

高速LED電流パルス制御 1.5MHz、30A高効率LEDドライバ

概要

パルス幅変調(PWM) LEDドライバコントローラのMAX16818は最少の外付け部品を使用し、大出力電流能力を備え、小型パッケージで提供されます。MAX16818は同期および非同期のステップダウン(バック)トポロジ、およびブースト、バックブースト、SEPICおよびCukのLEDドライバでの使用に適しています。MAX16818は、最大20A/μsおよび30kHzの調光周波数の高速LED電流トランジェントに対するMaximの特許申請中の技術を実現する最初のLEDドライバコントローラです。

このデバイスは、最適な電荷およびオン抵抗特性でMOSFETを最適利用することができる平均電流モード制御を採用しています。このため、最大30AのLED電流を供給する場合でも、外部ヒートシンクの必要性が最低限に抑えられます。完全差動検出によって、LED電流を高精度で制御することができます。外部のPWM信号に対応するための広い調光範囲が容易に実現されます。内蔵のレギュレータは、4.75V~5.5Vまたは7V~28Vおよび簡単な外付けバイアス素子でそれ以上の広い入力電圧範囲での動作を可能にします。スイッチング周波数範囲が最大1.5MHzまでと広く、小型のインダクタとコンデンサを使用することができます。

MAX16818は、2番目の逆位相LEDドライバを制御する180°の位相遅延のクロック出力を備えており、入力および出力フィルタコンデンサのサイズを小さくして、リップル電流を最小にします。MAX16818は、設定可能なヒックアップ、過電圧、および温度過昇保護を提供します。

MAX16818ETI+の定格は拡張温度範囲(-40°C~+85°C)で、MAX16818ATI+の定格は自動車用温度範囲(-40°C~+125°C)です。このLEDドライバコントローラは、鉛フリーで高さ0.8mm、5mm x 5mmのエクスポーズドパッド付き28ピンTQFNパッケージで提供されます。

アプリケーション

フロントプロジェクタ/リアプロジェクションTV
ポータブルおよびポケットプロジェクタ
自動車用、バス/トラックのエクステリア照明
LCD TVおよびディスプレイ用バックライト
自動車用非常ランプおよび電子看板

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

- ◆ 大電流LEDドライバコントローラIC、最大30Aの出力電流
- ◆ 平均電流モード制御
- ◆ 完全差動リモート検出入力
- ◆ 入力電圧範囲：4.75V~5.5Vまたは7V~28V
- ◆ 設定可能なスイッチング周波数または125kHz~1.5MHzの外部同期
- ◆ 180°の逆位相動作のクロック出力
- ◆ 4Aのゲートドライバ内蔵
- ◆ 出力過電圧およびヒックアップモード過電流保護
- ◆ サーマルシャットダウン
- ◆ 放熱特性を高めた28ピンTQFNパッケージ
- ◆ 動作温度範囲：-40°C~+125°C

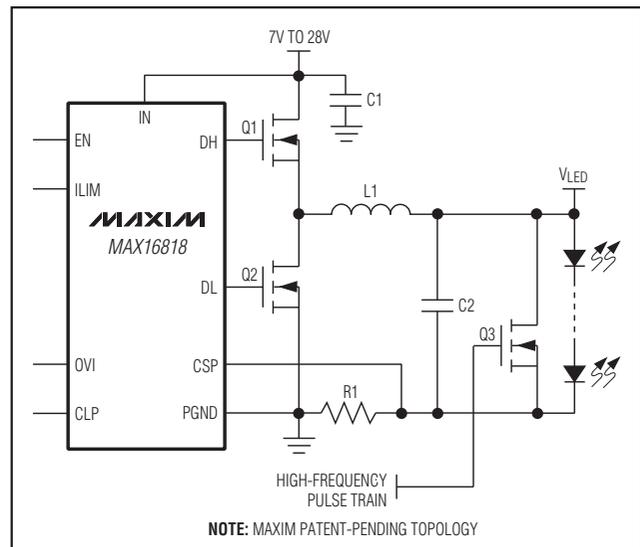
型番

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX16818ATI+	-40°C to +125°C	28 TQFN-EP*
MAX16818ETI+	-40°C to +85°C	28 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

簡略図



高速LED電流パルス制御 1.5MHz、30A高効率LEDドライバ

MAX16818

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

IN to SGND.....	-0.3V to +30V
BST to SGND.....	-0.3V to +35V
BST to LX.....	-0.3V to +6V
DH to LX.....	-0.3V to [(V _{BST} - V _{LX}) + 0.3V]
DL to PGND.....	-0.3V to (V _{DD} + 0.3V)
V _{CC} to SGND.....	-0.3V to +6V
V _{CC} , V _{DD} to PGND.....	-0.3V to +6V
SGND to PGND.....	-0.3V to +0.3V
All Other Pins to SGND.....	-0.3V to (V _{CC} + 0.3V)

Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C)	
28-Pin TQFN (derate 34.5mW/°C above +70°C).....	2758mW
Operating Temperature Range	
MAX16818ATI+.....	-40°C to +125°C
MAX16818ETI+.....	-40°C to +85°C
Maximum Junction Temperature.....	+150°C
Storage Temperature Range.....	-60°C to +150°C
Lead Temperature (soldering, 10s).....	+300°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.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{CC} = 5V, V_{DD} = V_{CC}, T_A = T_J = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted. Typical specifications are at T_A = +25°C.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
SYSTEM SPECIFICATIONS						
Input Voltage Range	V _{IN}		7		28	V
		Short IN and V _{CC} together for 5V input operation	4.75		5.50	
Quiescent Supply Current	I _Q	EN = V _{CC} or SGND, not switching		2.7	5.5	mA
LED CURRENT REGULATOR						
SENSE+ to SENSE- Accuracy (Note 2)		No load, V _{IN} = 4.75V to 5.5V, f _{SW} = 500kHz	0.594	0.6	0.606	V
		No load, V _{IN} = 7V to 28V, f _{SW} = 500kHz	0.594	0.6	0.606	
Soft-Start Time	t _{SS}			1024		Clock Cycles
STARTUP/INTERNAL REGULATOR						
V _{CC} Undervoltage Lockout	UVLO	V _{CC} rising	4.1	4.3	4.5	V
V _{CC} Undervoltage Hysteresis				200		mV
V _{CC} Output Voltage		V _{IN} = 7V to 28V, I _{SOURCE} = 0 to 60mA	4.85	5.1	5.30	V
MOSFET DRIVERS						
Output Driver Impedance	R _{ON}	Low or high output, I _{SOURCE/SINK} = 20mA		1.1	3.0	Ω
Output Driver Source/Sink Current	I _{DH} , I _{DL}			4		A
Nonoverlap Time	t _{NO}	C _{DH/DL} = 5nF		35		ns
OSCILLATOR						
Switching Frequency Range			125		1500	kHz
Switching Frequency	f _{SW}	R _T = 500kΩ	121	125	129	kHz
Switching Frequency		R _T = 120kΩ	495	521	547	
Switching Frequency		R _T = 39.9kΩ	1515	1620	1725	
Switching Frequency Accuracy		120kΩ ≤ R _T ≤ 500kΩ	-5		+5	%
		40kΩ ≤ R _T ≤ 120kΩ	-8		+8	

高速LED電流パルス制御 1.5MHz、30A高効率LEDドライバ

MAX16818

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V_{CC} = 5V, V_{DD} = V_{CC}, T_A = T_J = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted. Typical specifications are at T_A = +25°C.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CLKOUT Phase Shift	ϕ_{CLKOUT}	With respect to DH, f _{SW} = 125kHz		180		Degrees
CLKOUT Output Low Level	V _{CLKOUTL}	I _{SINK} = 2mA			0.4	V
CLKOUT Output High Level	V _{CLKOUTH}	I _{SOURCE} = 2mA	4.5			V
SYNC Input-High Pulse Width	t _{SYNC}		200			ns
SYNC Input Clock High Threshold	V _{SYNCH}		2.0			V
SYNC Input Clock Low Threshold	V _{SYNCL}				0.4	V
SYNC Pullup Current	I _{SYNC_OUT}	V _{RT/SYNC} = 0V		250	750	μA
SYNC Power-Off Level	V _{SYNC_OFF}				0.4	V
INDUCTOR CURRENT LIMIT						
Average Current-Limit Threshold	V _{CL}	CSP to CSN	24.0	26.9	28.2	mV
Reverse Current-Limit Threshold	V _{CLR}	CSP to CSN	-3.2	-2.3	-0.1	mV
Cycle-by-Cycle Current Limit		CSP to CSN		60		mV
Cycle-by-Cycle Overload		V _{CSP} to V _{CSN} = 75mV		260		ns
Hiccup Divider Ratio		LIM to V _{CM} , no switching	0.547	0.558	0.565	V/V
Hiccup Reset Delay				200		ms
LIM Input Impedance		LIM to SGND		55.9		kΩ
CURRENT-SENSE AMPLIFIER						
CSP or CSN Input Resistance	R _{CS}			4		kΩ
Common-Mode Range	V _{CMR(CS)}	V _{IN} = 7V to 28V	0		5.5	V
Input Offset Voltage	V _{OS(CS)}			0.1		mV
Amplifier Gain	A _{V(CS)}			34.5		V/V
3dB Bandwidth	f _{3dB}			4		MHz
CURRENT-ERROR AMPLIFIER (TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER)						
Transconductance	g _m			550		μS
Open-Loop Gain	A _{VOL(CE)}	No load		50		dB
DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFIER FOR LED CURRENT (DIFF)						
Common-Mode Voltage Range	V _{CMR(DIFF)}		0		+1.0	V
DIFF Output Voltage	V _{CM}	V _{SENSE+} = V _{SENSE-} = 0V		0.6		V
Input Offset Voltage	V _{OS(DIFF)}		-1		+1	mV
Amplifier Gain	A _{V(DIFF)}		0.994	1	1.006	V/V
3dB Bandwidth	f _{3dB}	C _{DIFF} = 20pF		3		MHz
Minimum Output-Current Drive	I _{OUT(DIFF)}		4			mA
SENSE+ to SENSE- Input	R _{VS}	V _{SENSE-} = 0V	50	100		kΩ
V_IOUT AMPLIFIER						
Gain-Bandwidth Product		V _{V_IOUT} = 2.0V		4		MHz
3dB Bandwidth		V _{V_IOUT} = 2.0V		1		MHz
Output Sink Current			30			μA
Output Source Current			90			μA

高速LED電流パルス制御 1.5MHz、30A高効率LEDドライバ

MAX16818

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{CC} = 5V$, $V_{DD} = V_{CC}$, $T_A = T_J = T_{MIN}$ to T_{MAX} , unless otherwise noted. Typical specifications are at $T_A = +25^\circ C$.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Maximum Load Capacitance				50		pF
V_{IOUT} Output to I_{OUT} Transfer Function		$R_{SENSE} = 1m\Omega$, $100mV \leq V_{IOUT} \leq 5.5V$	132.3	135	137.7	mV/A
Offset Voltage				1		mV
VOLTAGE-ERROR AMPLIFIER (EAOUT)						
Open-Loop Gain	A_{VOLEA}			70		dB
Unity-Gain Bandwidth	f_{GBW}			3		MHz
EAN Input Bias Current	$I_{B(EA)}$	$V_{EAN} = 2.0V$	-0.2	+0.03	+0.2	μA
Error Amplifier Output Clamping Voltage	$V_{CLAMP(EA)}$	With respect to V_{CM}	883	930	976	mV
POWER-GOOD AND OVERVOLTAGE PROTECTION						
PGOOD Trip Level	V_{UV}	PGOOD goes low when V_{OUT} is below this threshold	87.5	90	92.5	% V_{OUT}
PGOOD Output Low Level	V_{PGLO}	$I_{SINK} = 4mA$			0.4	V
PGOOD Output Leakage Current	I_{PG}	PGOOD = V_{CC}			1	μA
OVI Trip Threshold	OVP_{TH}	With respect to SGND	1.244	1.276	1.308	V
OVI Input Bias Current	I_{OVI}			0.2		μA
ENABLE INPUT						
EN Input High Voltage	V_{EN}	EN rising	2.437	2.5	2.562	V
EN Input Hysteresis				0.28		V
EN Pullup Current	I_{EN}		13.5	15	16.5	μA
THERMAL SHUTDOWN						
Thermal Shutdown		Temperature rising		150		$^\circ C$
Thermal Shutdown Hysteresis				30		$^\circ C$

Note 1: Specifications at $T_A = +25^\circ C$ are 100% tested. Specifications over the temperature range are guaranteed by design.

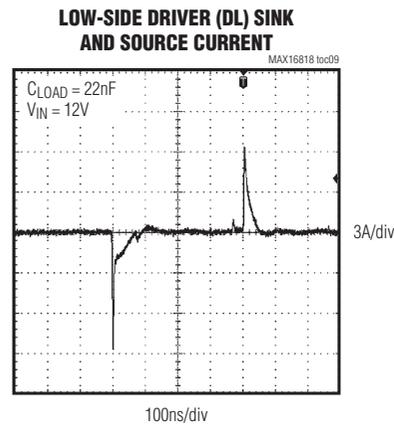
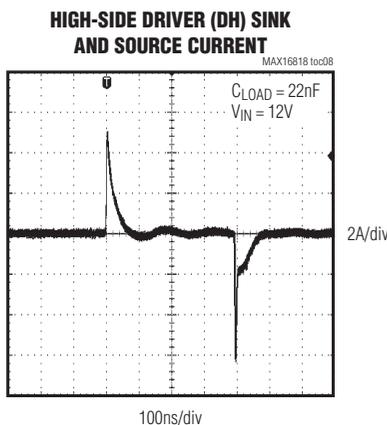
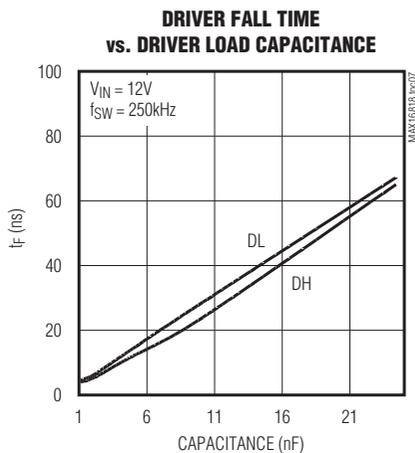
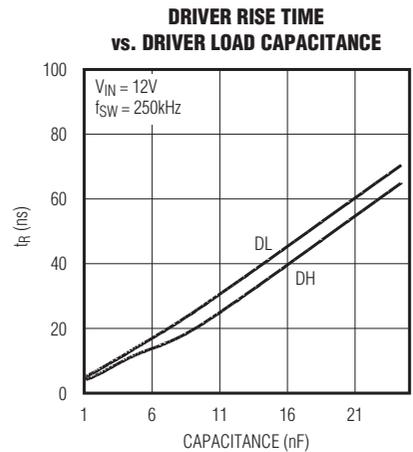
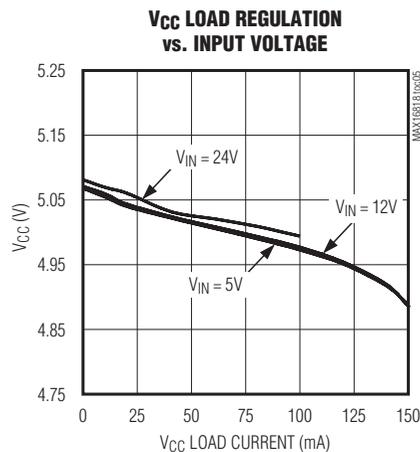
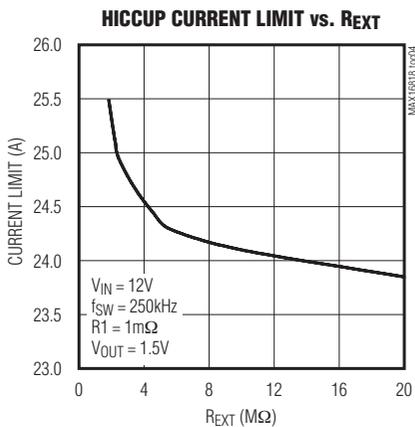
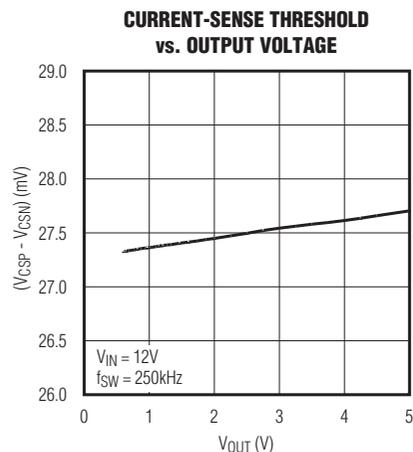
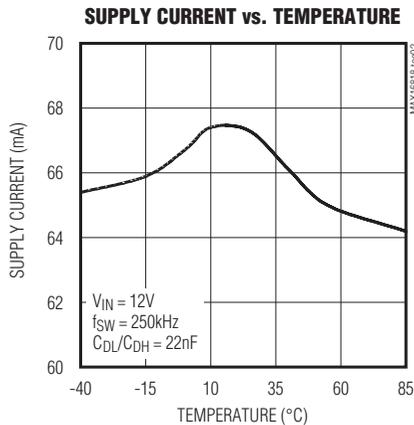
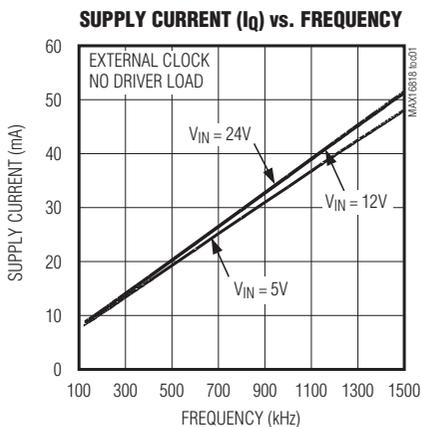
Note 2: Does not include an error due to finite error amplifier gain. See the *Voltage-Error Amplifier (EAOUT)* section.

高速LED電流パルス制御 1.5MHz、30A高効率LEDドライバ

MAX16818

標準動作特性

($T_A = +25^\circ\text{C}$, using Figure 5, unless otherwise noted.)

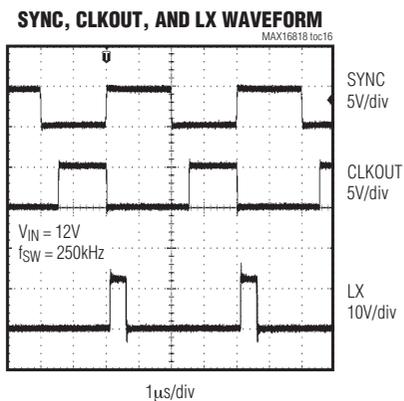
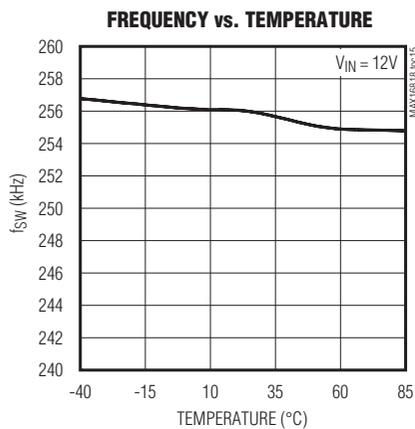
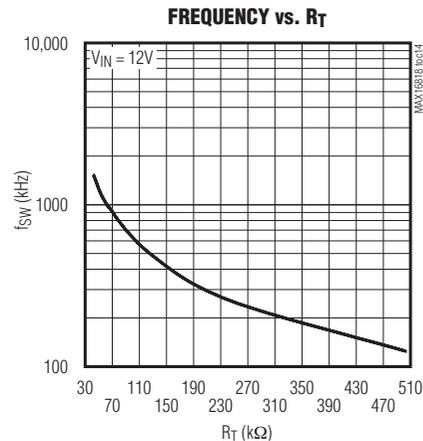
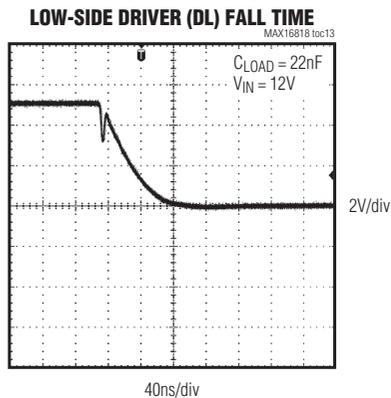
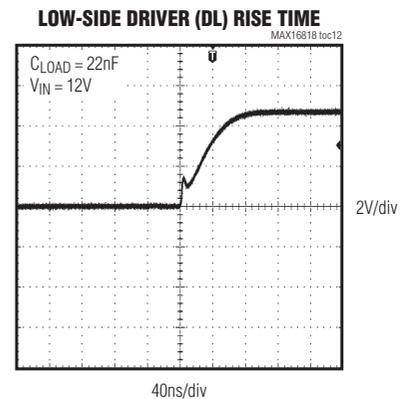
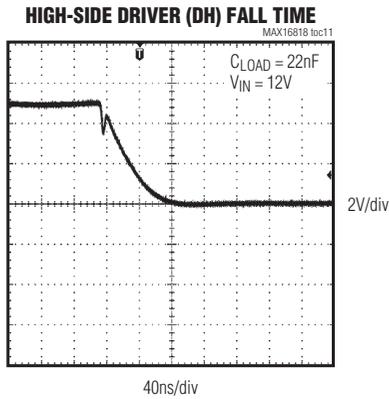
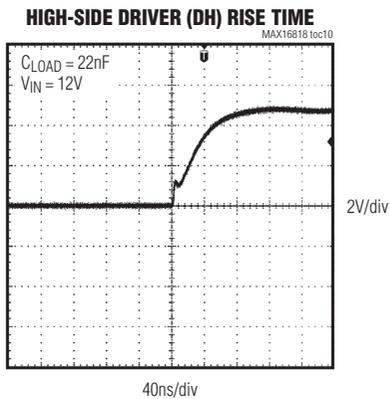


高速LED電流パルス制御 1.5MHz、30A高効率LEDドライバ

MAX16818

標準動作特性(続き)

($T_A = +25^\circ\text{C}$, using Figure 5, unless otherwise noted.)



高速LED電流パルス制御 1.5MHz、30A高効率LEDドライバ

MAX16818

端子説明

端子	名称	機能
1	PGND	電源グランド
2, 7	N.C.	接続なし。内部接続されていません。
3	DL	ローサイドゲートドライバ出力
4	BST	ブーストフライングコンデンサ接続部。ハイサイドMOSFETドライバ電源用の蓄積コンデンサを接続。BSTとLX間にセラミックコンデンサを接続してください。
5	LX	ハイサイドMOSFETのソース接続部
6	DH	ハイサイドゲートドライバ出力。ハイサイドMOSFETのゲートを駆動します。
8, 22, 25	SGND	信号グランド。内蔵制御回路のグランド接続部。SGNDとPGNDをICの近くの1点で相互に接続してください。
9	CLKOUT	発振器出力。CLKOUTの立上りエッジは、DHの立上りエッジから180°位相シフトしています。
10	PGOOD	パワーグッド出力
11	EN	出力イネーブル。通常動作の場合は、ハイに駆動するかまたは無接続のままにしてください。電源ドライバをシャットダウンするにはローに駆動してください。ENには内部で15μAのプルアップ電流が流れます。ヒカップモードのデューティサイクルを設定するには、ENとSGND間にコンデンサを接続してください。
12	RT/SYNC	スイッチング周波数設定およびチップイネーブル入力。内蔵発振器の周波数を設定するには、RT/SYNCとSGND間に抵抗を接続してください。スイッチング周波数を外部クロックと同期させるには、RT/SYNCを駆動してください。
13	V_IOUT	インダクタ電流に比例した電圧源出力。V_IOUTの電圧 = $135 \times I_{LED} \times R_S$ 。
14	LIM	電流制限設定入力。ヒカップ電流制限スレッシュホールドを設定するには、LIMとSGND間に抵抗を接続してください。短い出力過電流パルスを抑制するには、LIMとSGND間にコンデンサを接続してください。
15	OVI	過電圧保護。OVIをDIFFに接続してください。OVIが設定された出力電圧よりも12.7%以上高くなると、DHはローにラッチされてDLはハイにラッチされます。ラッチをリセットするには、ENをトグルするかまたは入力電源をオフ/オンしてください。
16	CLP	電流エラーアンプ出力。RC回路をグランドに接続して電流ループを補償してください。
17	EAOUT	電圧エラーアンプ出力。外部の補償回路に接続してください。
18	EAN	電圧エラーアンプの反転入力
19	DIFF	差動リモート検出アンプの出力。DIFFは、入力がSENSE+とSENSE-の高精度ユニティゲインアンプ出力です。
20	CSN	電流検出差動アンプの負入力。CSNとCSP間の差動電圧は、インダクタ電流を測定するために電流検出アンプ(利得 = 34.5)によって内部で増幅されます。

高速LED電流パルス制御 1.5MHz、30A高効率LEDドライバ

MAX16818

端子説明(続き)

端子	名称	機能
21	CSP	電流検出差動アンプの正入力。CSNとCSP間の差動電圧は、インダクタ電流を測定するために電流検出アンプ(利得 = 34.5)によって内部で増幅されます。
23	SENSE-	差動LED電流検出の負入力。SENSE-はLED電流の検出に使用されます。SENSE-をLED電流検出抵抗の負側に接続してください。
24	SENSE+	差動LED電流検出の正入力。SENSE+はLED電流の検出に使用されます。SENSE+をLED電流検出抵抗の正側に接続してください。
26	IN	電源電圧接続部。+5Vシステムの場合はINをV _{CC} に接続してください。
27	V _{CC}	内蔵の+5Vレギュレータ出力。V _{CC} はIN電圧から得られます。V _{CC} を4.7 μ Fと0.1 μ FのセラミックコンデンサでSGNDにバイパスしてください。
28	V _{DD}	ローサイドおよびハイサイドドライバ用電源電圧。内部回路からのドライバの大きなピーク電流を除去するために、0.1 μ Fと1 μ Fのセラミックコンデンサを並列にしてPGNDに接続し、また1 Ω の抵抗をV _{CC} に接続してください。
—	EP	エクスポーズドパッド。消費電力を改善するためにエクスポーズドパッドを銅パッド(SGND)に接続してください。

高速LED電流パルス制御 1.5MHz、30A高効率LEDドライバ

標準アプリケーション回路

MAX16818

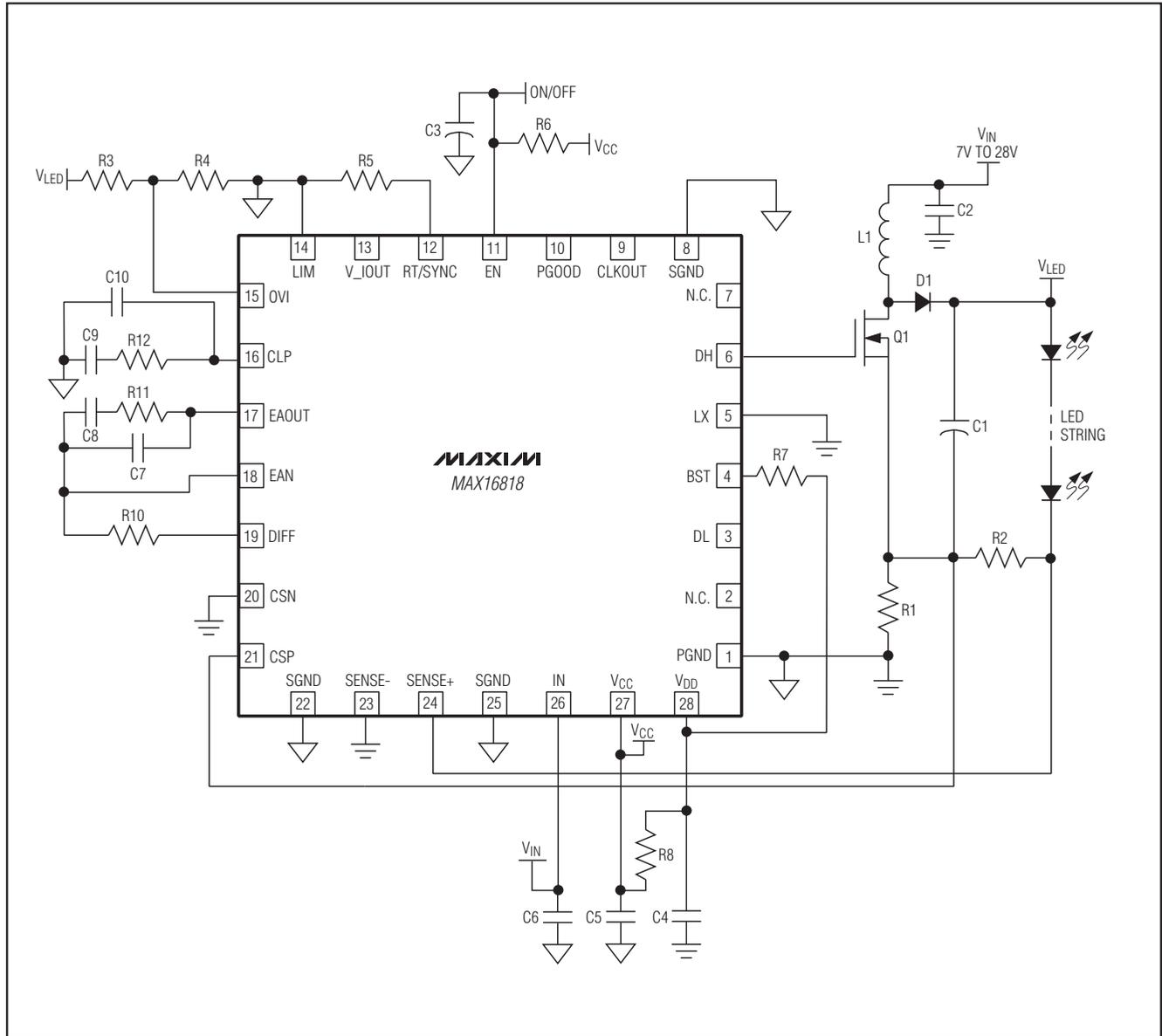


図1. ブーストLEDドライバ用の標準アプリケーション回路(非同期)

高速LED電流パルス制御 1.5MHz、30A高効率LEDドライバ

MAX16818

標準アプリケーション回路(続き)

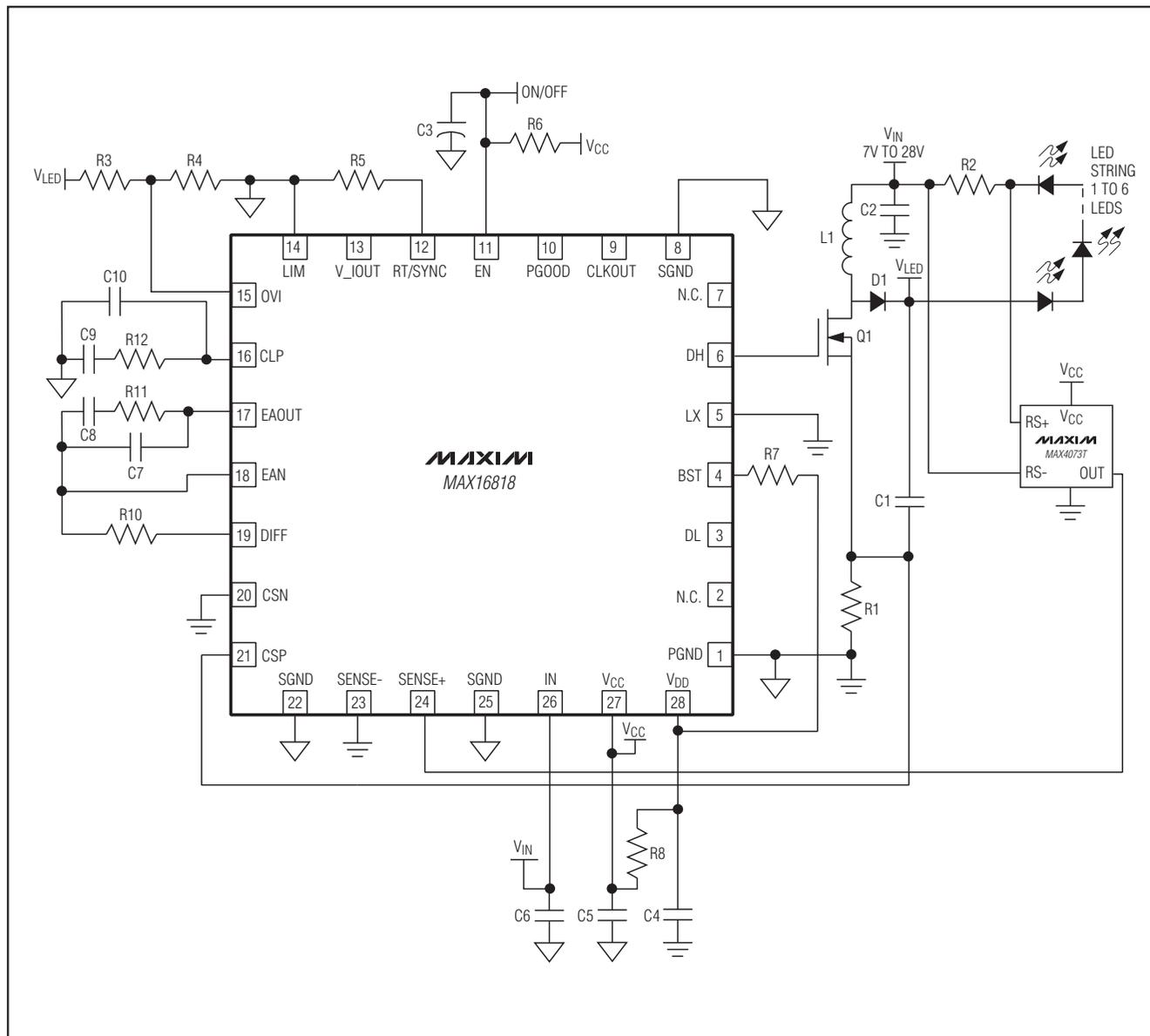


図2. 入力基準のバックブーストLEDドライバ用標準アプリケーション回路(入力：7V~28V、出力：1~6個の直列LED)

高速LED電流パルス制御 1.5MHz、30A高効率LEDドライバ

MAX16818

標準アプリケーション回路(続き)

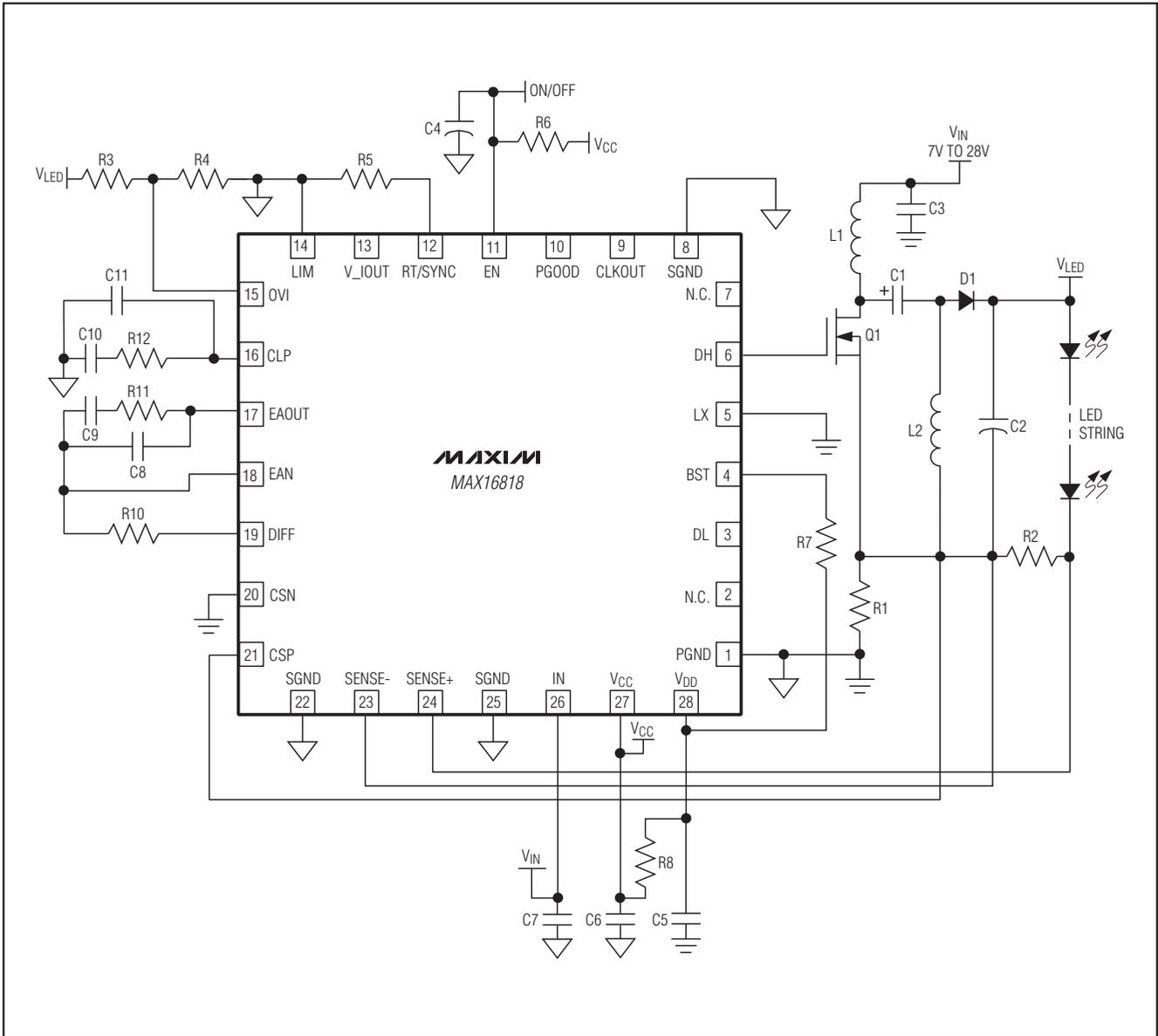


図3. SEPIC LEDドライバ用標準アプリケーション回路

高速LED電流パルス制御 1.5MHz、30A高効率LEDドライバ

MAX16818

標準アプリケーション回路(続き)

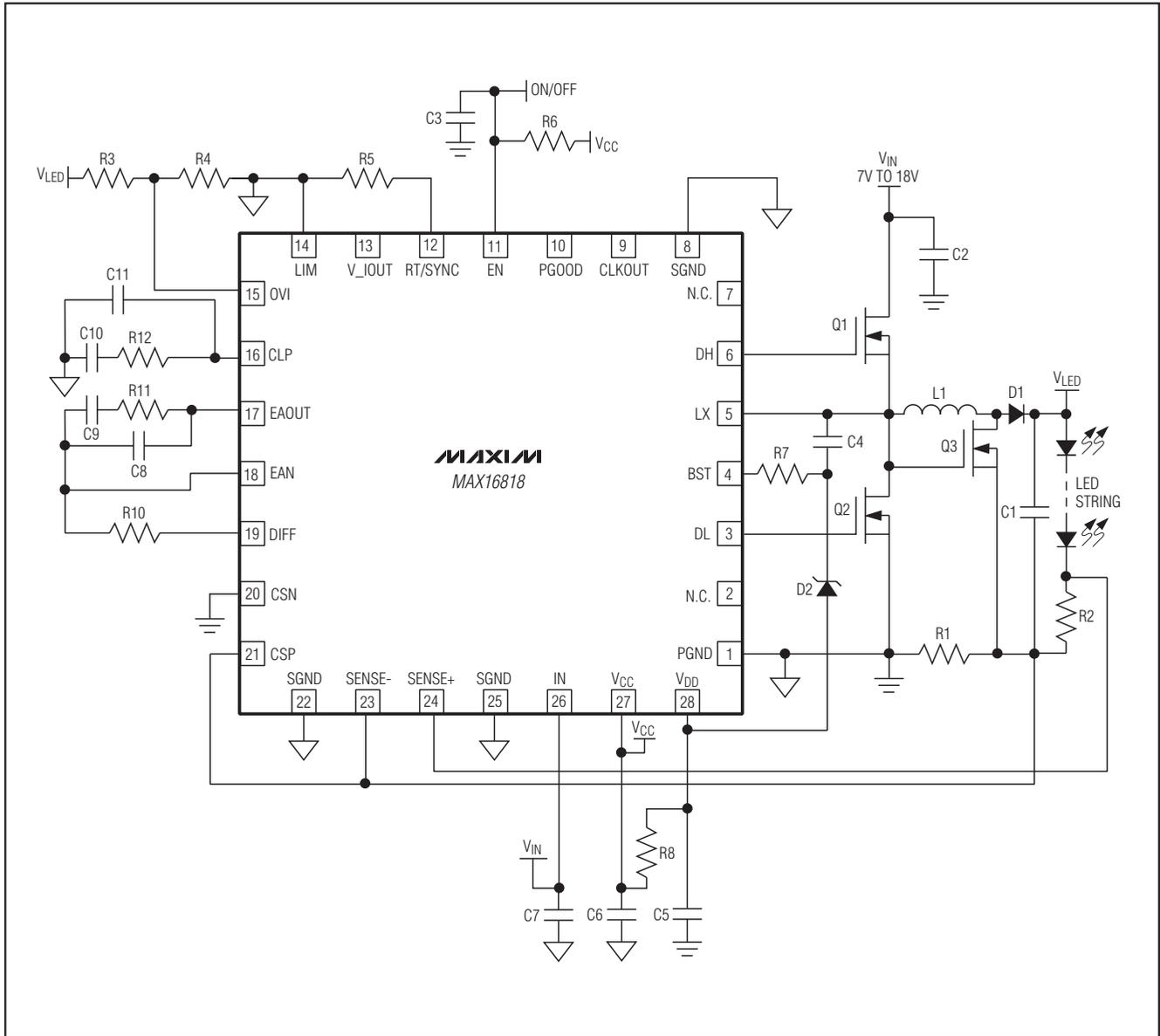


図4. グランド基準のバックブーストLEDドライバ用アプリケーション回路

高速LED電流パルス制御 1.5MHz、30A高効率LEDドライバ

MAX16818

標準アプリケーション回路(続き)

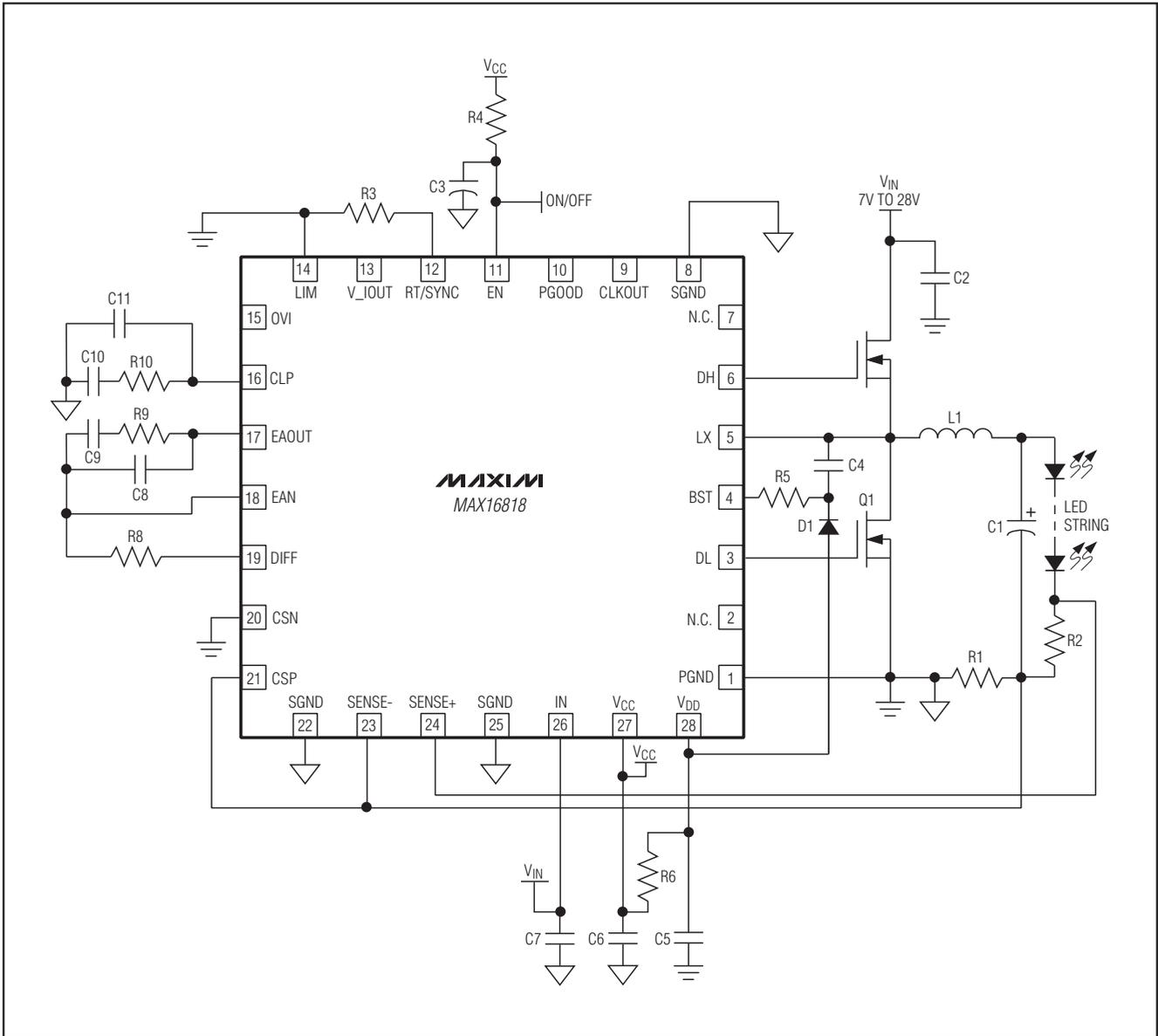


図5. バックLEDドライバ用アプリケーション回路

高速LED電流パルス制御 1.5MHz、30A高効率LEDドライバ

MAX16818

ファンクションダイアグラム

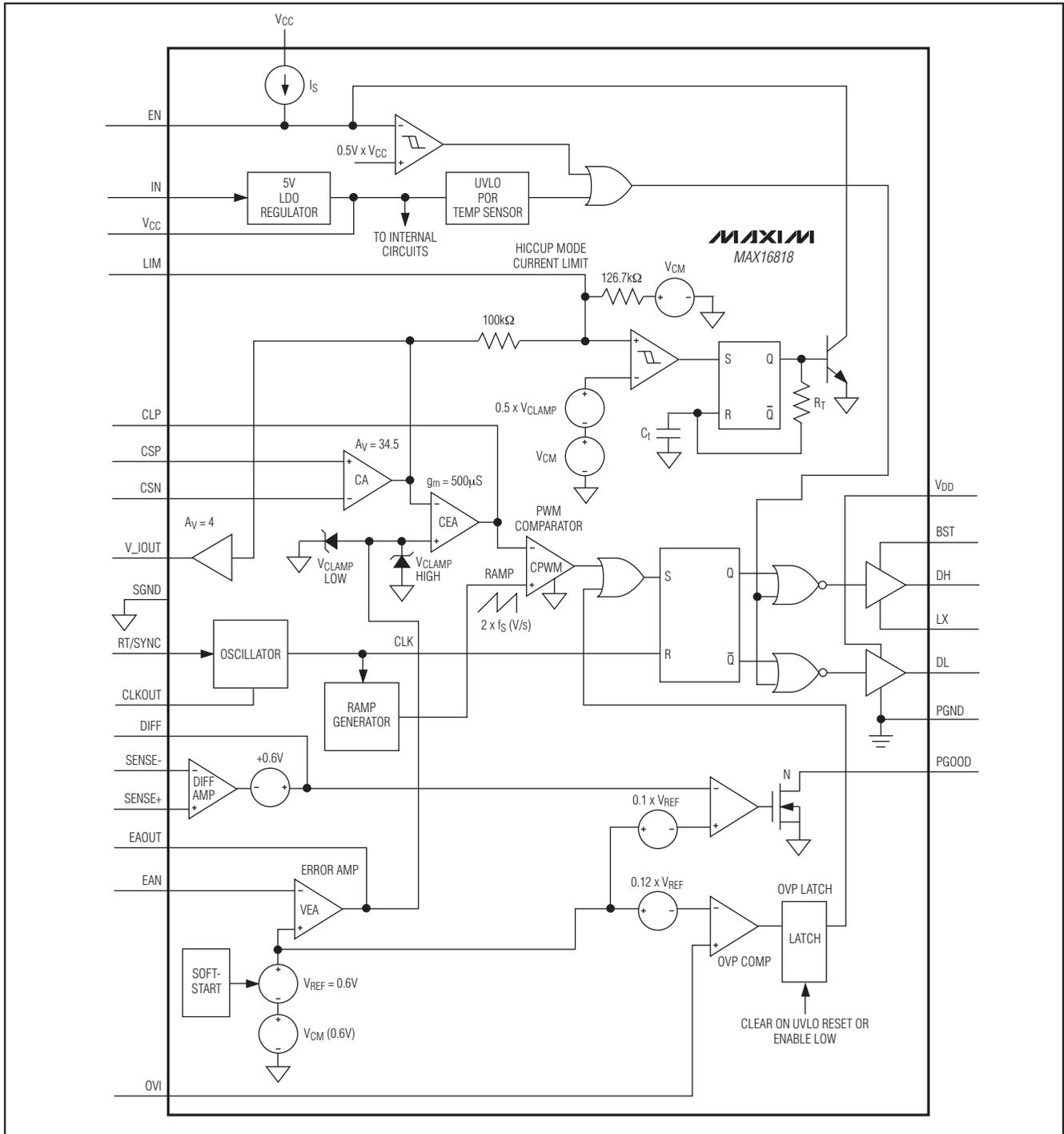


図6. MAX16818のファンクションダイアグラム

高速LED電流パルス制御 1.5MHz、30A高効率LEDドライバ

MAX16818

詳細

MAX16818は、ハイパワーの高輝度LED (HB LED)用の高性能平均電流モードPWMコントローラです。平均電流モード制御はHB LEDの駆動用として最適な方法です。この方法は、インダクタ電流を正確に制御することによって本質的に安定した動作を実現し、部品のデレーティングを軽減しサイズを小型化します。このデバイスは、最低限の外付け部品を用いて大電流(最大30A)で高効率を実現します。ハイサイドおよびローサイドのドライバは、小さいスイッチング損失で最大4Aをソースおよびシンクし、大きなゲート電荷のMOSFETを駆動します。MAX16818のCLKOUT出力は、ハイサイドドライバに対して180°逆位相になっています。CLKOUTは2番目のLEDドライバのMAX16818を逆位相で駆動して、入力コンデンサのリプル電流を抑制します。

MAX16818は、インダクタ電流を表す内側の平均電流ループと、LED電流を直接制御する外側の電圧ループの電圧エラーアンプ(VEA)とで構成されます。この2つのループの動作を組み合わせることによって、高精度にレギュレートされたLED電流が得られます。インダクタ電流は電流検出抵抗の両端間で検出されます。差動アンプはLEDと直列の検出抵抗によってLED電流を検出し、得られた検出電圧はエラーアンプ入力に内部の0.6Vリファレンスと比較されます。MAX16818はLED電流を1%以内の精度で調整し、HB LEDの放射された光スペクトラムを維持します。

IN、V_{CC}およびV_{DD}

MAX16818は、4.75V~5.5Vまたは7V~28Vのいずれかの入力電圧範囲に対応します。すべての内部制御回路は、内部でレギュレートされた5Vの公称電圧(V_{CC})で動作します。7V以上の入力電圧では、内部のV_{CC}レギュレータがこの電圧を5Vにステップダウンします。V_{CC}の出力電圧は、最大60mAを供給可能なレギュレートされた5Vです。高周波ノイズを除去して動作を安定化するために、V_{CC}を4.7μFと0.1μFの低ESRセラミックコンデンサでSGNDにバイパスしてください。

MAX16818はV_{DD}を使用してローサイドおよびハイサイドドライバに給電します。1Ωの抵抗でV_{DD}をV_{CC}から分離し、0.1μFのコンデンサと1μFのコンデンサを並列接続してグラウンドにバイパスし、ドライバが発生する大電流ノイズスパイクが内部回路に悪影響を与えないようにしてください。

TQFNは放熱特性を高めたパッケージで、最大2.7Wを消費することができます。このハイパワーパッケージでは、高周波で大電流のコンバータを12Vバスまたは24Vバスから動作させることができます。MAX16818の消費電力は、入力電圧とV_{CC}レギュレータの全出力電流(I_{CC})の積として計算してください。I_{CC}には自己消費電流(I_Q)とゲート駆動電流(I_{DD})が含まれています。

$$P_D = V_{IN} \times I_{CC}$$
$$I_{CC} = I_Q + [f_{sw} \times (Q_{G1} + Q_{G2})]$$

ここで、Q_{G1}とQ_{G2}はV_{GATE} = 5Vにおけるローサイドおよびハイサイドの外付けMOSFETの全ゲート電荷で、I_Qは3.5mA (typ)、f_{sw}はコンバータのスイッチング周波数です。

低電圧ロックアウト(UVLO)

MAX16818は、ヒステリシス付きの低電圧ロックアウトおよびコンバータのターンオン用のパワーオンリセット回路を内蔵しています。UVLOの立上りスレッシュホールドは、200mVのヒステリシス付きで4.35Vに内部設定されています。UVLOのヒステリシスは起動時のチャタリングを排除します。

発振器を含む内部回路の多くは、入力電圧が4Vに達するとオンになります。入力電圧がUVLOスレッシュホールドに達するまでは、MAX16818には最大3.5mAの電流が流れます。

ソフトスタート

MAX16818は、出力電流を単調なグリッチフリーの立上りとするためのデジタルソフトスタートを内蔵しています。ソフトスタートは5ビットカウンタと5ビットDACを使用して、エラーアンプの主入力の立上りを段階的に制御することによって実現します。ソフトスタートDACは、0~0.7Vの直線状のランプを発生します。この電圧は、エラーアンプの3番目(非反転)の入力に印加されます。ソフトスタート電圧がリファレンス電圧よりも低い間、システムはこの低い方のリファレンス値に追従します。ソフトスタートDAC出力が0.6Vに達するとリファレンスに取って変わり、リファレンス電圧に干渉しないという仮定でDAC出力は0.7Vまで上昇し続けます。

内蔵発振器

内蔵発振器は、R_Tの逆数に比例した周波数のクロックを発生します。発振器の周波数は、RT/SYNCとSGND間に接続された1つの抵抗を使用して、8%以上の精度で125kHz~1.5MHzに調整することができます。この周波数精度によって、インダクタやコンデンサなどの受動フィルタ部品の過剰な設計、サイズ、およびコストの問題をなくすることができます。次式を使って発振器の周波数を計算してください。

120kΩ ≤ R_T ≤ 500kΩでは、

$$R_T = \frac{6.25 \times 10^{10}}{f_{sw}}$$

40kΩ ≤ R_T ≤ 120kΩでは、

$$R_T = \frac{6.40 \times 10^{10}}{f_{sw}}$$

高速LED電流パルス制御 1.5MHz、30A高効率LEDドライバ

MAX16818

また、発振器は、PWMコンパレータ用の $2V_{p-p}$ の電圧ランプ信号および2番目のLEDレギュレータを逆位相で駆動するCLKOUT用の 180° 逆位相クロック信号を発生します。

同期

MAX16818は、外部クロックをRT/SYNCに接続することによって容易に同期させることができます。外部クロックが存在する場合、内蔵発振器はディセーブルされて外部クロックがデバイスの駆動に使用されます。外部クロックが取り除かれてから $32\mu s$ の間クロックの欠如が検出されると、回路は内蔵発振器によるスイッチングを開始します。RT/SYNCを最低 $50\mu s$ の間グランドに駆動するとコンバータがディセーブルされます。MAX16818を外部システムクロックと同期させるためには、オープンコレクタのトランジスタを使用してください。

制御ループ

MAX16818は、平均電流モードの制御方式を使用して出力電流をレギュレートします(図7)。主制御ループは、インダクタ電流制御用の内側電流ループとLED電流レギュレート用の外側電流ループで構成されます。内側の電流ループはインダクタポールを吸収し、外側の電流ループの次数をシングルポールシステムの次数に落とします。この電流ループは、電流検出抵抗(R_S)、電流検出

アンプ(CA)、電流エラーアンプ(CEA)、搬送波ランプを供給する発振器、およびPWMコンパレータ(CPWM)で構成されます(図7)。高精度のCAは R_S 両端間の検出電圧を34.5倍に増幅します。CEAへの反転入力にはCA出力を検出します。CEA出力は、電圧エラーアンプ出力(EAOUT)とCAで増幅された電圧との差です。CLPに接続されたRC補償回路は、CEAに対して外部からの周波数補償を行います。各クロックサイクルの開始によってハイサイドドライバがイネーブルされ、PWMのオンサイクルが開始されます。コンパレータCPWMはCEAの出力電圧を発振器の $0V\sim 2V$ のランプと比較します。ランプ電圧がエラー電圧を超えるとPWMオンサイクルは終了します。外側のLED電流ループの補償はトポロジに応じて変わります。

MAX16818の外側のLED電流制御ループは、差動アンプ(DIFF AMP)、リファレンス電圧およびVEAで構成されます。ユニティゲインの差動アンプは、LED電流の設定抵抗 R_{LS} 両端間電圧の完全差動リモート検出を行います。差動アンプ出力はVEAの反転入力(EAN)に接続されています。DIFF AMPはバイパスされて、反転入力には直接フィードバック用の端子で得られます。VEAの非反転入力は、 $0.6V$ に設定された内蔵の高精度リファレンス電圧に内部で接続されています。VEAは内側の電流ループを制御します(図6)。フィードバック回路は、EAOUT端子とEAIN端子を使用して外側のループを補償します。

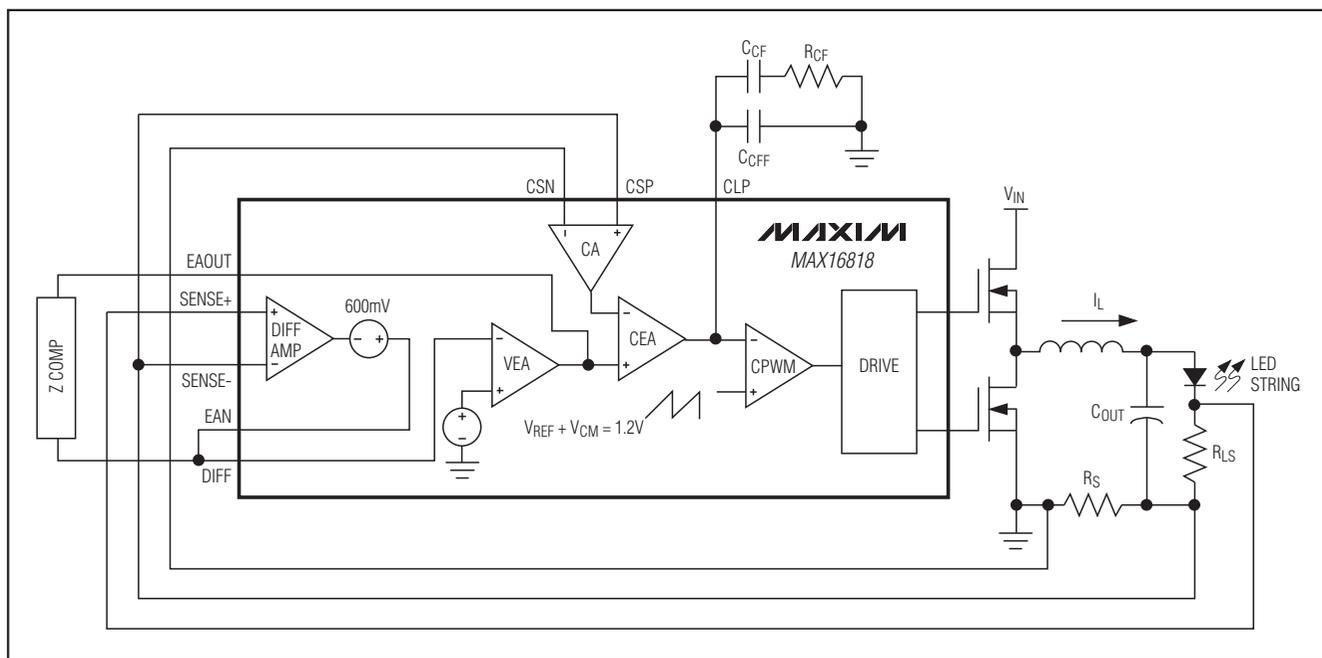


図7. MAX16818の制御ループ

高速LED電流パルス制御 1.5MHz、30A高効率LEDドライバ

MAX16818

インダクタ電流検出アンプ

差動電流検出アンプ(CA)のDC利得は34.5です。電流検出アンプの最大入力オフセット電圧は1mVで、コモンモード電圧範囲は0~5.5V (IN = 7V~28V)です。電流検出アンプは、電流検出抵抗両端間の電圧を検出します。V_{IN} = 5Vの場合の最大コモンモード電圧は3.6Vです。

インダクタのピーク電流コンパレータ

ピーク電流コンパレータは、インダクタの動作不良など、極端な障害状態における高速のサイクルごとの電流制限経路を提供します(図8)。さらに、26.9mVの平均電流制限スレッショルドは、短絡状態における出力電流を制限することに注意してください。インダクタの飽和を防ぐために、平均電流制限値よりも大きい飽和電流仕様のインダクタを選んでください。適切なインダクタを選択することで、インダクタの巻線短絡の場合など、極端な状態でのみピーク電流コンパレータがトリップするようにすることができます。ピーク電流の制限値をトリガする60mVのスレッショルドは、フルスケールの平均電流制限電圧スレッショルドの2倍です。ピーク電流コンパレータの遅延はわずか260nsです。

電流エラーアンプ(インダクタ電流の場合)

MAX16818は、g_mが550μS (typ)で出力のシンクおよびソース電流能力が320μAのトランスコンダクタンス電流エラーアンプ(CEA)を備えています。電流エラーアンプ出力のCLPは、PWMコンパレータへの反転入力に供給されます。内側の電流ループに対する周波数補償を行うために、外部からCLPにアクセスすることができます(図7)。PWMコンパレータの反転入力に対して正のスロープになるインダクタ電流の負のスロープが、内部で発生される電圧ランプのスロープよりも小さくなるようにCEAを補償してください(「補償」の項参照)。

PWMコンパレータとR-Sフリップフロップ

PWMコンパレータ(CPWM)は、電流エラーアンプの出力を2V_{p,p}のランプと比較することによって、各サイクルのデューティサイクルを設定します。各クロックサイクルの開始でR-Sフリップフロップがリセットされ、ハイサイドドライバ(DH)がハイになります。ランプ電圧がCLP電圧を超えると直ちにコンパレータはフリップフロップをセットするため、オンサイクルが終了します(図8)。

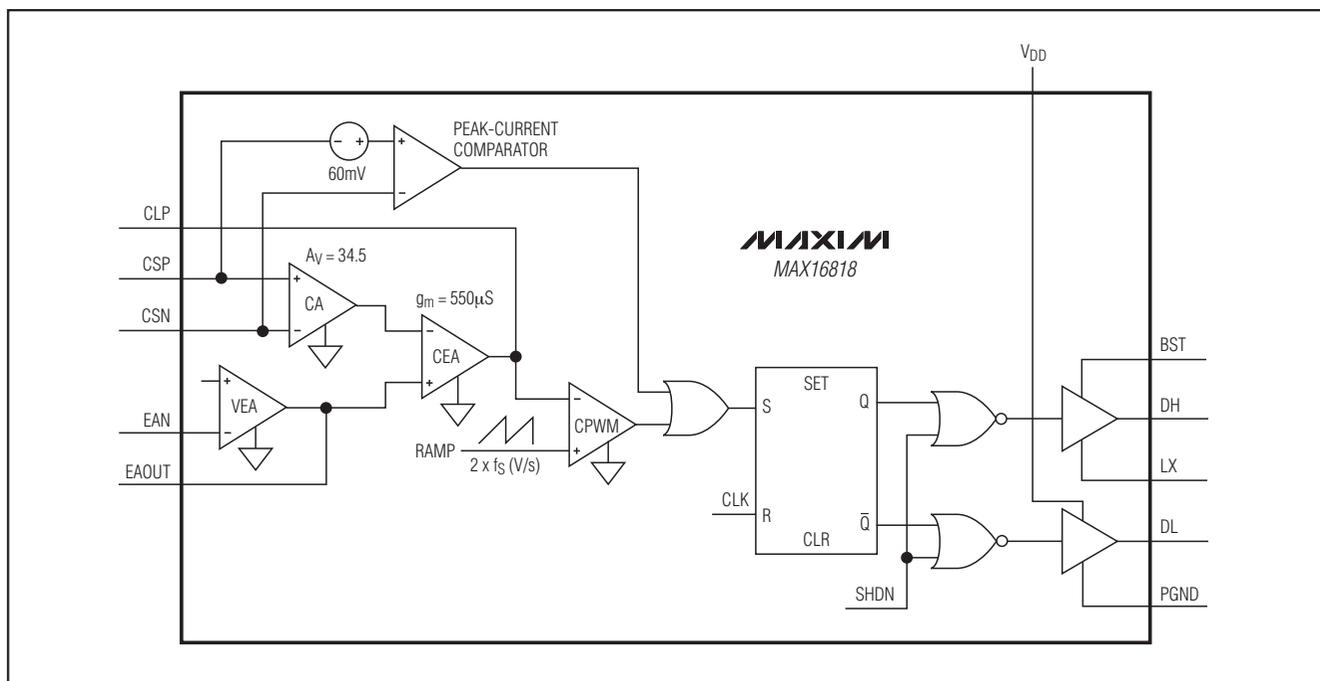


図8. MAX16818の位相回路

高速LED電流パルス制御 1.5MHz、30A高効率LEDドライバ

MAX16818

差動アンプ

DIFF AMPによって負荷端でのリモート検出が容易になります(図7)。これは、完全差動LED電流(R_{LS} の検出抵抗を流れる)検出を行い、大電流のグランド経路に起因するコモンモード電圧エラーを除去します。VEAは、差動アンプ出力(DIFF)と所望のLED電流検出電圧の差を出力します。差動アンプの帯域幅は3MHzです。SENSE+とSENSE-間の差は0.6Vにレギュレートされます。SENSE+をLED電流検出抵抗の正側に接続し、SENSE-をLED電流検出抵抗の負側(PGNDの場合が多い)に接続してください。

MOSFETゲートドライバ(DH、DL)

ハイサイド(DH)およびローサイド(DL)ドライバは、外付けのnチャネルMOSFETの各ゲートを駆動します(図1~5)。ドライバの4Aピークのシンクおよびソース電流能力によって、スイッチングMOSFETを速い立上りおよび立下り時間にするための十分な駆動が行われます。立上りおよび立下り時間を速くすると交差伝導損失が減少します。物理的な現実として、MOSFETのきわめて小さいゲート電荷と $R_{DS(ON)}$ 抵抗は一般に相容れません。 $R_{DS(ON)}$ が非常に小さいMOSFETはゲート電荷が大きく、この逆の場合も真です。ハイサイドのMOSFET(Q1)の選定は、これら2つの特性のトレードオフとなります。入力電圧が出力電圧よりもはるかに大きいアプリケーションではデューティサイクルが小さくなり、伝導損失がスイッチング損失ほど重要ではなくなります。この場合、非常に小さいゲート電荷と適度な $R_{DS(ON)}$ を持つMOSFETを選択してください。逆に、出力電圧が入力電圧に近いアプリケーションでは、デューティサイクルが50%よりも非常に大きくなり、 $R_{DS(ON)}$ 損失はスイッチング損失と少なくとも同じか、またはそれ以上に重要になります。この場合、非常に小さい $R_{DS(ON)}$ と適度なゲート電荷のMOSFETを選択してください。最後に、デューティサイクルが50%に近いアプリケーションではこの2つの損失成分がほぼ等しくなり、適度なゲート電荷と $R_{DS(ON)}$ を持った釣合いの取れたMOSFETが最適な動作をします。

バックトポロジでは、通常、ローサイドMOSFET(Q2)はゼロ電圧スイッチングモードで動作するため、スイッチング損失がありません。非常に小さい $R_{DS(ON)}$ と適度なゲート電荷のMOSFETを選択してください。

過負荷状態でのピーク電流とRMS電流を流すことができるようにハイサイドとローサイドの両MOSFETのサイズを決めてください。また、ドライバブロックは、遷移中の貫通電流を防止するために、適応型の非重複時間を提供するロジック回路を内蔵しています。ハイサイドとローサイドのMOSFET間の標準的な非重複時間は35nsです。

BST

MAX16818は、 V_{DD} を使用してローサイドとハイサイドのMOSFETドライバに給電します。ハイサイドドライバはその電源をブートストラップコンデンサから得て、 V_{DD} が内部でローサイドドライバに給電します。BSTとLX間に0.47 μ Fの低ESRセラミックコンデンサを接続してください。BSTと V_{DD} 間にはショットキ整流器を接続してください。PCB上のブートストラップコンデンサ、整流器、およびICによって形成されるループを小さくしてください。

保護

MAX16818は出力過電圧保護(OVP)を内蔵しています。負荷がハイインピーダンス(オープン)になった場合の障害状態の間、コントローラはLED電流を維持しようとします。OVP電圧がスレッシュホルドを超えるとOVPがMAX16818をディセーブルして、外部回路を望ましくない電圧から保護します。

電流制限

VEA出力は、コモンモード電圧(V_{CM})に対して930mVにクランプされます。平均電流モード制御は、障害状態の間にコンバータによって供給される平均電流を制限する能力を備えています。障害状態が発生すると、VEA出力はコモンモード電圧(0.6V)に対して930mVにクランプされ、コンバータによって供給される最大電流を $I_{LIMIT} = 26.9\text{mV}/R_S$ に制限します。ヒカップ電流制限値は平均電流制限値に優先します。MAX16818はヒカップ電流制限保護を備えており、障害状態における消費電力を抑制します。ヒカップ電流制限回路は、インダクタの電流情報を電流アンプの出力から得ます。この信号は $V_{CLAMP(EA)}$ の1/2と比較されます。抵抗がLIM端子とグランド間に接続されていない場合、ヒカップ電流の制限値は全負荷平均電流制限値の90%に設定されます。ヒカップ電流の制限値を全負荷平均制限値の90%から100%に増やすには、 R_{EXT} を使用してください。ヒカップ電流の制限値は、LIMをSGNDに接続することによってディセーブルすることができます。この場合、回路は過負荷状態の間は平均電流制限動作に従います。

過電圧保護

OVPコンパレータは、OVI入力を過電圧スレッシュホルドと比較します。検出された過電圧事象はコンパレータ出力をラッチし、電力段をOVP状態に強制します。OVP状態ではハイサイドMOSFETがオフになり、ローサイドMOSFETがオンにラッチされます。OVIを V_{LED} とSGND間に接続する抵抗分圧器の中間端子に接続してください。この場合、中間端子は1.276Vと比較されます。RCの遅延を加えて過電圧回路の感度を下げ、コンバータの厄介な動作を防止してください。OVIをSGNDに接続すると過電圧機能がディセーブルされます。

高速LED電流パルス制御 1.5MHz、30A高効率LEDドライバ

MAX16818

アプリケーション情報

アプリケーション回路の説明

この項では、「簡略図」と図1~5のアプリケーション回路に関して少し詳しく説明します。ここではトポロジと基本的な属性についても説明します。

高周波のLED電流パルサ

「簡略図」は、LEDに高周波の大電流パルスを供給しているMAX16818を示しています。この構成ではインダクタが常に負荷に接続される(他のすべてのトポロジでは、インダクタが負荷から切断される時間が存在する)ため、基本的なトポロジはバックでなければなりません。この設計では、インダクタを大きくしてリップル電流を最小にするため、出力コンデンサを非常に小さくする(0.01 μ F)ことができます。MOSFETのQ3がオンになると、Q3はLED周辺の電流を非常に高速で逃します。Q3は出力コンデンサも放電しますが、コンデンサが非常に小さいためにMOSFETにストレスを与えません。抵抗R1はLED/Q3の電流を検出し、Q3がLED両端間を短絡したことによる影響はありません。この設計は、高周波においてインダクタ電流を実際に変えないで、LEDの電流が非常に短期間にゼロから最大まで変化する点が優れています。この方法では効率が非常に高くなります。Q3は、最大のデューティサイクルでその $R_{DS(ON)}$ に供給されたLED電流を消費することができる必要があります。回路が非常に大きい電流を制御する必要がある場合は、複数のMOSFETを並列にして使用してください。LEDがパルス電流で動作している間はPGOODがローになります。

ブーストLEDドライバ

図1では、外付け部品によってMAX16818がブーストコンバータとして構成されています。この回路では、オンタイム中に入力電圧がインダクタに印加され、その後、オフタイム中に入力コンデンサと直列のインダクタが出力コンデンサを充電します。入力電圧とインダクタは直列に接続されているため、出力電圧が入力電圧よりも低くなることは決してありません。この設計は非同期であり、電流検出抵抗はグラウンドに接続されるため、部品の定格が適切に定められている限り、電源をどのような出力電圧(入力よりも高い)にもすることができます。また、R2は、MAX16818がLED電流をレギュレートするために使用する検出電圧を提供します。

入力基準のLEDドライバ

図2の回路は、ステップアップ/ステップダウンレギュレータを示しています。これは、インダクタが入力に接続されMOSFETが実質的にグラウンドに接続される点で、図1のブーストコンバータに似ています。しかし、LED全体は、出力からグラウンドではなく出力から入力に接続

されています。このため、図1のレギュレータのブースト専用の制限が実質的に排除され、LED両端間の電圧を入力電圧より高くすることも低くすることもできます。LED電流検出はグラウンド基準ではないため、ハイサイドの電流検出アンプが電流の測定に使用されます。

SEPIC LEDドライバ

図3は、SEPIC LEDドライバとして構成されたMAX16818を示しています。バックのトポロジでは出力電圧を入力電圧よりも低くする必要があり、ブーストのトポロジでは出力電圧を入力電圧よりも高くする必要がありますが、SEPICトポロジでは、出力電圧を入力電圧よりも高くも低くも、または入力電圧と等しくすることもできます。SEPICトポロジではC1両端間の電圧が入力電圧と同じで、L1とL2は同じインダクタンス値です。したがって、Q1が導通すると(オンタイム)、両インダクタが同じ速度で電流を増加させます。出力コンデンサはこの期間の出力電圧を供給します。オフタイム期間にL1電流はC1を再充電し、L2と結合してC2を再充電する電流と負荷電流を供給します。L1とL2両端間の電圧波形は全く同じであるため、両方のインダクタを同じコアに巻くことができます(結合インダクタ)。L1とL2の電圧は同じですが、RMS電流は完全に異なるものにすることができるため、巻線には異なった口径のワイヤを使用することができます。2つのインダクタおよび分割されたエネルギー伝達のため、SEPICコンバータの効率は標準のバックやブーストよりもやや低くなります。ブーストドライバの場合のように電流検出抵抗がグラウンドに接続されるため、LEDドライバの出力電圧をMAX16818の定格最大電圧よりも高くすることができます。

グラウンド基準のバック/ブーストLEDドライバ

図4はバック/ブーストトポロジを示しています。この回路のオンタイム期間に、電流は入力コンデンサからQ1、L1およびQ3を通して入力コンデンサに戻ります。オフタイム期間に、電流はQ2、L1、D1を通して出力コンデンサC1に流れます。このトポロジは、オンタイム中インダクタが入力とグラウンド間にある点でブーストと似ています。しかし、オフタイム期間にインダクタはグラウンドと出力コンデンサの間にあるため(ブーストトポロジのように入力コンデンサと出力コンデンサの間ではなく)、出力電圧を入力電圧よりも低い電圧、高い電圧、または入力電圧に等しい電圧とすることができます。SEPICトポロジと比較すると、バック/ブーストは2つのインダクタも直列コンデンサも必要としませんが、2つのMOSFETの追加が必要になります。

同期整流付きのバックドライバ

図5では、入力電圧を7V~28Vにすることができ、電流検出抵抗はグラウンドを基準としているため、出力電圧

高速LED電流パルス制御 1.5MHz、30A高効率LEDドライバ

MAX16818

を入力と同等に高くすることができます。特に入力電圧がLED列の電圧に比べて大きい場合は、同期MOSFETの消費電力が最小に保たれます。リップル電流を検出することができるように、電流検出抵抗R1をLCループ内に入れておくことが重要です。LED電流をレギュレートするために、R2が電圧を発生させて差動アンプが0.6Vと比較します。R2での消費電力が問題となる場合は非反転アンプを追加し、検出抵抗の値をそれに対応して小さくしてください。

インダクタの選択

スイッチング周波数、ピークインダクタ電流および出力での許容リップルによって、インダクタの値とサイズが決定されます。高いスイッチング周波数を選択するとインダクタンスが小さくて済みますが、効率の低下を招きます。スイッチングMOSFETのゲートおよびドレインの静電容量の充電/放電サイクルによってスイッチング損失が生じます。スイッチング損失は入力電圧の二乗に比例するため、高い入力電圧で事態が悪化します。MAX16818は最高1.5MHzまで動作しますが、 $V_{IN} > +12V$ では低いスイッチング周波数を使用してスイッチング損失を制限してください。

以下の説明はバックまたは連続ブーストモードトポロジに関するものです。不連続ブースト、バックブーストおよびSEPICの各トポロジでは、部品の選択が全く異なります。

次式を使って最小インダクタンス値を決定してください。バックレギュレータの場合は、

$$L_{MIN} = \frac{(V_{INMAX} - V_{LED}) \times V_{LED}}{V_{INMAX} \times f_{SW} \times \Delta I_L}$$

ブーストレギュレータの場合は、

$$L_{MIN} = \frac{(V_{LED} - V_{INMAX}) \times V_{INMAX}}{V_{LED} \times f_{SW} \times \Delta I_L}$$

ここで、 V_{LED} はLED列両端間の全電圧です。まず概算として、出力電流のほぼ40%に等しいリップル電流 ΔI_L を選んでください。大きなリップル電流を許容する場合は小さいインダクタで済みますが、電圧リップルを所定値に抑える必要がある場合は出力容量を増やします。逆に、リップル電流を小さくするとインダクタンスの値は増加しますが、出力コンデンサのサイズを小さくすることができます。基準となるインダクタンスと容量の値を選択した後は、このトレードオフは変更が可能です。各メーカーが提供している標準の表面実装インダクタシリーズのインダクタを選択してください。

たとえば、バックレギュレータと2つの直列LEDの場合、 $V_{IN(MAX)} = 13.2V$ 、 $V_{LED} = 7.8V$ 、 $\Delta I_L = 400mA$ 、および $f_{SW} = 330kHz$ として次の式で最小インダクタンスを計算してください。

バックレギュレータの場合は、

$$L_{MIN} = \frac{(13.2 - 7.8) \times 7.8}{13.2 \times 330k \times 0.4} = 24.2\mu H$$

4つ直列のLEDのブーストレギュレータの場合、 $V_{IN(MAX)} = 13.2V$ 、 $V_{LED} = 15.6V$ 、 $\Delta I_L = 400mA$ 、および $f_{SW} = 330kHz$ として次の式で最小インダクタンスを計算してください。

ブーストレギュレータの場合は、

$$L_{MIN} = \frac{(15.6 - 13.2) \times 13.2}{15.6 \times 330k \times 0.4} = 15.3\mu H$$

MAX16818の平均電流モード制御機能は、最大ピークインダクタ電流を制限してインダクタの飽和を防止します。飽和電流がワーストケースのピークインダクタ電流よりも大きいインダクタを選んでください。次式を使ってワーストケースのインダクタ電流を決定してください。

$$I_{LPEAK} = \frac{V_{CL}}{R_S} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

ここで、 R_S はインダクタ検出抵抗で、 $V_{CL} = 0.0282V$ です。

スイッチングMOSFET

電圧レギュレータ用のMOSFETを選ぶ際は、全ゲート電荷、 $R_{DS(ON)}$ 、消費電力およびパッケージの熱インピーダンスを考慮してください。MOSFETのゲート電荷とオン抵抗の積は、小さい数字ほど良好な性能を表す性能指数です。高周波スイッチングアプリケーション用に最適化されたMOSFETを選択してください。

MAX16818のゲート駆動出力の平均電流は、DHとDLを駆動する全容量に比例します。MAX16818の電力消費は入力電圧と平均駆動電流に比例します。複数のドライバ出力を結合した場合に許容される最大の全ゲート電荷を決定するためには、「 I_{IN} 、 V_{CC} および V_{DD} 」の項を参照してください。ゲート電荷とドレイン容量(CV^2)損失、有限の立上り/立下り時間による上側のMOSFETの交差伝導損失およびMOSFET $R_{DS(ON)}$ のRMS電流による I^2R 損失がMOSFET内の全損失となります。

高速LED電流パルス制御 1.5MHz、30A高効率LEDドライバ

MAX16818

バックレギュレータ

次式を使って、ハイサイドおよびローサイドMOSFETによって生じる電力損失($PD_{MOS_}$)を算定してください。

$$PD_{MOS-HI} = (Q_G \times V_{DD} \times f_{SW}) + \left(\frac{V_{IN} \times I_{OUT} \times (t_R + t_F) \times f_{SW}}{2} \right) + (R_{DS(ON)} \times I_{RMS-HI}^2)$$

ここで、 Q_G 、 $R_{DS(ON)}$ 、 t_R および t_F は、それぞれ上側のスイッチングMOSFETの全ゲート電荷、最高動作温度におけるオン抵抗、立上り時間および立下り時間です。

$$I_{RMS-HI} = \sqrt{(I_{VALLEY}^2 + I_{PK}^2 + I_{VALLEY} \times I_{PK}) \times \frac{D}{3}}$$

バックレギュレータでは、 $D = V_{LED}/V_{IN}$ 、 $I_{VALLEY} = (I_{OUT} - \Delta I_L/2)$ および $I_{PK} = (I_{OUT} + \Delta I_L/2)$ です。

$$PD_{MOS-LO} = (Q_G \times V_{DD} \times f_{SW}) + (R_{DS(ON)} \times I_{RMS-LO}^2)$$
$$I_{RMS-LO} = \sqrt{(I_{VALLEY}^2 + I_{PK}^2 + I_{VALLEY} \times I_{PK}) \times \frac{(1-D)}{3}}$$

たとえば、「アプリケーション情報」の項の $V_{OUT} = 7.8V$ での標準仕様から、ハイサイドとローサイドのMOSFETのRMS電流は、1Aのバックレギュレータの場合、それぞれ0.77Aと0.63Aです。MOSFETパッケージの熱インピーダンスによって、ジャンクション温度が絶対最大定格よりも少なくとも+25°C低く保たれるようにしてください。次式を使って最大ジャンクション温度を計算してください： $T_J = (PD_{MOS} \times \theta_{JA}) + T_A$ 、ここで、 θ_{JA} と T_A は、それぞれジャンクションと周囲間の熱インピーダンスおよび周囲温度です。

V_{IN} からPGNDへの貫通がないようにするために、MAX16818は35nsの非重複時間を生成します。この期間中は、ハイサイドMOSFETもローサイドMOSFETも導通しておらず、出力インダクタは電流を流し続ける必要があるため、ローサイドMOSFET固有のボディダイオードが導通経路になります。このダイオードの順方向電圧はかなり大きいため、順方向電圧の小さいショットキーダイオード(ローサイドMOSFETと並列)にMOSFETボディダイオードの電流を迂回させると、効率が改善されます。

ブーストレギュレータ

次式を使って、MOSFETによって生じる電力損失($PD_{MOS_}$)を算定してください。

$$PD_{FET} = (Q_G \times V_{DD} \times f_{SW}) + \left(\frac{V_{IN} \times I_{OUT} \times (t_R + t_F) \times f_{SW}}{2} \right) + (R_{DS(ON)} \times I_{RMS-HI}^2)$$
$$I_{RMS-HI} = \sqrt{(I_{VALLEY}^2 + I_{PK}^2 + I_{VALLEY} \times I_{PK}) \times \frac{D}{3}}$$

連続モードのブーストレギュレータでは、 $D = V_{LED}/(V_{IN} + V_{LED})$ 、 $I_{VALLEY} = (I_{OUT} - \Delta I_L/2)$ および $I_{PK} = (I_{OUT} + \Delta I_L/2)$ です。

MOSFET両端間の電圧は次式の通りです。

$$V_{MOSFET} = V_{LED} + V_F$$

ここで、 V_F はダイオードの最大順方向電圧です。

ブーストレギュレータの出力ダイオードは、LEDの直列電圧の V_{LED} を処理することができる定格である必要があります。また、このダイオードは高速逆リカバリ特性を備えており、かつLED電流に等しい平均順方向電流を処理する必要があります。

入力コンデンサ

バックレギュレータの設計では、バックコンバータの不連続の入力電流波形によって入力コンデンサに大きなリップル電流が流れます。スイッチング周波数、ピークインダクタ電流およびソース側に戻る許容ピークトゥピーク電圧リップルが必要な容量を決定します。スイッチング周波数を高くするか、または逆位相コンバータを並列接続すると、ピーク電流と平均電流の比が低下して、同じLED電流に対して必要な入力容量が小さくなります。入力リップルは、 ΔV_Q (コンデンサの放電によって生じる)と ΔV_{ESR} (コンデンサのESRによって生じる)から成ります。大リップル電流対応の低ESRセラミックコンデンサを入力に使用してください。ESRとコンデンサの放電からの寄与をそれぞれ30%と70%に等しいと見積もってください。次式を使って、この指定されたリップルに必要な入力容量とESRを計算してください。

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

高速LED電流パルス制御 1.5MHz、30A高効率LEDドライバ

MAX16818

バックレギュレータの場合は、

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

ここで、 I_{OUT} はコンバータの出力電流です。たとえば、 $V_{IN} = 13.2V$ 、 $V_{LED} = 7.8V$ 、 $I_{OUT} = 1A$ 、 $\Delta I_L = 0.4A$ および $f_{SW} = 330kHz$ の場合、ESRと入力容量が100mV以下の入力ピークトゥピークのリップルに対して計算され、ESRと容量の値はそれぞれ25mΩと10μFになります。

ブーストレギュレータの設計の場合、入力コンデンサの電流波形はインダクタと振幅が ΔI_L の三角波によって決まります。簡単にするために、電流波形は三角波の1/2の振幅を持った方形波で近似することができます。次式を使って、指定されたリップルに必要な入力容量とESRを計算してください。

$$ESR_{IN} = \frac{\Delta V_{ESR}}{\Delta I_L}$$

ブーストレギュレータの場合は、

$$C_{IN} = \frac{\frac{\Delta I_L}{2} \times D}{\Delta V_Q \times f_{SW}}$$

ブーストレギュレータの場合のデューティサイクルDは、 $(V_{OUT} - V_{IN})/V_{OUT}$ に等しくなります。例として、 $V_{IN} = 13.2V$ 、 $V_{LED} = 15.6V$ 、 $I_{OUT} = 1A$ 、 $\Delta I_L = 0.4A$ および $f_{SW} = 330kHz$ の場合、ESRと入力容量が100mV以下の入力のピークトゥピークリップルに対して計算され、ESRと容量の値はそれぞれ250mΩと1μFになります。

出力コンデンサ

バックコンバータの場合、インダクタは必ず負荷に接続されるため、インダクタンスがリップル電流を制御します。出力コンデンサがこのリップル電流の一部を分流し、LED列が残りの電流を吸収します。コンデンサのリアクタンス(容量とESRを含む)およびLEDダイオード列のダイナミックインピーダンスが、LEDとコンデンサの間のリップル電流を分割するコンダクタンス分割比を形成します。多くの場合、このコンデンサはESRに比べて非常に大きく、この分割比はESRとLEDの抵抗値で表されます。

出力コンデンサはMOSFETのオンタイムの間に全負荷に電流を供給する必要があり、かつオフタイムの間に充電されるため、ブーストコンバータは出力コンデンサに、

より厳しい条件を要求します。この場合のリップル電流は全負荷電流であり、保持時間はスイッチング周期とデューティサイクルの積と等しくなります。

電流制限

MAX16818は、平均電流制限のほかにヒカップ電流制限を備えています。連続した出力短絡時に回路がヒカップモードに確実に入るよう、ヒカップ電流制限は平均電流制限よりも10%低く設定されます。抵抗をLIMとグラウンド間に接続するとヒカップ電流制限値が増加しますが、LIMをグラウンドに短絡するとヒカップ電流制限回路がディセーブルされます。

平均電流制限

MAX16818の平均電流モード制御技術は、最大出力電流を正確に制限します。MAX16818は検出抵抗両端間の電圧を検出し、それに応じてピークインダクタ電流(I_{L-PK})を制限します。電流検出電圧が25.5mV (min)に達するとオンサイクルが終了します。次式を使って、最大の電流検出抵抗値を決定してください。

$$R_S = \frac{0.0255}{I_{OUT}}$$
$$P_{DR} = \frac{0.75 \times 10^{-3}}{R_S}$$

ここで、 P_{DR} は直列抵抗における消費電力です。PCBに付随する寄生成分を補償するために、5%小さい R_S の値を選択してください。また、適切な電力定格の無誘導型抵抗を選択してください。

ヒカップ電流制限

LIMを無接続のままにすると、ヒカップ電流制限値は平均電流制限スレッシュホールドよりも必ず10%低くなります。ヒカップ電流制限値を平均電流制限値の90%から100%に増加するためには、抵抗をLIMとSGND間に接続してください。この平均電流制限の設計技術は、平均出力電流を正確にその電流制限スレッシュホールドに制限します。ヒカップ電流制限を平均電流制限値に等しいかまたはそれ以上に設定すると、出力電流はヒカップ電流制限を起動することができる点に達しません。ヒカップ電流制限を平均電流制限よりも少なくとも5%低く設定して、過負荷時にヒカップ電流制限回路が起動するようにしてください。「標準動作特性」の「Hiccup Current Limit vs. R_{EXT} (ヒカップ電流制限対 R_{EXT})」のグラフを参照してください。

高速LED電流パルス制御 1.5MHz、30A高効率LEDドライバ

MAX16818

補償

主制御ループは、内側の電流ループ(インダクタ電流)と外側のLED電流ループで構成されます。MAX16818は、平均電流モード制御方式によってLED電流をレギュレートします(図7)。VEA出力は電流ソース用の制御電圧を供給します。内側の制御ループはインダクタのポールを吸収して、LED電流ループの次数をシングルポールシステムの次数に落とします。電流制御ループを設計する際の最重要事項は、インダクタの下降スロープ(CEAの出力では上昇スロープになる)が内側のランプスロープを超えないようにすることです。これは、スロープ補償が不十分なピーク電流モードで起きる発振に似た低調波発振を避けるのに必要な条件です。このために、次に基いてCEAの出力における抵抗値 R_{CF} を制限する必要があります(図6)。

バックレギュレータの場合は、

$$R_{CF} \leq \frac{V_{RAMP} \times f_{SW} \times L}{A_V \times g_m \times R_S \times V_{LED}}$$

ここで、 $V_{RAMP} = 2V$ 、 $g_m = 550\mu S$ 、 $A_V = 34.5$ です。

$$R_{CF} \leq 105 \times \frac{f_{SW} \times L}{R_S \times V_{LED}}$$

ブーストレギュレータの場合は、

$$R_{CF} \leq \frac{V_{RAMP} \times f_{SW} \times L}{A_V \times g_m \times R_S \times (V_{LED} - V_{IN})}$$
$$R_{CF} \leq 105 \times \frac{f_{SW} \times L}{R_S \times (V_{LED} - V_{IN})}$$

内側の電流ループのクロスオーバー周波数は次式で表されます。

バックレギュレータの場合は、

$$f_{C_buck} = \frac{A_V \times g_m \times R_S \times V_{IN} \times R_{CF}}{V_{RAMP} \times 2\pi \times L}$$

$A_V = 34.5$ 、 $g_m = 550\mu S$ および $V_{RAMP} = 2V$ の場合は次のようになります。

$$f_{C_buck} = \frac{(9.488mS/V) \times R_S \times V_{IN} \times R_{CF}}{2\pi \times L}$$

ブーストレギュレータの場合は、

$$f_{C_boost} = \frac{A_V \times g_m \times R_S \times V_{LED} \times R_{CF}}{V_{RAMP} \times 2\pi \times L}$$

つまり、

$$f_{C_boost} = \frac{(9.488mS/V) \times R_S \times V_{LED} \times R_{CF}}{2\pi \times L}$$

十分な位相マージンを得るには、 R_{CF} と C_{CZ} によって形成されるゼロをクロスオーバー周波数の1/3~1/5以上に置かないようにしてください。 R_{CF} と C_{CP} によって形成されるポールはほとんどのアプリケーションで要求されませんが、スイッチング周波数またはそれ以上の周波数でノイズを最小にするために加えることができます。

消費電力

TQFNは放熱特性を高めたパッケージで、約2.7Wを消費することができます。このハイパワーパッケージによって、高周波で大電流のLEDドライバを12Vバスまたは24Vバスから動作させることができます。MAX16818の消費電力は、入力電圧と全 V_{CC} レギュレータ出力電流(I_{CC})の積として計算してください。 I_{CC} には自己消費電流(I_Q)とゲート駆動電流(I_{DD})が含まれています。

$$P_D = V_{IN} \times I_{CC}$$
$$I_{CC} = I_Q + [f_{SW} \times (Q_{G1} + Q_{G2})]$$

ここで、 Q_{G1} と Q_{G2} は $V_{GATE} = 5V$ におけるローサイドおよびハイサイドの外付けMOSFETの全ゲート電荷で、 I_Q は「標準動作特性」の「Supply Current (I_Q) vs. Frequency (消費電流(I_Q)対周波数)」のグラフから推定され、 f_{SW} はLEDドライバのスイッチング周波数です。ブーストドライバの場合、一方のゲート電荷 Q_{G1} のみを考慮してください。

次式を使って、所定の周囲温度(T_A)におけるチップの最大消費電力(P_{DMAX})を計算してください。

$$P_{DMAX} = 34.5 \times (150 - T_A) \text{ mW}$$

高速LED電流パルス制御 1.5MHz、30A高効率LEDドライバ

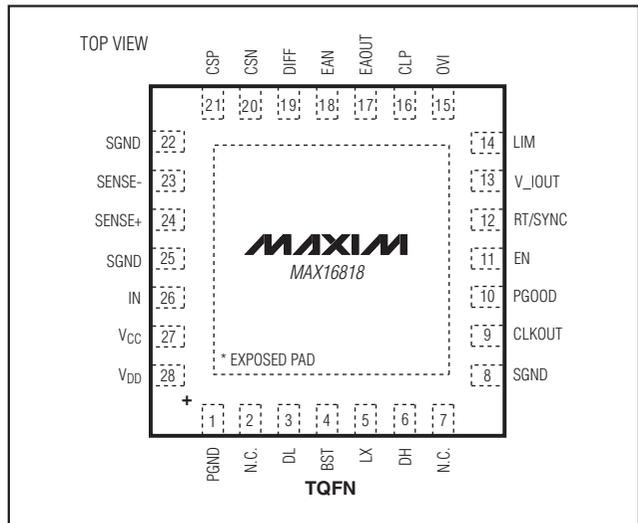
MAX16818

PCBレイアウトのガイドライン

以下のガイドラインに従ってスイッチング電圧レギュレータをレイアウトしてください。

- 1) IN、V_{CC}およびV_{DD}のバイパスコンデンサをMAX16818の近くに配置してください。
- 2) 入力コンデンサ、上側のスイッチングMOSFET、インダクタおよび出力コンデンサから入力コンデンサの負端子に戻る大電流ループの面積と長さを最小にしてください。
- 3) 下側のスイッチングMOSFET、インダクタおよび出力コンデンサが形成する電流ループを短くしてください。
- 4) ショットキーダイオードを下側のMOSFETに近づけてPCBの同じ側に配置してください。
- 5) SGNDとPGNDを分離して、これらを1点で接続してください。
- 6) 電流検出ラインのCSPとCSNをループ面積が最小になるように相互に近づけて配線してください。同様に、リモート電圧検出ラインのSENSE+とSENSE-を相互に近づけて配線してください。これらの重要な信号ラインを電源回路と交差させないでください。この電流は電流検出抵抗のパッドで正しく検出してください。
- 7) V_{DD}のバイパスコンデンサ、MAX16818のドライバ出力、MOSFETのゲートおよびPGNDの間のトレースは長くないようにしてください。V_{CC}のバイパスコンデンサ、ブートストラップダイオード、ブートストラップコンデンサ、MAX16818および上側のMOSFETのゲートが形成するループを最小にしてください。
- 8) 放熱を良くするために、電力部品をボード全体に均等に配置してください。
- 9) スwitchングMOSFET、インダクタおよび検出抵抗とその付近には、熱消費を良くするための十分な銅面積を設けてください。
- 10) 幅が広い銅のトレース(配線パターン) (2オンス)を使用してトレースのインダクタンスと抵抗を小さくし、効率を最大にしてください。また、幅が広いトレースは発熱部品を冷却します。

ピン配置



チップ情報

TRANSISTOR COUNT: 5654

PROCESS: BiCMOS

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.
28 TQFN	T2855-3	21-0140

高速LED電流パルス制御 1.5MHz、30A高効率LEDドライバ

MAX16818

改訂履歴

版数	改訂日	説明	改訂ページ
0	10/06	初版	—
1	6/08	「補償」の項の入れ替えと図4の修正。	12, 23
2	3/09	「インダクタの選択」の項の式を更新。	20

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 _____ 25