\mu A$
SC Discharge Resistance	$R_{SCD}$	$V_{SC} = 100mV$		8		$\Omega$
<b>REFI</b>						
REFI Input Bias Current		$V_{REFI} = 1V$		111		$\mu A$
REFI Input Common-Mode Range		(Note 4)	0		2	V
<b>SENSE+</b>						
SENSE+ Input Bias Current		$(V_{SENSE+} - V_{LV}) = 100mV$			250	$\mu A$
<b>HIGH-SIDE LED CURRENT-SENSE AMPLIFIER (<math>V_{SENSE+} - V_{LV}</math>)</b>						
Input Offset Voltage		$V_{LV} > 5V$ , $(V_{SENSE+} - V_{LV}) = 5mV$	-2.4	0	+2.4	mV
Voltage Gain	$A_V$	$V_{LV} > 5V$ , $(V_{SENSE+} - V_{LV}) = 0.2V$	9.7	9.9	10.1	V/V
3dB Bandwidth		$(V_{SENSE+} - V_{LV}) = 0.1V$ , no load		1.8		MHz
		$(V_{SENSE+} - V_{LV}) = 0.02V$ , no load		600		kHz
<b>LOW-SIDE LED CURRENT-SENSE AMPLIFIER</b>						
Input Offset Voltage		$V_{LV} < 1V$ , $(V_{SENSE+} - V_{LV}) = 0V$	-2	0	+2	mV
Voltage Gain	$A_V$	$V_{LV} < 1V$ , $(V_{SENSE+} - V_{LV}) = 0.2V$	9.7	9.9	10.1	V/V
3dB Bandwidth				600		kHz
<b>CURRENT ERROR AMPLIFIER (TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER)</b>						
Transconductance	$g_m$	$V_{COMP} = 2V$ , $V_{PWMDIM} = 5V$	400	500	600	$\mu S$
Open-Loop DC Gain	$A_V$			60		dB
Input Offset Voltage			-10	0	+10	mV
COMP Voltage Range	$V_{COMP}$	(Note 4)	0.4		2.5	V
<b>PWM COMPARATOR</b>						
Input Offset Voltage			0.6	0.65	0.70	V
Propagation Delay	$t_{PD}$	50mV overdrive		40		ns

# ハイサイドLED電流検出およびPWM調光用 MOSFETドライバを内蔵したハイパワーLEDドライバ

MAX16834

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

( $V_{IN} = V_{HV} = 12V$ ,  $V_{UVEN} = 5V$ ,  $V_{LV} = V_{PWMDIM} = SGND$ ,  $C_{VCC} = 4.7\mu F$ ,  $C_{LCV} = 100nF$ ,  $C_{REF} = 100nF$ ,  $R_{SENSE+} = 0.1\Omega$ ,  $R_{RT} = 10k\Omega$ ,  $T_A = T_J = -40^\circ C$  to  $+125^\circ C$ , unless otherwise noted. Typical values are at  $T_A = +25^\circ C$ .)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Minimum On-Time	$t_{ON(MIN)}$	On-time includes blanking time		100		ns
Duty Cycle		(Note 4)	90		99.5	%
<b>CURRENT PEAK LIMIT COMPARATOR</b>						
Trip Threshold Voltage			0.25	0.3	0.35	V
Propagation Delay		50mV overdrive with respect to NDRV		40		ns
<b>OVERVOLTAGE PROTECTION INPUT (OVP+)</b>						
OVP+ On Threshold Voltage	$V_{OVP\_ON}$		1.375	1.435	1.495	V
OVP+ Hysteresis				200		mV
OVP+ Input Leakage Current		$(V_{OVP} - V_{LV}) = 1.235V$	-1		+1	$\mu A$
<b>HIGH-SIDE LED SHORT COMPARATOR</b>						
Off Threshold		$V_{CLV} - V_{LV}$	4.0	4.3	4.6	V
On Threshold		$V_{CLV} - V_{LV}$	4.1	4.4	4.7	V
Error Reject Blankout		$f_{OSC} = 500kHz$		256		$\mu s$
<b>LOW-SIDE LED SHORT COMPARATOR</b>						
Off Threshold			0.27	0.30	0.33	V
Error Reject Blankout				5		$\mu s$
<b>HICCUP TIMER</b>						
Hiccup Time		$f_{OSC} = 500kHz$		8.2		ms
<b>GATE-DRIVER OUTPUT (NDRV)</b>						
NDRV Peak Pullup Current		$V_{CC} = 7V$		3		A
NDRV Peak Pulldown Current		$V_{CC} = 7V$		3		A
p-Channel MOSFET $R_{DS(ON)}$		$(V_{CC} - V_{NDRV}) = 0.1V$		1.2	1.9	$\Omega$
n-Channel MOSFET $R_{DS(ON)}$		$V_{NDRV} = 0.1V$		0.9	1.7	$\Omega$
<b>DIMOUT</b>						
DIMOUT Peak Pullup Current		$(V_{CLV} - V_{LV}) = 5V$	25	50		mA
DIMOUT Peak Pulldown Current		$(V_{CLV} - V_{LV}) = 5V$	25	50		mA
p-Channel MOSFET $R_{DS(ON)}$		$(V_{CLV} - V_{DIMOUT}) = 0.1V$		31		$\Omega$
n-Channel MOSFET $R_{DS(ON)}$		$(V_{DIMOUT} - V_{LV}) = 0.1V$		25		$\Omega$
PWMDIM to DIMOUT Propagation Delay				200		ns
<b>FAULT FLAG (<math>\overline{FLT}</math>)</b>						
$\overline{FLT}$ Pulldown Current		$V_{FLT} = 0.2V$	2	5	10	mA
$\overline{FLT}$ Leakage Current		$V_{FLT} = 1.0V$		11		$\mu A$
Thermal Warning On Threshold				+140		$^\circ C$
Thermal Warning Threshold Hysteresis				20		$^\circ C$

**Note 2:** Dropout voltage is defined as  $V_{IN} - V_{CC}$ , when  $V_{CC}$  is 100mV below the value of  $V_{CC}$  for  $V_{IN} = 9.5V$ .

**Note 3:** Dropout is defined as  $V_{HV} - V_{CLV}$ , when  $V_{CLV}$  is 100mV below the value of  $V_{CLV}$  for  $V_{HV} = 8V$ .

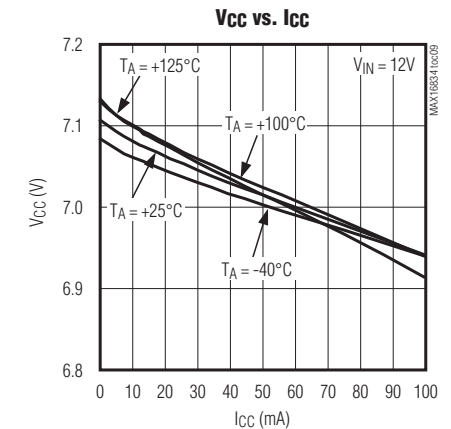
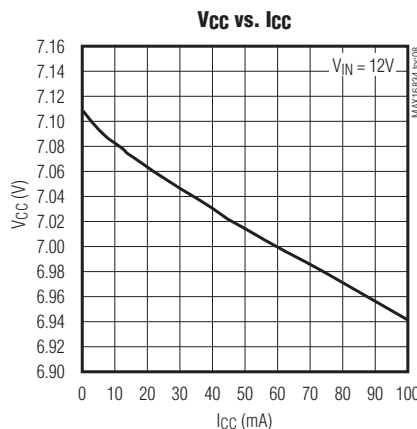
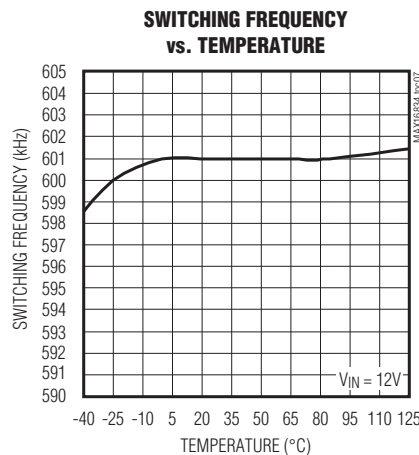
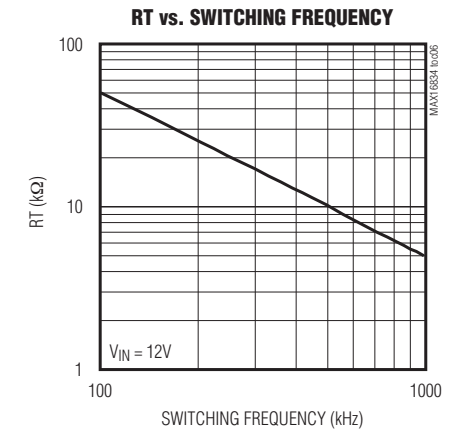
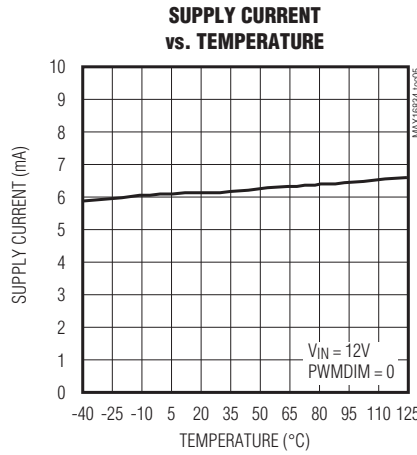
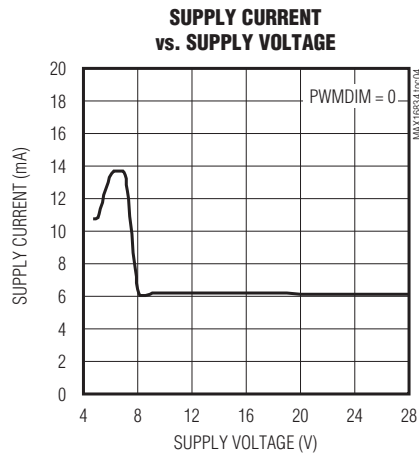
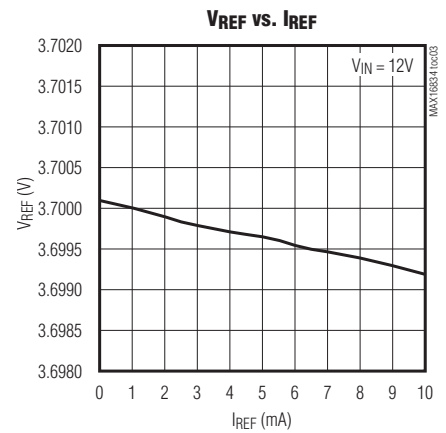
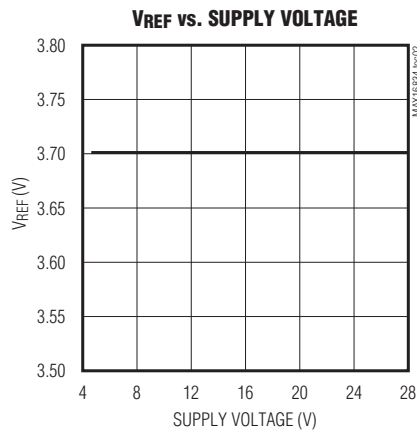
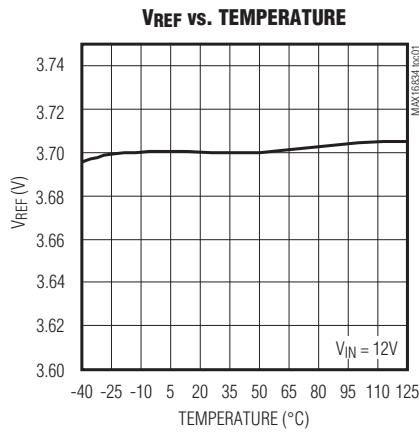
**Note 4:** Not production tested. Guaranteed by design.

# ハイサイドLED電流検出およびPWM調光用 MOSFETドライバを内蔵したハイパワーLEDドライバ

MAX16834

## 標準動作特性

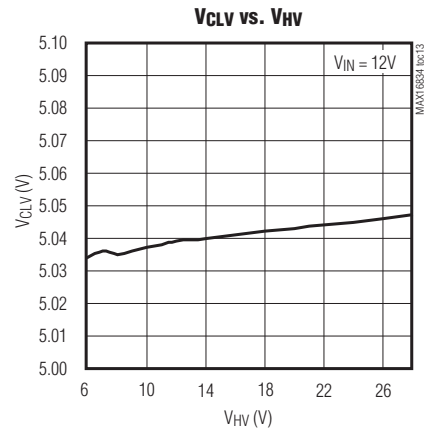
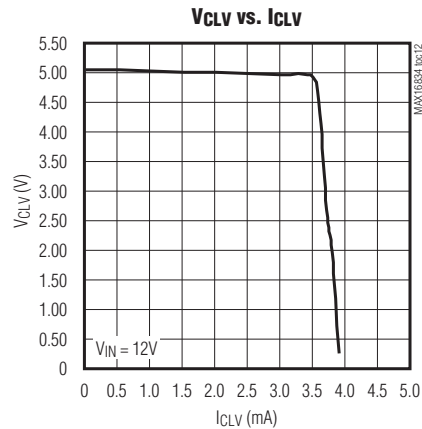
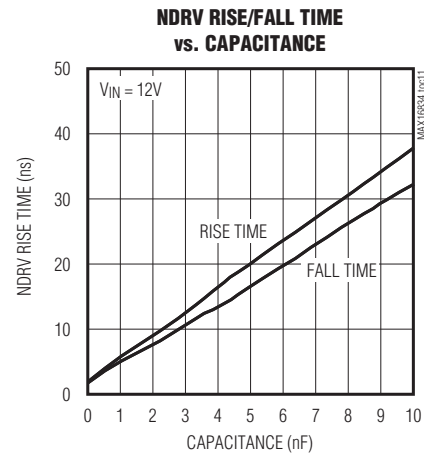
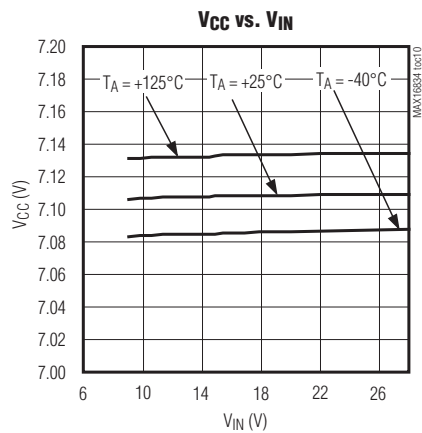
( $V_{IN} = V_{HV} = 12V$ ,  $V_{UVEN} = 5V$ ,  $V_{LV} = V_{PWM DIM} = SGND$ ,  $C_{VCC} = 4.7\mu F$ ,  $C_{LCV} = 100nF$ ,  $C_{REF} = 100nF$ ,  $R_{SENSE+} = 0.1\Omega$ ,  $R_{RT} = 10k\Omega$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)



# ハイサイドLED電流検出およびPWM調光用 MOSFETドライバを内蔵したハイパワーLEDドライバ

## 標準動作特性(続き)

( $V_{IN} = V_{HV} = 12V$ ,  $V_{UVEN} = 5V$ ,  $V_{LV} = V_{PWMDIM} = SGND$ ,  $C_{VCC} = 4.7\mu F$ ,  $C_{LCV} = 100nF$ ,  $C_{REF} = 100nF$ ,  $R_{SENSE+} = 0.1\Omega$ ,  $R_{RT} = 10k\Omega$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)



## 端子説明

端子		名称	機能
TQFN	TSSOP		
1	3	OVP+	LEDストリングの過電圧保護入力。抵抗分圧器を正の出力OVP+とLV間に接続して過電圧スレッシュホールドを設定します。OVP+は200mVのヒステリシス付きの1.435Vのスレッシュホールドを備えています。
2	4	SGND	信号グランド
3	5	COMP	誤差アンプ出力。COMPとSGND間にRC回路を接続して安定な動作にします。「フィードバック補償」の項を参照してください。
4	6	REF	3.7Vのリファレンス出力電圧。REFをSGNDに対して0.1 $\mu F$ ~0.22 $\mu F$ のセラミックコンデンサでバイパスします。
5	7	REFI	電流リファレンス入力。 $V_{REFI}$ は電流検出アンプがLED電流を設定するためのリファレンス電圧を供給します。
6	8	SC	電流モードのスロープ補償設定。SCとSGND間に適切な外付けコンデンサを接続して安定な動作のためのランプ信号を生成します。

# ハイサイドLED電流検出およびPWM調光用 MOSFETドライバを内蔵したハイパワーLEDドライバ

MAX16834

## 端子説明(続き)

端子		名称	機能
TQFN	TSSOP		
7	9	FLT	アクティブローのオープンドレインフォルトインジケータ出力。「フォルトインジケータ(FLT)」の項を参照してください。
8	10	RT/SYNC	抵抗で設定可能なスイッチング周波数設定/同期制御入力。抵抗をRT/SYNCとSGND間に接続してスイッチング周波数を設定します。RT/SYNCを外部クロックで駆動するとスイッチング周波数が同期します。
9	11	UVEN	低電圧ロックアウト(UVLO)のスレッシュホールド/イネーブル入力。UVENはイネーブル機能を備えたデュアル機能の可変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ために抵抗分圧器を通してUVENをV <sub>IN</sub> に接続します。この端子は絶対最大入力値を守ってください。
10	12	PWMDIM	PWM調光入力。調光動作のためには外部PWM信号を接続します。
11	13	CS	電流検出アンプの正入力。インダクタのピーク電流制限値の設定のために抵抗をCSとPGND間に接続します。
12	14	PGND	パワーグランド
13	15	NDRV	外付けnチャンネルのゲートドライバ出力
14	16	V <sub>CC</sub>	7Vの低ドロップアウト電圧レギュレータ。最低1μFの低ESRセラミックコンデンサでPGNDにバイパスします。V <sub>CC</sub> からnチャンネルのゲートドライバ(NDRV)に給電します。
15	17	IN	正電源入力。最低0.1μFのセラミックコンデンサでPGNDにバイパスします。
16	18	HV	LVを基準としたハイサイド正電源入力。HVはハイサイドリニアレギュレータへの電源を供給します。
17	19	CLV	5Vハイサイドレギュレータ出力。CLVから調光用MOSFETドライバの電源を供給します。安定した動作とするためにCLVとLV間に0.1μF~1μFのセラミックコンデンサを接続します。
18	20	DIMOUT	外部調光用MOSFETのゲートドライバ。DIMOUTは50mAをシンク/ソース可能です。
19	1	LV	ハイサイドリファレンス電圧入力。ブースト構成とするためにはSGNDに接続します。バックブースト構成とするためにはINに接続します。
20	2	SENSE+	LED電流検出の正入力
—	—	EP	エクスポーズドパッド。効果的な放熱を行うためにEPを大面積の連続した銅のグランドプレーンに接続してください。メインのICのグランド接続とはしないでください。EPはSGNDに接続しなければなりません。

## 詳細

MAX16834は電流モード、高輝度LED (HB LED)ドライバで、2個の外付けnチャンネルMOSFETを使用して単一ストリングのLED電流レギュレータを制御するように設計されています。

MAX16834は広い調光制御範囲の固定周波数HB LEDドライバを実現するために必要なすべてのビルディングブロックを集積しています。MAX16834はSEPIC、ブースト、バックブースト、またはハイサイドバック電流レギュレータなどのさまざまなコンバータトポロジの実現が可能です。

MAX16834はPWMコントローラのデューティサイクルを制御するためにプログラマブルスロープ補償付きの一定周波数、ピーク電流モード制御を備えています。調光ドライバはLEDストリングと直列の外付けnチャンネルMOSFETに対して広い範囲の調光制御を提供します。PWM調光に加えて、MAX16834はLED電流のアナログ調光も可能です。

MAX16834のスイッチング周波数(100kHz~1MHz)は1個の抵抗をRT/SYNCに使用して調整可能です。RT/

SYNCに外部クロックが接続されると、MAX16834は内部発振器をディセーブルにして同期します。スイッチングMOSFETドライバは最大3Aまでシンクおよびソースし、HB LEDアプリケーションでのハイパワーMOSFETの駆動を最適化し、調光制御が最高20kHzで広い範囲のPWM調光を可能とします。

MAX16834はブーストおよびバックブーストLEDドライバに適しています(図2と図3を参照)。

MAX16834のみの場合4.75V~28Vの広い電源範囲で動作しますが、IN端子の電圧を28V以下に制限する電圧クランプを用いると、28Vを超える入力電圧に対してもブースト構成で動作することができます。追加機能には外部からのイネーブル/ディセーブル入力、内蔵発振器、LEDの開放/短絡または温度過昇状態用のフォルトインジケータ出力(FLT)、および真の差動過電圧保護(図1)のための過電圧保護回路があります。

MAX16834はブーストまたはバックブーストなどのDC-DCコンバータアプリケーションにも適しています(図6と図7)。その他のアプリケーションには車載用ロードダンプ保護を行うブーストLEDドライバ(図4)やハイサイドバックLEDドライバ(図5)があります。

# ハイサイドLED電流検出およびPWM調光用 MOSFETドライバを内蔵したハイパワーLEDドライバ

MAX16834

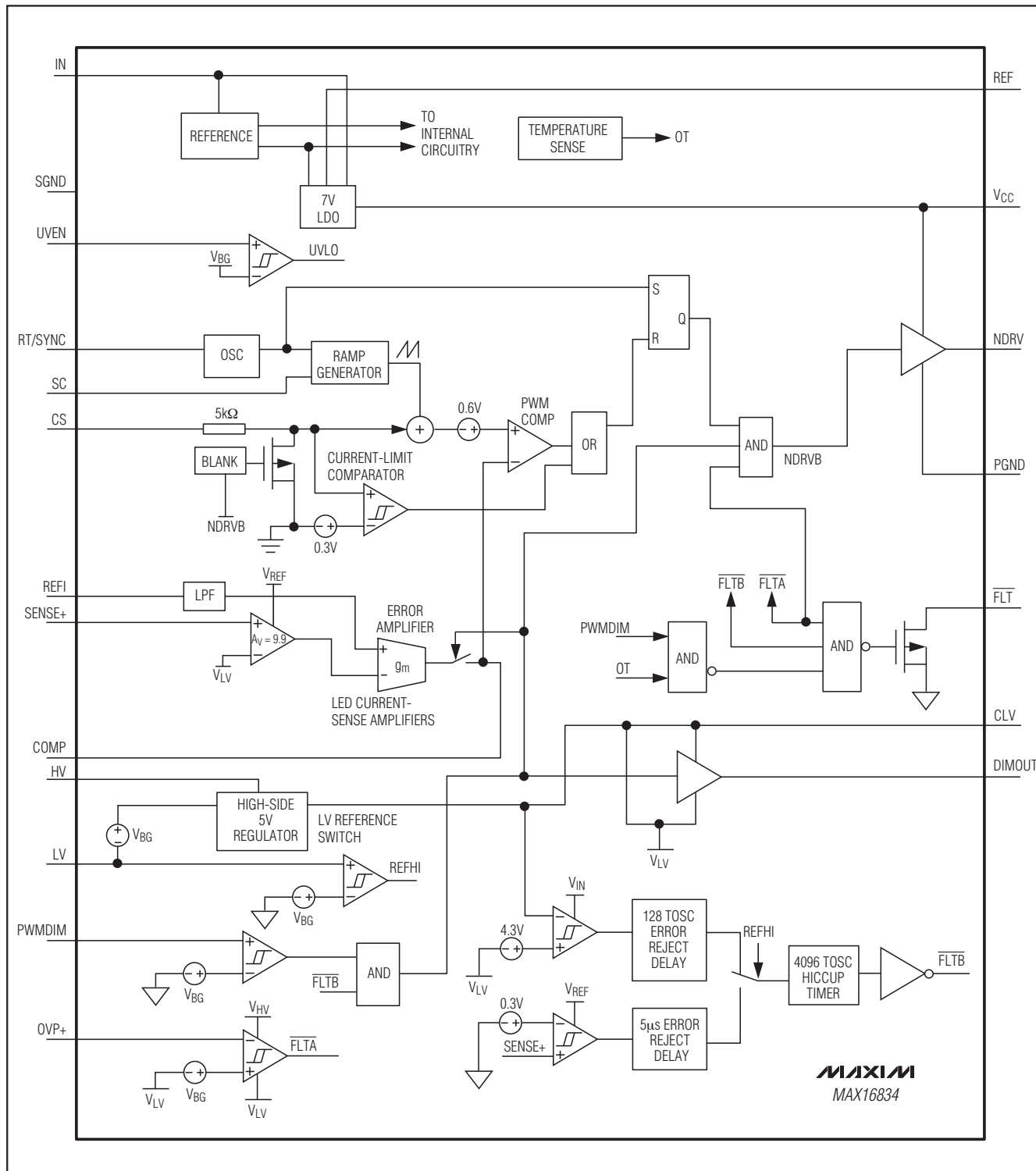


図1. 内部ブロック図

# ハイサイドLED電流検出およびPWM調光用 MOSFETドライバを内蔵したハイパワーLEDドライバ

MAX16834

## 低電圧ロックアウト/イネーブル

MAX16834はイネーブル入力(UVEN)を使用する可変のUVLOを備えています。抵抗分圧器を通してUVENを $V_{IN}$ に接続するとUVLOスレッショルドが設定されます。 $V_{UVEN}$ が1.435V (typ)のスレッショルドを超えると、MAX16834はイネーブルになります。詳細は「UVLOスレッショルドの設定」の項を参照してください。

UVENはデバイスのイネーブル/ディセーブル入力としても機能します。UVENをローに駆動すると、出力をディセーブルにし、ハイにすると出力をイネーブルにします。

## リファレンス電圧(REF)

MAX16834は3.7Vのリファレンス出力のREFを備えています。REFは出力ドライバを除くほとんどの内部回路に給電し、外部回路に1mAを供給することができます。REFとSGND間に0.1 $\mu$ F~0.22 $\mu$ Fのセラミックコンデンサを接続してください。抵抗分圧器を通してREFをREFIに接続するとLED電流が設定されます。

## リファレンス入力(REFI)

出力電流はREFIの電圧に比例します。外部DC電圧をREFIに印加するか、またはREFとSGND間にポテンシオメータを使用すると、出力電流のアナログ調光が可能になります。

## ハイサイドリファレンス電圧入力(LV)

LVはリファレンス入力です。ブーストおよびSEPICトポロジの場合はLVをSGNDに接続してください。バックブーストおよびハイサイドバックトポロジの場合はLVをINに接続してください。

## 調光ドライバ用レギュレータ入力電圧(HV)

HVの電圧は調光ドライバ用レギュレータの入力電圧を供給します。ブーストまたはSEPICトポロジの場合は、HVをINまたは $V_{CC}$ に接続します。バックブーストの場合はHVをINより高い電圧に接続します。HVの電圧はPGND基準で28Vを超えてはなりません。ハイサイドバックの場合はHVをINに接続します。

## 調光MOSFETドライバ(DIMOUT)

PWM調光のためには、MAX16834には外付けnチャネルMOSFETが必要です。正常な動作とするためには、MOSFETのゲートを調光ドライバ出力DIMOUTに接続します。調光ドライバは最大50mAの電流をシンクまたはソースすることができます。

## nチャネルMOSFETスイッチドライバ(NDRV)

MAX16834は外付けnチャネルスイッチングMOSFETを駆動します。NDRVは $V_{CC}$ とPGND間で変化します。NDRVは3Aのピーク電流をシンク/ソースすることができます。MAX16834は大電力アプリケーションにおけるMOSFETをスイッチすることができます。外部MOSFETを駆動するために電源に必要な平均電流は総ゲート電荷( $Q_G$ )とコンバータの動作周波数の $f_{sw}$ に依存します。MOSFETのスイッチングに必要なドライバ電源電流 $I_{NDRV}$ の計算は次の式を使用してください。

$$I_{NDRV} = Q_G \times f_{sw}$$

## パルス調光入力(PWMDIM)

出力電流をパルス幅変調するために、MAX16834は調光入力(PWMDIM)を備えています。PWM調光はパルス電圧源でPWMDIMを駆動して実現可能です。PWMDIMの電圧が1.435Vを超えると、PWM調光MOSFETはオンになり、PWMDIMの電圧が1.235Vを下回ると、PWM調光MOSFETはオフになります。

## ハイサイドリニアレギュレータ( $V_{CLV}$ )

MAX16834の5Vハイサイドレギュレータ(CLV)が調光MOSFETドライバに給電します。 $V_{CLV}$ はLV基準で測定され、最大2mAの電流を供給します。CLVをLVに0.1 $\mu$ F~1 $\mu$ Fの低ESRセラミックコンデンサでバイパスします。PGND基準のCLVの最大電圧は28Vを超えてはなりません。これがバックブーストトポロジの入力電圧上限です。

## ローサイドリニアレギュレータ( $V_{CC}$ )

MAX16834の7Vローサイドリニアレギュレータ( $V_{CC}$ )はスイッチングMOSFETドライバに給電し、最大の供給能力は50mAです。安定した動作のためには、 $V_{CC}$ とPGND間に最低1 $\mu$ Fの低ESRセラミックコンデンサを使用してください。

## LED電流検出入力(SENSE+)

SENSE+とLV間の差電圧が内部の電流検出アンプに供給されます。これを増幅した信号がトランスコンダクタンスアンプの負入力に接続されます。このアンプの電圧利得ファクタは9.9 (typ)です。

$V_{LV}$ が5Vを超えると、SENSE+端子から見たLED電流検出アンプの入力インピーダンスは、常に1k $\Omega$   $\pm$ 30%です。その条件で、20 $\mu$ A ( $\pm$ 30%)のバイアス電流がSENSE+から流れ、さらに1k $\Omega$ 抵抗による電流も加わります。 $V_{LV}$ が1V未満のとき、アンプ入力(SENSE+端子)ハイインピーダンスとなり、20 $\mu$ A ( $\pm$ 30%)のバイアス電流はその端子から押し出されます。

# ハイサイドLED電流検出およびPWM調光用 MOSFETドライバを内蔵したハイパワーLEDドライバ

## 内部トランスコンダクタンス誤差アンプ

MAX16834はフィードバックループ内の誤差信号の増幅に使用するトランスコンダクタンスアンプを内蔵しています。増幅された電流検出信号は、REFIの電流リファレンスが正入力に接続された $g_m$ アンプの負入力に接続されます。このオペアンプの出力はPWMDIM入力によって制御されます。PWMDIMの信号がハイの場合、オペアンプの出力はCOMPに接続されます。他方、PWMDIMの信号がローの場合は、オペアンプの出力はCOMPから切り離されて、電荷は補償コンデンサに保存されます。PWMDIMの電圧がハイになると、補償コンデンサ上の電荷によってコンバータが定常状態に強制されます。COMPはCMOS入力のPWMコンパレータの負入力に接続されます。このため、その入力はCOMPに接続された補償コンデンサからほとんど電流が流れず、PWMDIMがローの場合に補償コンデンサからの放電が防止されます。

## 内部発振器

MAX16834の内部発振器は1個の抵抗をRT/SYNCに使用して100kHz~1MHzに設定可能です。スイッチング周波数の計算は次の式を使用してください。

$$f_{OSC} \text{ (kHz)} = \frac{5000k\Omega}{RT(k\Omega)} \times \text{(kHz)}$$

ここで、RTはRT/SYNCとSGND間の抵抗です。

MAX16834はRT/SYNCの外付けクロック信号に同期します。外部クロックを印加すると、内部発振器がディセーブルになり、MAX16834のスイッチング動作は外部クロックの使用が可能になります。50 $\mu$ sを上回る時間、外部クロックが存在しない場合は内部発振器がイネーブルになります。適正な同期とするための同期パルスの最小幅は200nsです。

## スイッチングMOSFETの電流検出入力(CS)

CSは電流モード制御ループの1部分です。スイッチング制御は $R_{CS}$ で設定されるCSの電圧を使用してスイッチングサイクルのオンのパルス幅を決定し、ピーク電流モード制御を達成します。各スイッチングサイクルにおいてスイッチングMOSFETが不十分な情報でオフになってしまうようにするために、立上りエッジのブランキング機能が内蔵されています。

## スローブ補償(SC)

MAX16834はスローブ補償に内部のランプ発生器を使用します。ランプ信号は各サイクルの始めにもリセットされ、SCに接続された外部コンデンサによって設定される速度で立ち上がります。コンデンサを充電する電流源は100 $\mu$ Aです。

## 過電圧保護(OVP+)

OVP+によってLEDの両端間の過電圧スレッショルド限界を設定します。過電圧スレッショルド限界を設定するためには抵抗分圧器を出力OVP+とLV間に使用します。内部過電圧保護コンパレータはOVP+とLV間の差動電圧を検出します。差動電圧が1.435Vを超えると、NDRVはディセーブルになり、FLTがアサートします。差動電圧が200mVだけ低下すると、NDRVがイネーブルとなり、FLTがデアサートします。この場合でも、PWM調光MOSFETは、PWMDIM入力によって制御されます。

## フォルトインジケータ(FLT)

MAX16834はアクティブロー、オープンドレインのフォルトインジケータ(FLT)を備えています。FLTは次の内の1つが起こるとアサートします。

- 1) LEDストリングの両端間の過電圧
- 2) LEDストリングの両端間の短絡、または
- 3) 温度過昇状態

出力電圧が過電圧設定ポイントよりヒステリシスだけ低下したら、FLTがデアサートします。同様に、短絡の期間に調光MOSFETがオンになると、フォルト信号がデアサートし、それは短絡の間のヒックアップサイクルごとにも起こります。温度過昇フォルトの間、FLT信号はPWM入力と逆になります。

## アプリケーション情報

### UVLOスレッショルドの設定

UVLOスレッショルドは抵抗R1とR2によって設定されます(図2を参照)。R2の両端間の電圧がUVLOスレッショルドの1.435Vを超えると、MAX16834はオンになります。所望のUVLOスレッショルドは次の式を使用して設定します。

$$V_{UVEN} = 1.435V(R1 + R2) / R2$$

標準的なアプリケーションではR2に10k $\Omega$ の抵抗を使用して、その後で所望のUVLOスレッショルドに基づいてR1を計算します。

### 過電圧スレッショルドの設定

過電圧スレッショルドは抵抗R4とR9によって設定されます(図2を参照)。OVP+の電圧がLVを基準として1.435Vを超えたら、MAX16834の過電圧回路がアクティブになります。所望の過電圧スレッショルドは次の式を使用して設定します。

$$V_{OV} = 1.435V(R4 + R9) / R9$$

# ハイサイドLED電流検出およびPWM調光用 MOSFETドライバを内蔵したハイパワーLEDドライバ

MAX16834

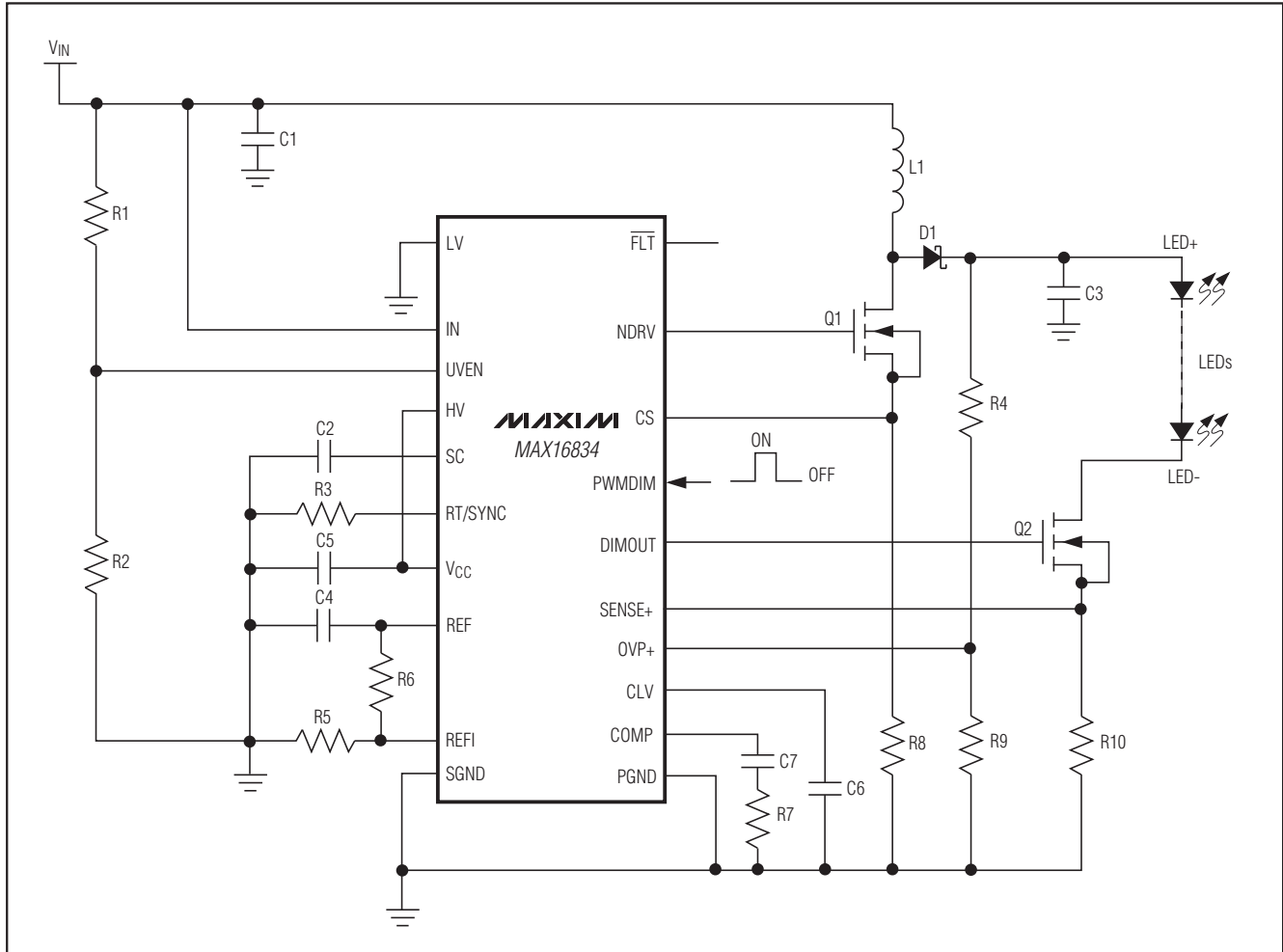


図2. ブーストLEDドライバ

## LED電流の設定

LED電流はREF1の電圧とLED電流検出抵抗R10を使用して設定されます(図2を参照)。電流は次の式で与えられます。

$$I_{LED} = \frac{V_{REF} \times R5}{R10 \times (R6 + R5) \times 9.9} \text{ (A)}$$

ここで、 $V_{REF}$ は3.7Vで、抵抗R5、R6、およびR10の単位はオームです。LED短絡保護回路がアクティブになることを防ぐためには、LED電流検出抵抗のレギュレーション電圧は0.3Vを超えてはなりません。

## ブースト構成

ブーストコンバータ(図2)では、平均インダクタ電流は電源電圧とともに変動します。最大の平均電流は最低の電源電圧で起こります。ブーストコンバータでは平均のインダクタ電流は入力電流に等しくなります。

次の式を用いて最大のデューティサイクルを計算してください。

$$D_{MAX} = \frac{V_{LED} + V_D - V_{INMIN}}{V_{LED} + V_D - V_{FET}}$$

ここで $V_{LED}$ はLEDストリングのボルトで表した順方向電圧、 $V_D$ はボルトで表した整流ダイオードD1の順方向降下(およそ0.6V)、 $V_{INMIN}$ はボルトで表した最小入力電圧、そして $V_{FET}$ はオンの場合のMOSFET Q1のドレインとソース間の平均電圧です。 $D_{MAX}$ を最初に計算する場合は近似値の0.2Vの値を使用します。もっと正確な最大デューティサイクルの計算は最大インダクタ電流に基づいて、パワーMOSFETを選択してから、計算することができます。

最大平均インダクタ電流 $I_{LAVG}$ 、ピークトゥピークのインダクタ電流リップル $\Delta I_L$ 、およびピークインダクタ電流 $I_{LP}$ をアンペア単位で計算するには以下の各式を使用してください。

# ハイサイドLED電流検出およびPWM調光用 MOSFETドライバを内蔵したハイパワーLEDドライバ

$$I_{L\text{AVG}} = \frac{I_{\text{LED}}}{1 - D_{\text{MAX}}}$$

インダクタリップル電流( $\Delta I_L$ )のピークトゥピーク値が、平均インダクタ電流の $\pm 30\%$ であるとする次の式が成立します。

$$\Delta I_L = I_{L\text{AVG}} \times 0.3 \times 2$$

また次の式が成立します。

$$I_{L\text{P}} = I_{L\text{AVG}} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

ヘンリ(H)で表したインダクタL1のインダクタンス値(L)は次の式で計算されます。

$$L = \frac{(V_{\text{INMIN}} - V_{\text{FET}}) \times D_{\text{MAX}}}{f_{\text{SW}} \times \Delta I_L}$$

ここで、 $f_{\text{SW}}$ はスイッチング周波数をヘルツで表し、 $V_{\text{INMIN}}$ と $V_{\text{FET}}$ はボルト、そして $\Delta I_L$ はアンペアで表したものです。

計算値よりも大きい最小インダクタンスのインダクタを選択してください。インダクタの電流定格は動作温度における $I_{L\text{P}}$ よりも大きくしてください。

## バックブースト構成

バックブーストLEDドライバ(図3)では、平均インダクタ電流は入力電流にLED電流を加算した値に等しくなります。

次の式を用いて最大のデューティサイクルを計算してください。

$$D_{\text{MAX}} = \frac{V_{\text{LED}} + V_{\text{D}}}{V_{\text{LED}} + V_{\text{D}} + V_{\text{INMIN}} - V_{\text{FET}}}$$

ここで $V_{\text{LED}}$ はLEDストリングのボルトで表した順方向電圧、 $V_{\text{D}}$ はボルトで表した整流ダイオードD1の順方向降下(およそ0.6V)、 $V_{\text{INMIN}}$ はボルトで表した最小入力電源電圧、そして $V_{\text{FET}}$ はオンになったときのMOSFET Q1のドレインとソース間の平均電圧です。 $D_{\text{MAX}}$ を最初に計算する場合は近似値の0.2Vの値を使用します。もっと正確な最大デューティサイクルの計算は最大インダクタ電流に基づいて、パワーMOSFETを選択してから、計算することができます。

最大の平均インダクタ電流 $I_{L\text{AVG}}$ 、ピークトゥピークのインダクタ電流リップル $\Delta I_L$ 、およびピークインダクタ電流 $I_{L\text{P}}$ をアンペア単位で計算するには以下の式を使用してください。

$$I_{L\text{AVG}} = \frac{I_{\text{LED}}}{1 - D_{\text{MAX}}}$$

インダクタリップル電流( $\Delta I_L$ )のピークトゥピーク値が、平均インダクタ電流の $\pm 30\%$ であるとする次の式が成立します。

$$\Delta I_L = I_{L\text{AVG}} \times 0.3 \times 2$$

$$I_{L\text{P}} = I_{L\text{AVG}} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

ヘンリーで表したインダクタL1のインダクタンス値(L)は次の式で計算されます。

$$L = \frac{(V_{\text{INMIN}} - V_{\text{FET}}) \times D_{\text{MAX}}}{f_{\text{SW}} \times \Delta I_L}$$

ここで、 $f_{\text{SW}}$ はスイッチング周波数をヘルツで表し、 $V_{\text{INMIN}}$ と $V_{\text{FET}}$ はボルト、そして $\Delta I_L$ はアンペアで表しています。計算値よりも大きい最小インダクタンスのインダクタを選択してください。

## ピーク電流検出抵抗(R8)

ブーストおよびバックブースト構成に対するスイッチ電流検出抵抗R8の値は次のように計算されます。

$$R8 = \frac{0.25}{(I_{L\text{P}} \times 1.25)} \Omega$$

ここで、0.25Vは最小ピーク電流検出スレッショルド、 $I_{L\text{P}}$ はアンペアで表したピークインダクタ電流、そして係数1.25は許容差を補償するための25%のマージンです。ワーストケースのサイクルごとの電流制限は350mA(max)でトリガされます。インダクタの $I_{\text{SAT}}$ は0.35V/R8よりも大きくしてください。

## 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、およびバルク容量が出力リップルに寄与します。たいていのアプリケーションでは、出力のESRとESLの影響は低ESRのセラミックコンデンサを使用すると劇的に減少します。ESLおよびESRの影響を軽減するためには、複数のセラミックコンデンサを並列にして必要なバルク容量値を実現します。PWM調光時のセラミックコンデンサによって発生する可聴ノイズを最小化するためには、出力のセラミックコンデンサの数を最小化する必要があるかもしれません。このような場合には、バルク容量の大部分になるよう電解またはタンタルコンデンサを追加します。

**ブーストおよびバックブースト構成**：出力容量の計算はブーストおよびバックブースト構成では同じです。ESLの影響が無視されると見なされる場合は、出力リップルはESRと出力コンデンサのバルク容量によって起こります。簡単のため、ESRとバルク容量の寄与が等しいと

# ハイサイドLED電流検出およびPWM調光用 MOSFETドライバを内蔵したハイパワーLEDドライバ

MAX16834

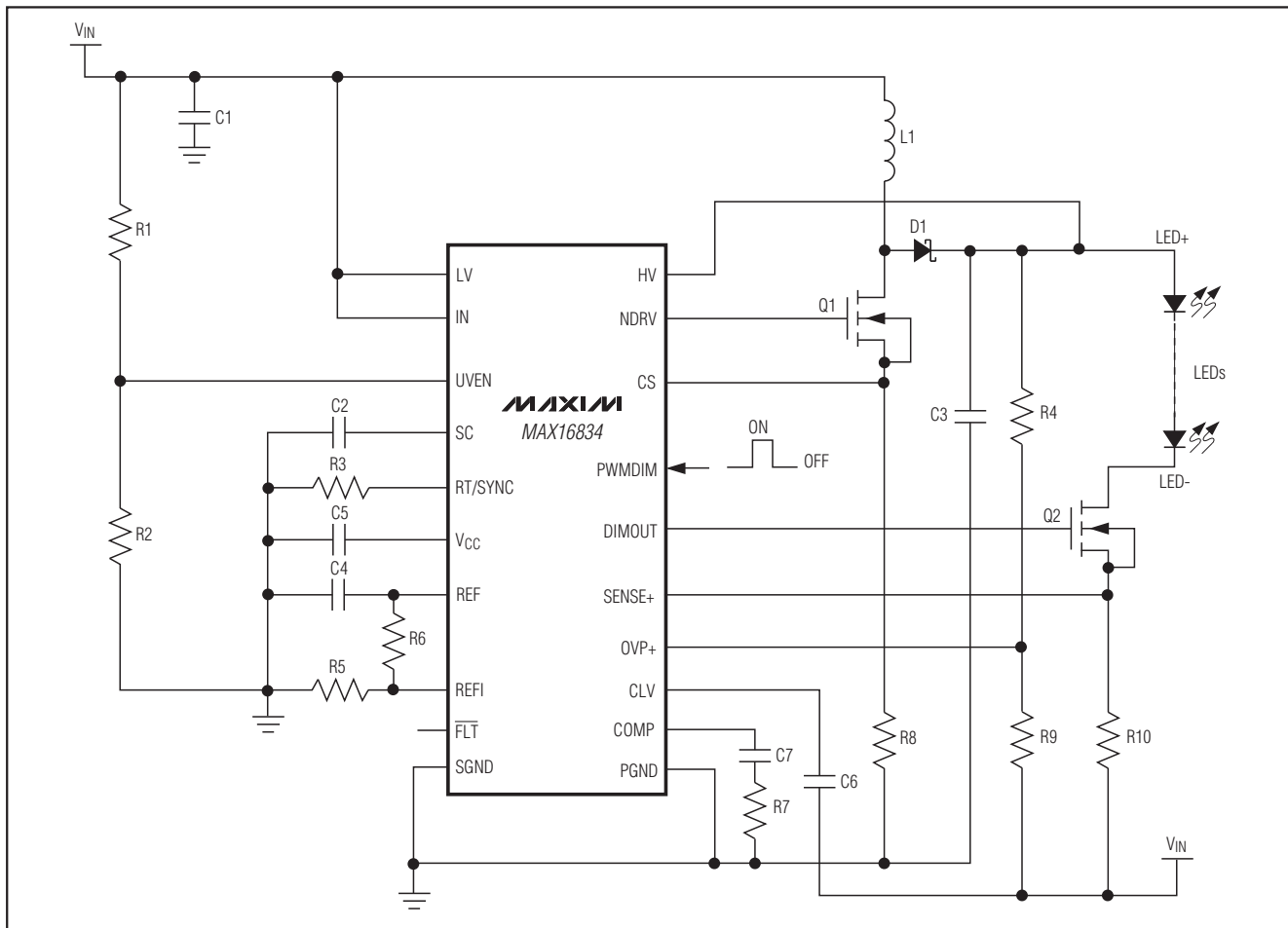


図3. バックブーストLEDドライバ( $V_{LED+} < 28V$ )

して、バルク容量によるリップルは50%を許容します。その容量は次の式で与えられます。

$$C_{OUT} \geq \frac{I_{LED} \times 2 \times D_{MAX}}{\Delta V_{OUTRIPPLE} \times f_{SW}}$$

ここで、 $I_{LED}$ はアンペア、 $C_{OUT}$ はファラッド、 $f_{SW}$ はヘルツ、そして $\Delta V_{OUTRIPPLE}$ はボルトで表されます。残りの50%の許容リップルは出力コンデンサのESRに対するものです。これに基づいて、出力コンデンサのESRは次の式で与えられます。

$$ESR_{COUT} < \frac{\Delta V_{OUTRIPPLE}(\Omega)}{(I_{LP} \times 2)}$$

ここで、 $I_{LP}$ はアンペアで表したピークインダクタ電流です。

出力コンデンサのRMS電流定格の計算は下の式を使用します。

$$I_{COUT(RMS)} = \sqrt{(I_{LAVG} \times (1 - D_{MAX}))^2 \times D_{MAX} + (I_{LAVG} \times D_{MAX})^2 \times (1 - D_{MAX})}$$

## 入力コンデンサ

入力フィルタコンデンサはコンバータによって引き込まれるリップル電流をバイパスして入力電源に誘導される高周波電流の振幅を低減します。入力コンデンサのESR、ESL、およびバルク容量が入力リップルに寄与します。コンバータからの最大入力RMSリップル電流を処理可能な低ESRの入力コンデンサを使用してください。

# ハイサイドLED電流検出およびPWM調光用 MOSFETドライバを内蔵したハイパワーLEDドライバ

ブースト構成では、入力電流はインダクタ電流と同じです。バックブースト構成では、入力電流はインダクタ電流からLED電流をマイナスした値です。両方の構成に対して、入力コンデンサが供給しなければならないリップル電流は、バックブースト構成では出力フィルタコンデンサはグラウンドに接続するという条件で、インダクタリップル電流と等しくなります。この構成は入力コンデンサのサイズを小さくします。それはインダクタ電流が最大±30%のリップルで連続だからです。LEDの電流リップルの影響を無視すると、ブーストとバックブーストに対する入力コンデンサの計算は同じです。

ESLの影響を無視すると、入力でのESR、およびバルク容量が入力電圧リップルに寄与します。簡単のため、ESRおよびバルク容量からの寄与は同じであると仮定します。するとバルク容量に対してリップルは50%が許容されます。その容量は次の式で与えられます。

$$C_{IN} \geq \frac{\Delta I_L}{4 \times \Delta V_{IN} \times f_{SW}}$$

ここで、 $\Delta I_L$ はアンペア、 $C_{IN}$ はファラッド、 $f_{SW}$ はヘルツ、そして $\Delta V_{IN}$ はボルトで表されます。残りの50%の許容リップルは出力コンデンサのESRに対するものです。これに基づいて、入力コンデンサのESRは次の式で与えられます。

$$ESR_{CIN} < \frac{\Delta V_{IN}}{\Delta I_L \times 2}$$

ここで、 $\Delta I_L$ はアンペア、 $ESR_{CIN}$ はオーム、そして $\Delta V_{IN}$ はボルトで表されます。

入力コンデンサのRMS電流定格の計算は下の式を使用します。

$$I_{CIN(RMS)} = \frac{\Delta I_L}{2\sqrt{3}}$$

## スロープ補償

デューティサイクルが50%を超える連続導通モードで動作するピーク電流モード制御を行うコンバータには、電流ループの不安定性とサブハーモニック発振を避けるためにスロープ補償を加えなければなりません。電流制御ループを安定化させるためにピークインダクタ電流に印加する最小量のスロープはインダクタの立下りスロープの半分です。

MAX16834では、スロープ補償ランプは、電流検出信号がPWMコンパレータに供給される前にそれに加えられます。スロープ補償のためにSCとグラウンド間にコンデンサ

(標準アプリケーション回路のC2)を接続します。このコンデンサはスロープ補償ランプを生成するために100 $\mu$ Aの電流源で充電され、各スイッチングサイクルの始めに放電されます。

スロープ補償コンデンサC2の値の計算を以下に示します。

ブースト構成：

$$C2 = \frac{3 \times L \times 100 \times 10^{-6}}{(V_{LED} - V_{INMIN}) \times R8 \times 2}$$

ここで、C2はファラッド、Lはヘンリーで表したインダクタL1のインダクタンス、100 $\mu$ AはSCからのプルアップ電流、 $V_{LED}$ と $V_{INMIN}$ はボルト、そしてR8はオームで表したスイッチの電流検出抵抗です。

バックブースト構成：

$$C2 = \frac{3 \times L \times 100 \times 10^{-6}}{(V_{LED}) \times R8 \times 2}$$

ここで、C2はファラッド、Lはヘンリーで表したインダクタL1のインダクタンス、100 $\mu$ AはSCからのプルアップ電流、 $V_{LED}$ はボルト、そしてR8はオームで表したスイッチの電流検出抵抗です。

## パワー半導体の選択

### スイッチングMOSFET

スイッチングMOSFET (Q1)は最大出力電圧に整流ダイオードD1のダイオード降下を合わせた値、および寄生インダクタンスおよび容量に起因するリングングによって起こる可能性のあるなんらかのオーバシュートに耐えるだけの十分な電圧定格を備える必要があります。以下の各式で計算されるよりも大きいドレインとソース間の電圧定格を備えたMOSFETを使用してください。

ブースト構成：

$$V_{DS} = (V_{LED} + V_D) \times 1.2$$

ここで、 $V_{DS}$ はボルトで表したドレインとソース間の電圧で、 $V_D$ は整流ダイオードD1の順方向降下です。係数1.2は20%の安全マージンです。

バックブースト構成：

$$V_{DS} = (V_{LED} + V_{INMAX} + V_D) \times 1.2$$

ここで、 $V_{DS}$ はボルトで表したドレインとソース間の電圧で、 $V_D$ は整流ダイオードD1の順方向降下です。係数1.2は20%の安全マージンです。

選択したMOSFETの連続ドレイン電流定格は、ケースの温度が+70°Cの場合、次の式で計算される値よりも大きくしてください。MOSFETはメーカーの仕様に従って、熱を放散するように基板に実装しなければなりません。

# ハイサイドLED電流検出およびPWM調光用 MOSFETドライバを内蔵したハイパワーLEDドライバ

MAX16834

ブーストおよびバックブースト構成に対して、スイッチングMOSFET Q1のRMS電流定格は次のように計算されます。

$$I_{DRMS} = \left( \sqrt{(I_{LAVG})^2 \times D_{MAX}} \right) \times 1.3$$

ここで、 $I_{DRMS}$ はアンペアで表したMOSFET Q1のドレインRMS電流です。

MOSFET Q1はスイッチング損失および導通損失の両方によって電力を消費します。MOSFETの導通損失は次の式で計算されます。

$$P_{COND} = (I_{LAVG})^2 \times D_{MAX} \times R_{DSON}$$

ここで、 $R_{DSON}$ はオームで表し、接合部温度を+100℃と仮定したQ1のオン抵抗、 $P_{COND}$ はワット、そして $I_{LAVG}$ はアンペアです。

MOSFETのスイッチング損失の計算は次の式を使用します。

ブースト構成：

$$P_{SW} = \left( \frac{I_{LAVG} \times V_{LED}^2 \times C_{GD} \times f_{SW}}{2} \right) \times \left( \frac{1}{I_{GON}} + \frac{1}{I_{GOFF}} \right)$$

バックブースト構成：

$$P_{SW} = \left( \frac{I_{LAVG} \times (V_{LED} + V_{INMAX})^2 \times C_{GD} \times f_{SW}}{2} \right) \times \left( \frac{1}{I_{GON}} + \frac{1}{I_{GOFF}} \right)$$

ここで、 $I_{GON}$ と $I_{GOFF}$ はアンペアで表したそれぞれ、オンとオフになった場合のMOSFET Q1のゲート電流、 $V_{LED}$ および $V_{INMAX}$ はボルト、 $I_{LAVG}$ はアンペア、 $f_{SW}$ はヘルツ、そして $C_{GD}$ はファラッドで表したMOSFETのゲートとドレイン間の容量です。

MOSFETのケース温度が+70℃の場合は次の式で計算したよりも大きい電力定格のMOSFETを選択してください。

$$P_{TOT}(W) = P_{COND}(W) + P_{SW}(W)$$

整流ダイオード

高速スイッチングとし、電力消費を低減するために、整流器(D1)としてショットキーダイオードを使用してください。選択したショットキーダイオードはコンバータの

最大出力電圧よりも20%大きい電圧定格でなければなりません。コンバータの最大出力電圧はブースト構成では $V_{LED}$ 、そしてバックブースト構成では $V_{LED} + V_{INMAX}$ です。

ダイオードの電流定格は次の式に従う $I_D$ よりも大きくしてください。

$$I_D = I_{LAVG} \times (1 - D_{MAX}) \times 1.5$$

調光MOSFET

+70℃でLED電流よりも30%大きい連続定格電流の調光MOSFET (Q2)を選択してください。調光MOSFETのドレインとソース間電圧定格は $V_{LED}$ よりも20%大きくしてください。

フィードバック補償

スイッチングコンバータ、LED電流アンプ、および誤差アンプで構成されるLED電流制御ループはLED電流の安定な制御のために補償しなければなりません。インダクタ電流が連続導通モードにあるため、ブーストおよびバックブースト構成の両方の場合とも、スイッチングコンバータの小信号伝達関数は右半面(RHP)ゼロを備えています。RHPゼロは90°の位相遅れとともに20dB/decadeの利得追加があり、それは補償が困難です。このゼロを避ける最も容易な方法はRHPゼロ周波数の5分の1を下回る周波数でループ利得を0dBまで、-20dB/decadeのスロープでロールオフすることです。

ワーストケースのRHPゼロ周波数( $f_{ZRHP}$ )は次の式で計算されます。

ブースト構成：

$$f_{ZRHP} = \frac{V_{LED} \times (1 - D_{MAX})^2}{2\pi \times L \times I_{LED}}$$

バックブースト構成：

$$f_{ZRHP} = \frac{V_{LED} \times (1 - D_{MAX})^2}{2\pi \times L \times I_{LED} \times D_{MAX}}$$

ここで、 $f_{ZRHP}$ はヘルツ、 $V_{LED}$ はボルト、 $L$ はヘンリー(H)で表したL1のインダクタンス、そして $I_{LED}$ はアンペアです。

ブーストおよびバックブースト構成の両方に対して、スイッチングコンバータの小信号伝達関数は出力ポールも備えています。出力フィルタ容量を加えた出力ポール周波数を決定する実効出力インピーダンスは次の式で計算されます。

# ハイサイドLED電流検出およびPWM調光用 MOSFETドライバを内蔵したハイパワーLEDドライバ

ブースト構成：

$$R_{OUT} = \frac{(R_{LED} + R10) \times V_{LED}}{(R_{LED} + R10) \times I_{LED} + V_{LED}}$$

$$C7 = \frac{1}{2\pi \times R7 \times f_{p2}}$$

バックブースト構成：

$$R_{OUT} = \frac{(R_{LED} + R10) \times V_{LED}}{(R_{LED} + R10) \times I_{LED} \times D_{MAX} + V_{LED}}$$

ここで、 $R_{LED}$ は動作電流におけるLEDのダイナミックインピーダンス(電流変化による電圧変化の割合)、 $R10$ はオームで表したLED電流検出抵抗、 $V_{LED}$ はボルト、そして $I_{LED}$ はアンペアです。

ブーストおよびバックブースト構成に対して出力ポール周波数は次の式で計算されます。

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \times R_{OUT}}$$

ここで、 $f_{p2}$ はヘルツ、 $C_{OUT}$ はファラッドで表した出力フィルタ容量、 $R_{OUT}$ はオームで表した前述上で計算した実効出力インピーダンスです。

補償部品の $R7$ と $C7$ は2つの機能を果たします。 $C7$ は、ループ利得を $-20\text{dB/decade}$ のスロープにする低周波ポールを導入します。 $R7$ は $R7$ と $C7$ で形成されるゼロより上の周波数で誤差アンプの利得を平坦化します。補償を行う場合、このゼロがループ利得全体の中で $f_{p2}$ を超える周波数で $-20\text{dB/decade}$ のスロープを備えるために、このゼロを出力ポール周波数 $f_{p2}$ に配置します。

総ループ利得がRHPゼロの5分の1の周波数で $-20\text{dB/decade}$ で $0\text{dB}$ にクロスするように、 $f_{p2}$ における総ループ利得を固定するために必要な $R7$ の値は次のように計算することができます。

$$R7 = \frac{f_{ZRHP} \times R8}{5 \times f_{p2} \times (1 - D_{MAX}) \times R10 \times 9.9 \times GM_{COMP}}$$

ここで、 $R7$ はオームで表した補償抵抗、 $f_{ZRHP}$ および $f_{p2}$ はヘルツ、 $R8$ はオームで表したスイッチ電流検出抵抗、 $R10$ はオームで表したLED電流検出抵抗、係数 $9.9$ はLED電流アンプの利得、そして $GM_{COMP}$ はジーマンスで表した誤差アンプのトランスコンダクタンスです。

$C7$ の値は次のように計算されます。

ここで、 $C7$ はファラッド、 $f_{p2}$ はヘルツ、そして $R7$ はオームです。

スイッチング周波数ノイズを最小化するためには、 $R7$ と $C7$ の直列組合せと並列にコンデンサを追加します。このコンデンサと $R7$ によるポールはループのクロスオーバー周波数よりも10倍高くなければなりません。

## 短絡保護

### ブースト構成

ブースト構成(図2)では、LEDストリングが短絡すると、LED電流検出抵抗に流れる過大電流によってNDRVがスイッチングを停止します。入力電圧が出力コンデンサに現れ、このためLED電流検出抵抗 $R10$ に大きいピーク電流が流れます。それは調光MOSFET (Q2)がオンになっているからです。 $5\mu\text{s}$ より長くLED電流検出抵抗の両端間の電圧が $300\text{mV}$ を超えると、調光MOSFET Q2がオフになり、それが4096スイッチングクロックサイクルの間、続きます。同時にNDRVもオフになります。MAX16834はヒカップモードに入り、短絡が解除されると、ヒカップから回復します。調光MOSFET (Q2)の電力消費はLEDストリングが短絡されている場合は最小になります。この同じ期間、調光MOSFETがオンのとき、FLTのみハイになります。

### バックブースト構成

バックブースト構成(図3)の場合は、LEDストリングに短絡が起こった場合、異なった振る舞いをします。LEDストリングの短絡によって出力の外付けコンデンサによる大電流スパイクが生じます。レギュレーションループはNDRVのスイッチングを停止させます。このことによって、電圧がLED+で駆動されている場合はHVの電圧が低下します。CLVの電圧が低下し、この低下は128クロックサイクルの後に検出されます。調光MOSFETとスイッチングMOSFETはスイッチングを停止します。オフを4096クロックサイクルの期間停止して、その後、そのサイクルを繰り返します。LEDストリングが短絡すると、MAX16834はヒカップモードに入ります。同時にヒカップサイクルごとに4096クロックの間、FLT信号がアサートします。HV電圧がLED+以外の別の電源の場合は、LEDストリングの短絡の間もLED電流のレギュレーションが続きます。この場合、FLTは短絡の間、アサートしません。

# ハイサイドLED電流検出およびPWM調光用 MOSFETドライバを内蔵したハイパワーLEDドライバ

MAX16834

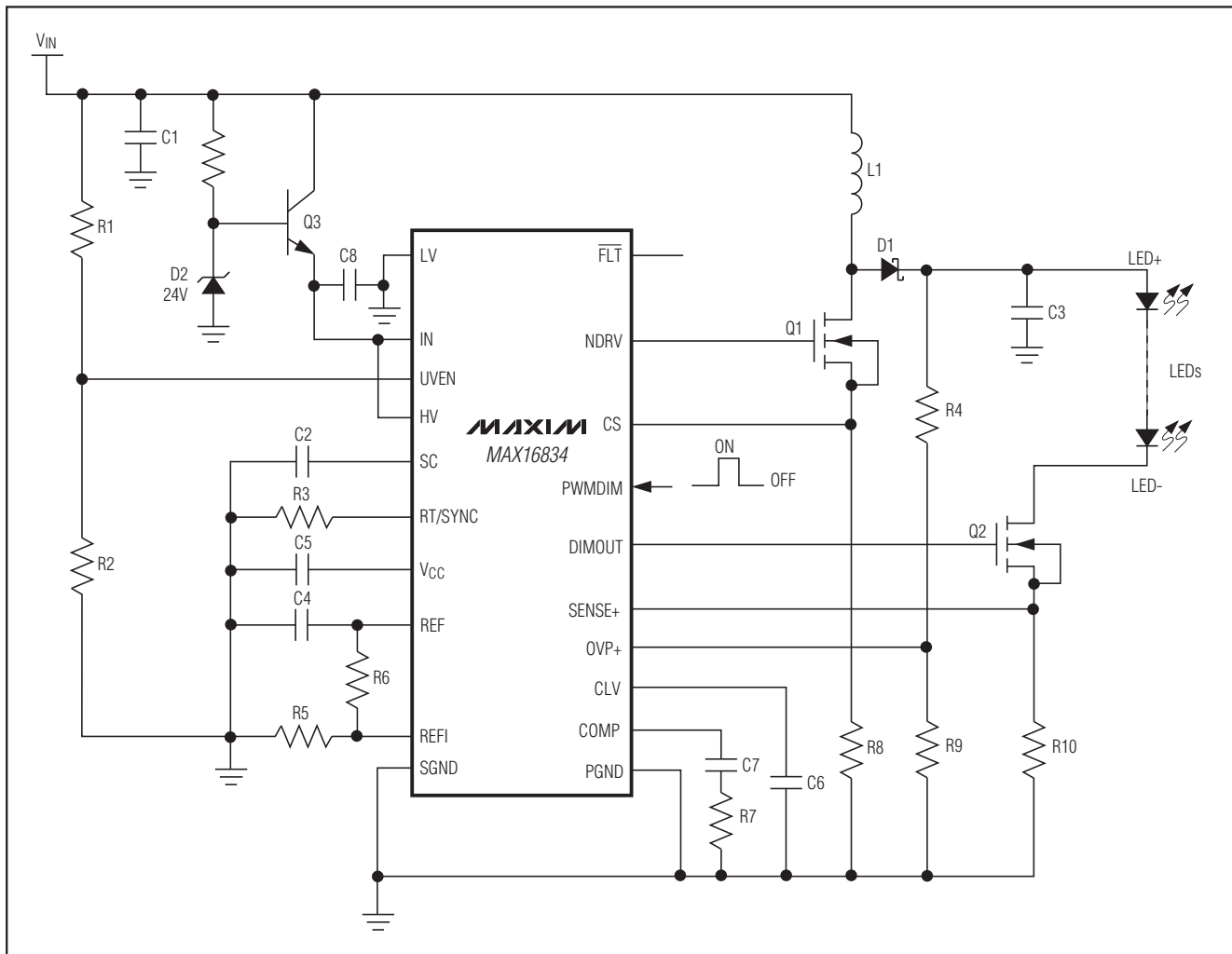


図4. 車載用ロードダンプ保護付きのブーストLEDドライバ





# ハイサイドLED電流検出およびPWM調光用 MOSFETドライバを内蔵したハイパワーLEDドライバ

MAX16834

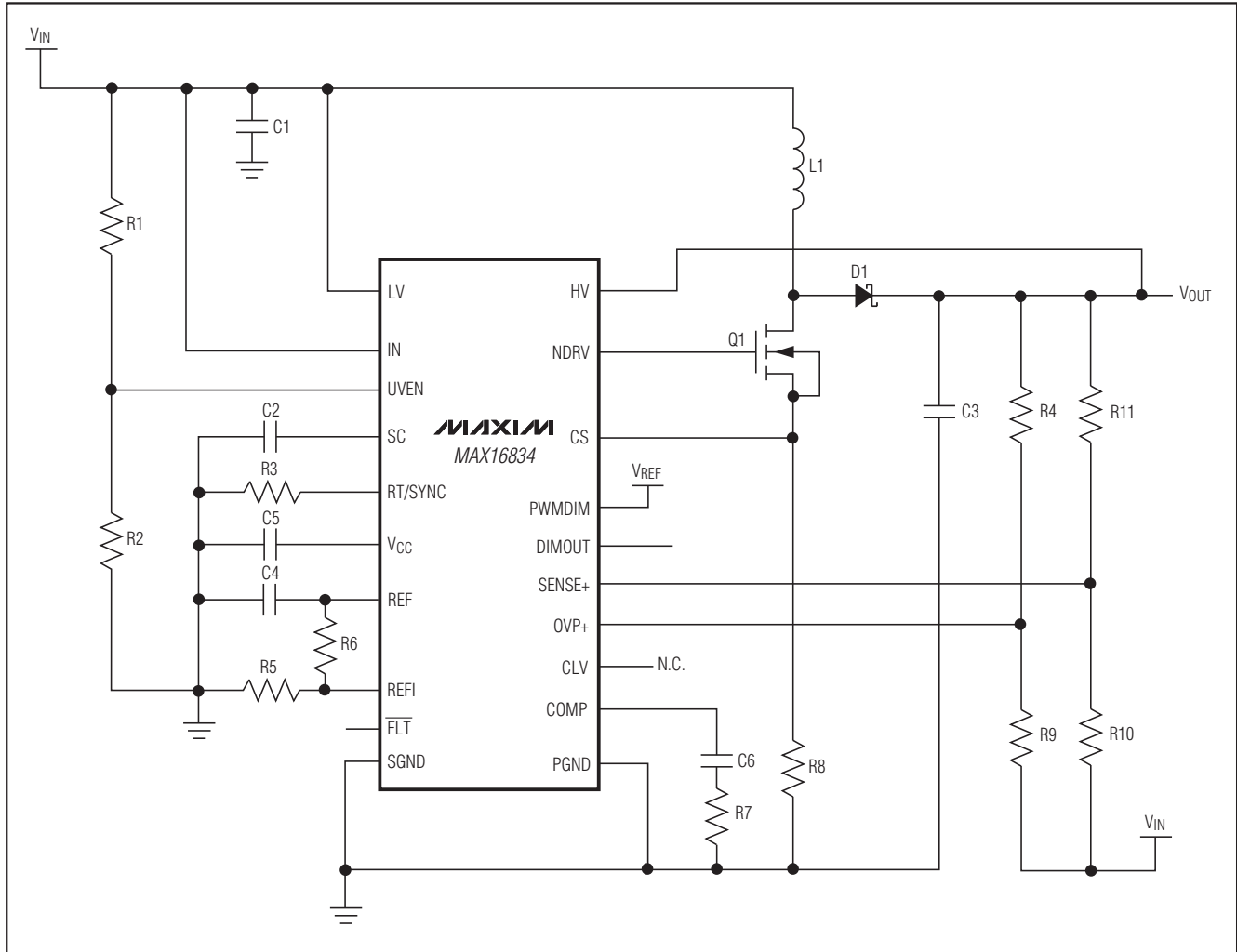


図7. バックブーストDC-DCコンバータ

# ハイサイドLED電流検出およびPWM調光用 MOSFETドライバを内蔵したハイパワーLEDドライバ

MAX16834

## レイアウトの推奨

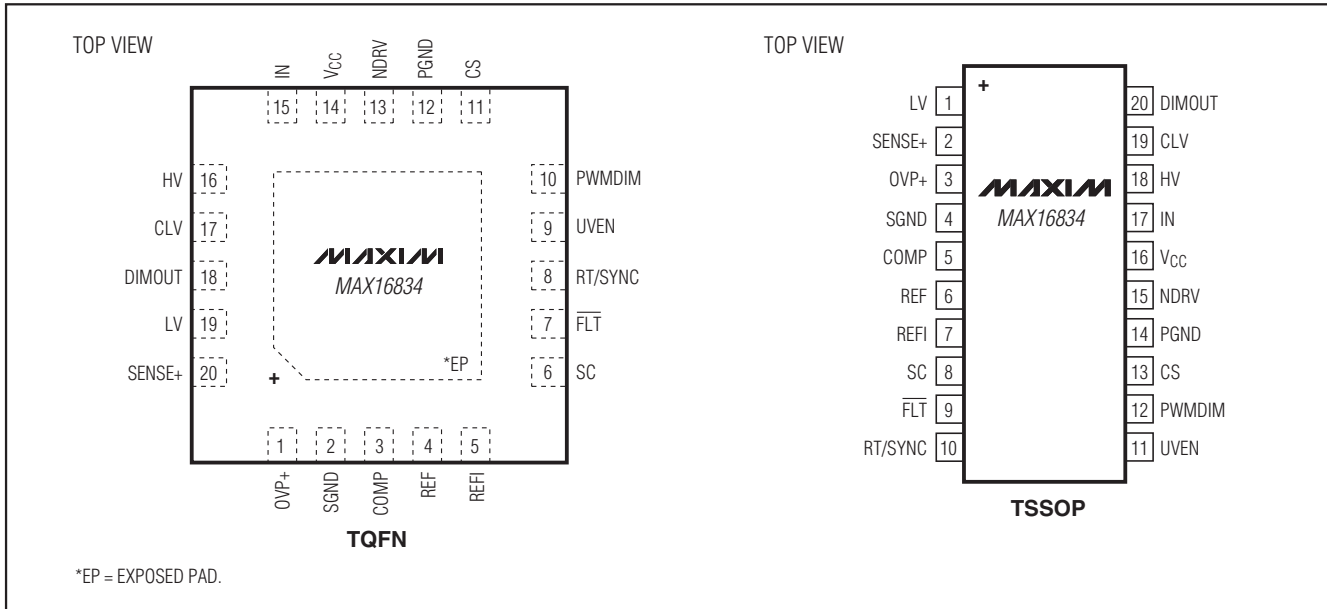
通常、スイッチング電源には2つのノイズ放射源があります。大きい $di/dt$ ループと大きい $dv/dt$ 表面です。例えば、多くの場合、ドレイン電流を流す配線は大きい $di/dt$ ループを形成します。同様に、デバイスのドレインに接続されたMOSFETのヒートシンクは $dv/dt$ のソースとなり、したがって、MOSFETの電力消費が対応可能な限り、ヒートシンクの表面積を最小化するか、またはヒートシンクをシールドしてください。スイッチング電流が流れるすべてのPCB配線を可能な限り短くすると、電流ループが最小化します。最良の結果を得るためにはグランドプレーンを使用してください。

スイッチング損失を小さくし、クリーンで安定な動作を達成するためには、PCBレイアウトを注意深く行うことが重要です。可能ならば、ボードは多層とすると、良好なノイズ耐性と放熱が得られます。良好なPCBレイアウトにするためには以下のガイドラインに従ってください。

- 1) MAX16834のパッケージの下は大きく連続した銅プレーンを使用してください。熱を発生する部品は十分に冷却されるようにしてください。
- 2) 電力部品と大電流経路は敏感なアナログ回路から分離してください。
- 3) 大電流回路、特にグランド端子の部分は短くしてください。これを実行することは安定でジッタのない動作のために必須です。スイッチングループは、次に示すように短くしてください。
  - a) D1のアノードはMOSFET Q1のドレインに非常に近く接続しなければなりません。
  - b) D1のカソードは $C_{OUT}$ に非常に近く接続しなければなりません。
  - c)  $C_{OUT}$ および電流検出抵抗R8はグランドプレーンにじかに接続しなければなりません。
- 4) PGNDとSGNDはスターポイント構成に接続してください。
- 5) パワー配線と負荷接続は短くしてください。これを実施することは高効率のためには必須です。厚い銅PCB (1オンスより、2オンス)を使用すると最大負荷時の効率が上がります。
- 6) 高速スイッチングノードは感度の高いアナログ領域から離れた経路にします。PGNDとSGNDプレーンはPCBの内層をEMIシールドとして使用し、デバイス、フィードバック分圧器、およびアナログバイパスコンデンサから放射するノイズがないようにしてください。
- 7) 調光サイクルのオフ時間に補償コンデンサの放電を避けるために、これらの部品に近いPCB領域は極度に低リークとしてください。これらのコンデンサからの放電は調光回路の性能を低下させる結果となります。

# ハイサイドLED電流検出およびPWM調光用 MOSFETドライバを内蔵したハイパワーLEDドライバ

## ピン配置



## チップ情報

PROCESS: BiCMOS-DMOS

## パッケージ

最新のパッケージ情報とランドパターンは、  
[japan.maxim-ic.com/packages](http://japan.maxim-ic.com/packages)をご参照ください。

パッケージタイプ	パッケージコード	ドキュメントNo.
20-TQFN-EP	T2044-3	<b>21-0139</b>
20-TSSOP-EP	U20E+1	<b>21-0108</b>

# ハイサイドLED電流検出およびPWM調光用 MOSFETドライバを内蔵したハイパワーLEDドライバ

MAX16834

## 改訂履歴

版数	改訂日	説明	改訂ページ
0	8/08	初版	—
1	2/09	TSSOPパッケージおよび車載バージョンを追加。「Electrical Characteristics (電気的特性)」、「端子説明」、「詳細」の「LED電流検出入力(SENSE+)」の項、「ピン配置」、および「パッケージ」を更新	1, 2, 6, 7, 8, 9, 22
2	5/09	車載バージョンのTQFNパッケージを追加	1

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

マキシムは完全にマキシム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。マキシム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 \_\_\_\_\_ 23