

EVALUATION KIT
AVAILABLE**MAXIM**

高速電流パルス駆動機能付き 高出力同期式高輝度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 MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cは、小型パッケージと最小限の外付け部品数で高い出力電流能力を提供します。MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cは、同期および非同期ステップダウン(バック)、ブースト、バックブースト、SEPIC、およびCukの各LEDドライバでの使用に適しています。ロジック入力(MODE)によって、同期バックモードまたはブーストモードの動作を切り替えることが可能です。これらのデバイスは、アノードコモンHBLED(高輝度LED)への対応に特化して設計された初めての高出力ドライバです。

このICは平均電流モード制御を提供しているため、最適なチャージとオン抵抗の性能特性を備えたMOSFETの使用を可能にし、最大30AのLED電流を供給する場合でも外付けヒートシンクの必要性が最小限に抑えられます。

差動検出方式によって、LED電流を高精度で制御することができます。このICは、内蔵レギュレータをディセーブルに(V_{CC} をINに接続)した状態では、4.75V~5.5Vの電源範囲で動作します。これらのデバイスは、内蔵レギュレータをイネーブルにした状態では、7V~28Vの入力電源電圧で動作します。

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cは、入力と出力フィルタコンデンサの小型化とリップル電流の最小化を目的とする逆位相の第2 LEDドライバを制御するための、180°の位相遅延を持つクロック出力を備えています。幅広いスイッチング周波数範囲(125kHz~1.5MHz)によって、小型のインダクタとコンデンサの使用が可能です。

その他の機能として、プログラマブルな過電圧保護や出力イネーブル機能などがあります。

アプリケーション

- フロントプロジェクト/リアプロジェクトTV
- ポータブルおよびポケットプロジェクト
- 車載エクステリア照明
- LCD TVおよびディスプレイのバックライト
- 車載用非常灯および信号灯

標準動作回路および選択ガイドはデータシートの最後に記載されています。

MAXIM

特長

- ◆ 最大30Aの出力電流
- ◆ 真の差動型リモート出力検出
- ◆ 平均電流モード制御
- ◆ 入力電圧範囲：4.75V~5.5Vまたは7V~28V
- ◆ 0.1V/0.03V LED電流検出オプションで効率を最大化(MAX16821B/MAX16821C)
- ◆ サーマルシャットダウン
- ◆ ラッチなしの出力過電圧保護
- ◆ ローサイドバックモード(同期整流付き/なし)
- ◆ ハイサイドバックおよびローサイドブーストモード(同期整流付き/なし)
- ◆ スイッチング周波数：125kHz~1.5MHz(プログラマブル/同期可能)
- ◆ 4Aのゲートドライバ内蔵
- ◆ クロック出力：第2のドライバ用の180°逆位相動作
- ◆ 動作温度範囲：-40°C~+125°C

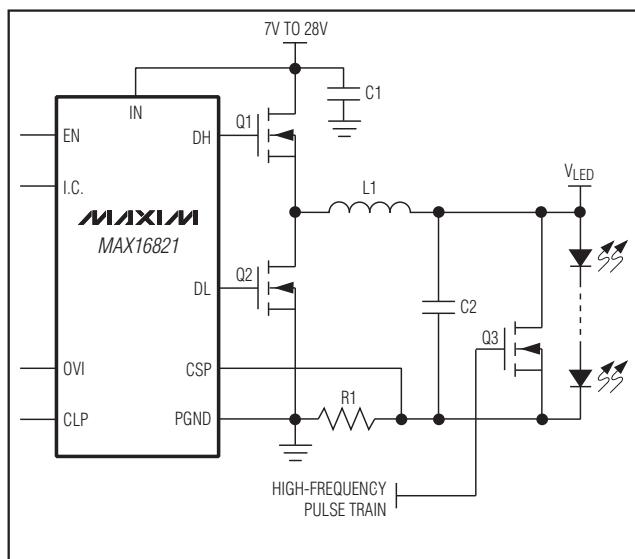
型番

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX16821AATI+	-40°C to +125°C	28 TQFN-EP*
MAX16821BATI+	-40°C to +125°C	28 TQFN-EP*
MAX16821CATI+	-40°C to +125°C	28 TQFN-EP*

*は鉛(Pb)フリー/RoHS準拠パッケージを表します。

*EP = エクスポートズドパッド

簡略回路図



MAX16821A/MAX16821B/MAX16821C

高速電流パルス駆動機能付き 高出力同期式高輝度LEDドライバ

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 $(V_{DD} + 0.3V)$
VCC to SGND	-0.3V to +6V
VCC, VDD to PGND	-0.3V to +6V
SGND to PGND	-0.3V to +0.3V
VCC Current	300mA

All Other Pins to SGND	-0.3V to $(V_{CC} + 0.3V)$
Continuous Power Dissipation ($T_A = +70^\circ C$) 28-Pin TQFN 5mm x 5mm (derate 34.5mW/ $^\circ C$) above $+70^\circ C$	2758mW
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

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

($V_{CC} = 5V$, $V_{DD} = V_{CC}$, $T_A = T_J = -40^\circ C$ to $+125^\circ C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input-Voltage Range	V_{IN}	Internal LDO on	7	28		V
		Internal LDO off (V_{CC} connected to V_{IN})	4.75	5.50		
Quiescent Supply Current	I_Q	$V_{EN} = V_{CC}$ or SGND, no switching		2.7	5.5	mA
LED CURRENT REGULATOR						
Differential Set Value (V_{SENSE+} to V_{SENSE-}) (Note 2)		$V_{IN} = V_{CC} = 4.75V$ to $5.5V$, $f_{SW} = 500kHz$ (MAX16821A)	0.594	0.600	0.606	V
		$V_{IN} = 7V$ to $28V$, $f_{SW} = 500kHz$ (MAX16821A)	0.594	0.600	0.606	
		$V_{IN} = V_{CC} = 4.75V$ to $5.5V$, $f_{SW} = 500kHz$ (MAX16821B)	0.098	0.100	0.102	
		$V_{IN} = 7V$ to $28V$, $f_{SW} = 500kHz$ (MAX16821B)	0.098	0.100	0.102	
		$V_{IN} = V_{CC} = 4.75V$ to $5.5V$, $f_{SW} = 500kHz$ (MAX16821C)	0.028	0.030	0.032	
		$V_{IN} = 7V$ to $28V$, $f_{SW} = 500kHz$ (MAX16821C)	0.028	0.030	0.032	
Soft-Start Time	t_{SS}		1024			Clock Cycles
STARTUP/INTERNAL REGULATOR						
V_{CC} Undervoltage Lockout (UVLO)	UVLO	V_{CC} rising	4.1	4.3	4.5	V
UVLO Hysteresis		V_{CC} falling		200		mV
V_{CC} Output Voltage		$V_{IN} = 7V$ to $28V$, $I_{SOURCE} = 0$ to $60mA$	4.85	5.10	5.30	V
MOSFET DRIVER						
Output Driver Impedance		Low or high output, $I_{SOURCE/SINK} = 20mA$	1.1	3		Ω
Output Driver Source/Sink Current	I_{DH}, I_{DL}			4		A
Nonoverlap Time	t_{NO}	$CDH/DL = 5nF$		35		ns

高速電流パルス駆動機能付き 高出力同期式高輝度LEDドライバ

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{CC} = 5V$, $V_{DD} = V_{CC}$, $T_A = T_J = -40^{\circ}\text{C}$ to $+125^{\circ}\text{C}$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}\text{C}$.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
OSCILLATOR						
Switching Frequency Range			125	1500		kHz
Switching Frequency	f _{SW}	R _T = 500kΩ	120	125	130	kHz
		R _T = 120kΩ	495	521	547	
		R _T = 39.9kΩ	1515	1620	1725	
Switching Frequency Accuracy		120kΩ < R _T ≤ 500kΩ	-5	+5		%
		40kΩ ≤ R _T ≤ 120kΩ	-8	+8		
CLKOUT Phase Shift with Respect to DH (Rising Edges)		f _{SW} = 125kHz, MODE connected to SGND	180			Degrees
CLKOUT Phase Shift with Respect to DL (Rising Edges)		f _{SW} = 125kHz, MODE connected to V _{CC}	180			
CLKOUT Output-Voltage Low	V _{OL}	I _{SINK} = 2mA		0.4		V
CLKOUT Output-Voltage High	V _{OH}	I _{SOURCE} = 2mA	4.5			V
SYNC Input High Pulse Width	t _{SYNC}		200			ns
SYNC Input Clock High Threshold	V _{SYNCH}		2			V
SYNC Input Clock Low Threshold	V _{SYNCL}			0.4		V
SYNC Pullup Current	I _{SYNC_OUT}	V _{RT/SYNC} = 0V	250	500		μA
SYNC Power-Off Level	V _{SYNC_OFF}			0.4		V
INDUCTOR CURRENT LIMIT						
Average Current-Limit Threshold	V _{CCL}	CSP to CSN	26.4	27.5	33.0	mV
Reverse Current-Limit Threshold	V _{CCLR}	CSP to CSN		-2.0		mV
Cycle-by-Cycle Current Limit		CSP to CSN	60			mV
Cycle-by-Cycle Overload		V _{CSP} to V _{CSN} = 75mV	260			ns
CURRENT-SENSE AMPLIFIER						
CSP to 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 Voltage 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 _{vL(CE)}		50			dB

高速電流パルス駆動機能付き 高出力同期式高輝度LEDドライバ

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{CC} = 5V$, $V_{DD} = V_{CC}$, $T_A = T_J = -40^{\circ}\text{C}$ to $+125^{\circ}\text{C}$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}\text{C}$.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
LED CURRENT SIGNAL DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFIER (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	$V_{OS(DIFF)}$	MAX16821A	-3.7	+3.7		mV
		MAX16821B/MAX16821C	-1.5	+1.5		
Amplifier Voltage Gain	$A_{V(DIFF)}$	MAX16821A	0.992	1	1.008	V/V
		MAX16821B	5.85	6	6.1	
		MAX16821C	18.5	20	21.5	
3dB Bandwidth	f_{3dB}	MAX16821A, $C_{DIFF} = 20\text{pF}$		1.7		MHz
		MAX16821B, $C_{DIFF} = 20\text{pF}$		1600		kHz
		MAX16821C, $C_{DIFF} = 20\text{pF}$		550		
SENSE+ to SENSE- Input Resistance	R_{VS}	MAX16821A	50	100		$\text{k}\Omega$
		MAX16821B	30	60		
		MAX16821C	10	20		
OUTV AMPLIFIER						
Gain-Bandwidth Product		$V_{OUTV} = 2V$		4		MHz
3dB Bandwidth		$V_{OUTV} = 2V$		1		MHz
Output Sink Current			30			μA
Output Source Current			80			μA
Maximum Load Capacitance				50		pF
OUTV to (CSP - CSN) Transfer Function		$4\text{mV} \leq CSP - CSN \leq 32\text{mV}$	132.5	135	137.7	V/V
Input 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	$I_B(EA)$	$V_{EAN} = 2V$	-0.2	+0.03	+0.2	μA
Error Amplifier Output Clamping Voltage	$V_{CLAMP(EA)}$	With respect to V_{CM}	905	930	940	mV
INPUTS (MODE AND OVI)						
MODE Input-Voltage High			2			V
MODE Input-Voltage Low					0.8	V
MODE Pulldown Current			4	5	6	μA
OVI Trip Threshold	OVP_{TH}		1.244	1.276	1.308	V
OVI Hysteresis	OVI_{HYS}			200		mV
OVI Input Bias Current	I_{OVI}	$V_{OVI} = 1V$		0.2		μA

高速電流パルス駆動機能付き 高出力同期式高輝度LEDドライバ

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{CC} = 5V$, $V_{DD} = V_{CC}$, $TA = T_J = -40^{\circ}\text{C}$ to $+125^{\circ}\text{C}$, unless otherwise noted. Typical values are at $TA = +25^{\circ}\text{C}$.) (Note 1)

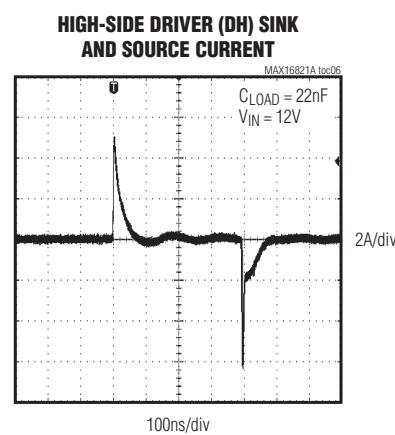
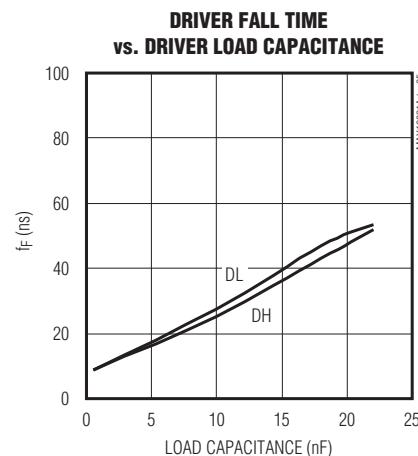
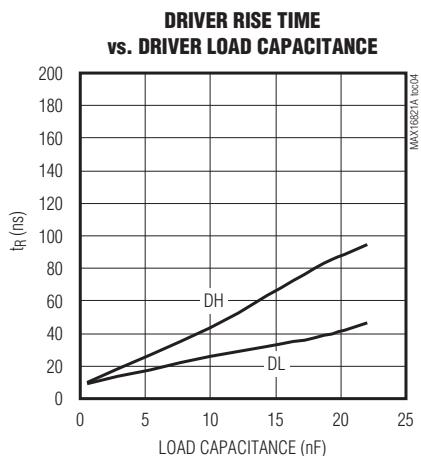
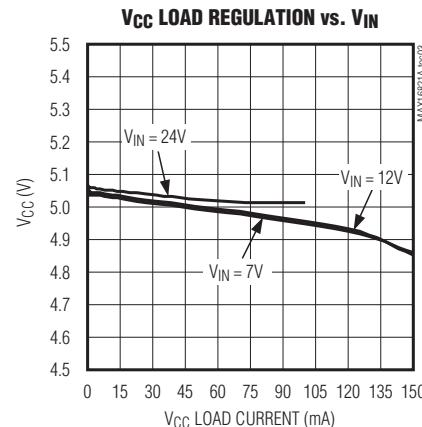
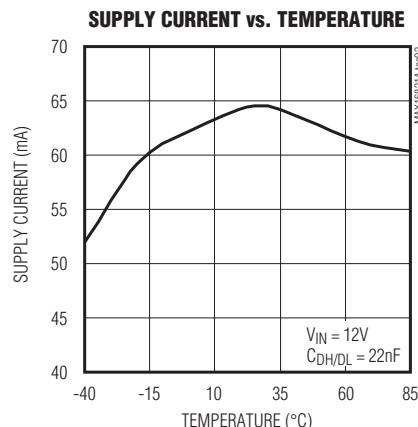
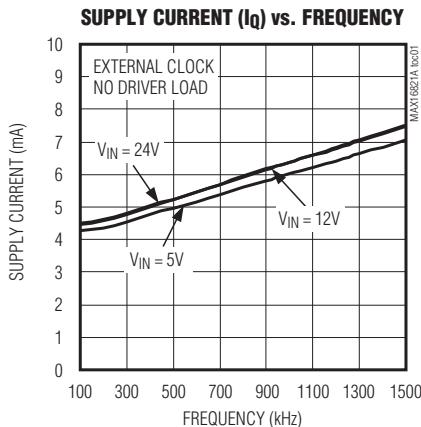
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
ENABLE INPUT (EN)						
EN Input-Voltage High		EN rising	2.437	2.5	2.562	V
EN Input Hysteresis				0.28		V
EN Pullup Current	I_{EN}		13.5	15	16.5	μA
THERMAL SHUTDOWN						
Thermal Shutdown				165		$^{\circ}\text{C}$
Thermal-Shutdown Hysteresis				20		$^{\circ}\text{C}$

Note 1: All devices are 100% production tested at $+25^{\circ}\text{C}$. Limits over temperature are guaranteed by design.

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

標準動作特性

($V_{IN} = 12V$, $V_{DD} = V_{CC} = 5V$, $TA = +25^{\circ}\text{C}$, unless otherwise noted.)

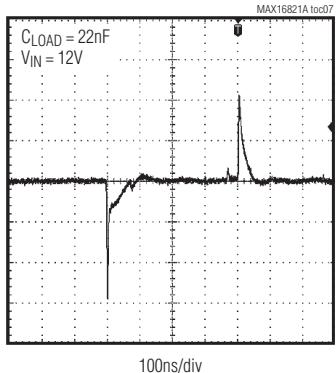


高速電流パルス駆動機能付き 高出力同期式高輝度LEDドライバ

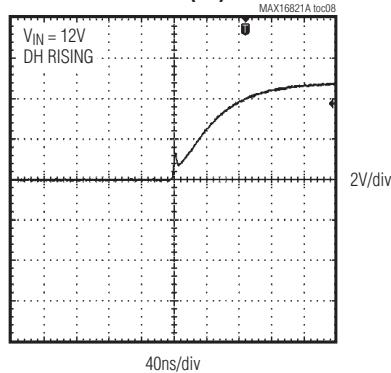
標準動作特性(続き)

($V_{IN} = 12V$, $V_{DD} = V_{CC} = 5V$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$, unless otherwise noted.)

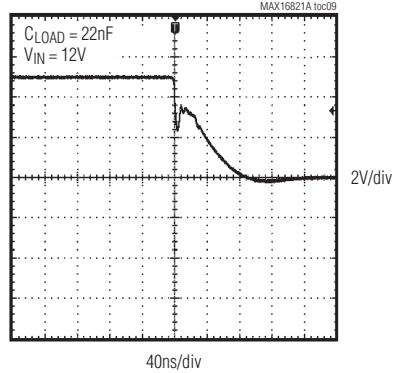
**LOW-SIDE DRIVER (DL) SINK
AND SOURCE CURRENT**



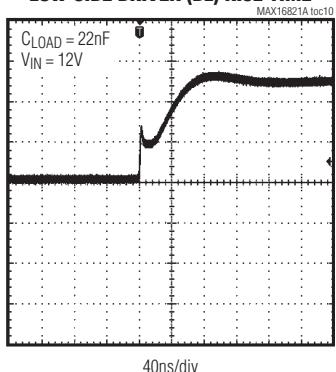
HIGH-SIDE DRIVER (DH) RISE TIME



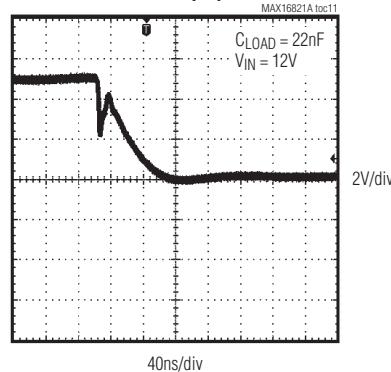
HIGH-SIDE DRIVER (DH) FALL TIME



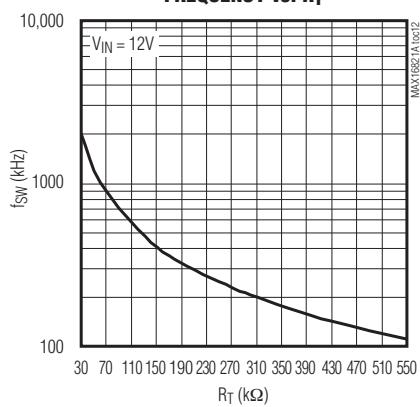
LOW-SIDE DRIVER (DL) RISE TIME



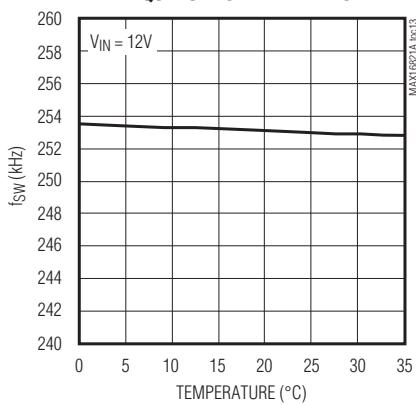
LOW-SIDE DRIVER (DL) FALL TIME



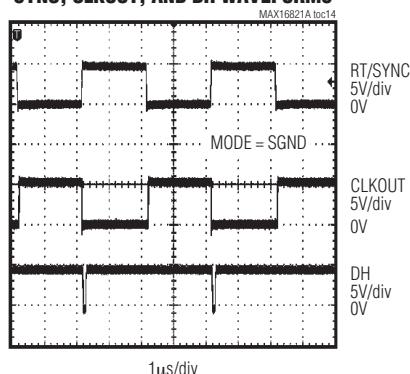
FREQUENCY VS. R_T



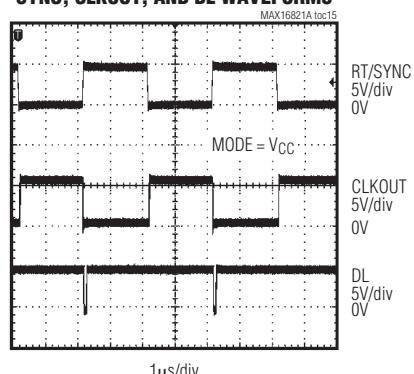
FREQUENCY VS. TEMPERATURE



SYNC, CLKOUT, AND DH WAVEFORMS



SYNC, CLKOUT, AND DL WAVEFORMS



高速電流パルス駆動機能付き 高出力同期式高輝度LEDドライバ

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821C

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。内部で接続されています。
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端子。ハイサイドMOSFETドライバ電源用の蓄積コンデンサ接続端子です。BSTとLXの間にセラミックコンデンサを接続して下さい。
5	LX	ハイサイドMOSFETソース接続端子
6	DH	ハイサイドゲートドライバ出力
8, 22, 25	SGND	信号グランド。SGNDは内部制御回路のグランド接続端子です。ICに近い1点でSGNDとPGNDを相互に接続して下さい。
9	CLKOUT	発振器出力。MODEがローの場合、CLKOUTの立ち上りエッジはDHの立ち上りエッジから180°の位相差になります。MODEがハイの場合、CLKOUTの立ち上りエッジはDLの立ち上りエッジから180°の位相差になります。
10	MODE	バック/ブーストモード選択入力。ローサイドバックモード動作の場合は、MODEをローに駆動して下さい。ブーストまたはハイサイドバックモード動作の場合は、MODEをハイに駆動して下さい。MODEは内部でグランドへの5μAのプルダウン電流が生れます。
11	EN	出力イネーブル。通常動作の場合は、ENをハイに駆動するか未接続のままにして下さい。電源ドライバをシャットダウンする場合は、ENをローに駆動して下さい。ENは内部で15μAのプルアップ電流が流れます。
12	RT/SYNC	スイッチング周波数プログラム。RT/SYNCとSGNDの間に抵抗を接続して、内蔵発振器の周波数を設定して下さい。スイッチング周波数を外部クロックに同期させる場合は、RT/SYNCを駆動して下さい。
13	OUTV	インダクタ電流検出出力。OUTVはインダクタ電流に比例するアンプ出力電圧です。 OUTVの電圧 = $135 \times (V_{CSP} - V_{CSN})$ 。
14	I.C.	内部で接続されています。正しく動作させるためSGNDに接続して下さい。
15	OVI	過電圧保護。OVIがプログラムされた出力電圧を12.7%上回ると、ローサイドとハイサイドドライバがオフになります。OVIがプログラムされた出力電圧を20%下回ると、パワーオンリセットおよびソフトスタートの各サイクルが完了した後、ドライバがオンになります。
16	CLP	電流誤差アンプ出力。グランドとの間にRC回路を接続することによって、電流ループの補償を行って下さい。
17	EAOUT	電圧誤差アンプ出力。EAOUTを外部の利得設定回路に接続して下さい。
18	EAN	電圧誤差アンプ反転入力
19	DIFF	差動リモート検出アンプ出力。DIFFはSENSE+とSENSE-を入力とする高精度アンプの出力です。
20	CSN	電流検出差動アンプの負入力。インダクタ電流を測定するために、CSNとCSPの間の差動電圧が電流検出アンプ(利得 = 34.5)によって内部で増幅されます。
21	CSP	電流検出差動アンプの正入力。インダクタ電流を測定するために、CSPとCSNの間の差動電圧が電流検出アンプ(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-をLED電流検出抵抗の負側、または負帰還ポイントに接続して下さい。
24	SENSE+	差動LED電流検出の正入力。SENSE+をLED電流検出抵抗の正側、または正帰還ポイントに接続して下さい。
26	IN	電源電圧入力。4.75V~5.5Vの入力電源範囲の場合には、INをV _{CC} に接続して下さい。
27	V _{CC}	内部+5Vレギュレータ出力。V _{CC} はV _{IN} から供給されます。4.7μFと0.1μFのセラミックコンデンサでV _{CC} をSGNDにバイパスして下さい。
28	V _{DD}	ローサイドドライバの電源電圧
—	EP	エクスポートドップ。EPは内部でSGNDに接続されています。効果的な電力放熱を実現するため、EPを大面積のグランドプレーンに接続して下さい。EPをSGNDに接続して下さい。EPをグランド接続として使用しないで下さい。

高速電流パルス駆動機能付き 高出力同期式高輝度LEDドライバ

詳細

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cは、高出力/高輝度LED (HBLED)向けの、高性能な平均電流モード PWMコントローラです。平均電流モード制御技術は本質的に安定した動作を提供し、インダクタ電流を正確に制御することによって部品のディレーティングとサイズを削減します。これらのデバイスは、最小限の外付け部品数で大電流(最大30A)での高い効率を達成します。ロジック入力(MODE)によって、LEDドライバの動作をバックモードまたはブーストモードに切り替えることができます。

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cは、MODE のロジックレベルに応じてハイサイドまたはローサイドいずれかのドライバに対し位相差180°となるCLKOUT 出力を備えています。CLKOUTは、他のLEDドライバの動作中に入力コンデンサのリップル電流を減少させる必要があるアプリケーション向けに、位相差付きの第2のLEDドライバ用の駆動を提供します。

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cは、外部のループによって制御される内部の平均電流安定化ループで構成されます。内部の電流ループと外部の電圧ループの組合せ動作が、インダクタ電流を調整することによって LEDの電流誤差を補正して、その結果正確に安定化されたLED電流が得られます。差動アンプ(SENSE+およびSENSE-の各入力)がLEDと直列の抵抗を使用して LEDの電流を検出し、検出電圧を増幅したものをDIFFに出力します。その結果得られる増幅された検出電圧が、誤差アンプ入力において内部の0.6Vリファレンスと比較されます。

入力電圧

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cは、内蔵LDOがディセーブルされている場合(INにV_{CC}が接続)は4.75V~5.5Vの入力電源範囲で、また内蔵LDOがイネーブルされている場合は7V~28Vの入力電源範囲で動作します。入力電圧範囲が7V~28Vの場合、内蔵LDOがソース能力60mAの安定化5V出力を供給します。4.7μFと0.1μFの低ESRセラミックコンデンサで、V_{CC}をSGNDにバイパスして下さい。

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821CのV_{DD}入力は、ローサイドおよびハイサイドMOSFETドライバに電源電圧を供給します。アナログ回路をMOSFETドライバから分離するため、R-Cフィルタを使用してV_{DD}をV_{CC}に接続して下さい。内蔵LDOがMAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cの内部回路の電源を供給します。5V入力電圧を利用するアプリケーションの場合は、INとV_{CC}を相互に接続することによって内蔵

LDOをディセーブルして下さい。MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cが正しく動作するためには、5V電源が4.75V~5.5Vの範囲である必要があります。

低電圧ロックアウト(UVLO)

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cは、UVLO および2048クロックサイクルのパワーオンリセット回路を内蔵しています。UVLOの立上りスレッショルドは4.3V (200mVのヒステリシス付き)に設定されています。UVLOのヒステリシスによって起動時のチャタリングが排除されます。発振器を含む内部回路のほとんどは、入力電圧が4Vに達した時にオンになります。MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cでは、入力電圧がUVLOスレッショルドに達する前に最大3.5mAの自己消費電流が流れます。

ソフトスタート

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cは、グリッチのない出力電圧の立上りを実現するためにソフトスタートを内蔵しています。2048クロックサイクルのパワーオンリセットの後、内蔵誤差アンプの正の入力に接続された0.6Vのリファレンス電圧は、1024クロックサイクル後に最終的な値まで増加して行きます。ソフトスタートによって、突入電流とシステム部品へのストレスが減少します。ソフトスタート期間中、LEDの電流は最終的な値に向かって単調に増加して行きます。

内蔵発振器

内蔵発振器が、R_Tの値に反比例する周波数のクロックを生成します(「標準動作回路」参照)。発振器の周波数は、RT/SYNCとSGNDの間に接続する1本の抵抗を使用して、125kHz~1.5MHzの範囲で調節可能です。正確な周波数によって、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、コストを避けられます。次式を使用して発振器の周波数を計算して下さい。

$120\text{k}\Omega \leq R_T \leq 500\text{k}\Omega$ の場合 :

$$f_{SW} = \frac{6.25 \times 10^{10}}{R_T} (\text{Hz})$$

$40\text{k}\Omega \leq R_T \leq 120\text{k}\Omega$ の場合 :

$$f_{SW} = \frac{6.40 \times 10^{10}}{R_T} (\text{Hz})$$

またこの発振器は、PWMコンパレータ用の2V_{P-P}ランプ信号と、位相差付きの第2のLED電流レギュレータを駆動するためのCLKOUTでの位相差180°のクロック信号も生成します。

高速電流パルス駆動機能付き 高出力同期式高輝度LEDドライバ

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821C

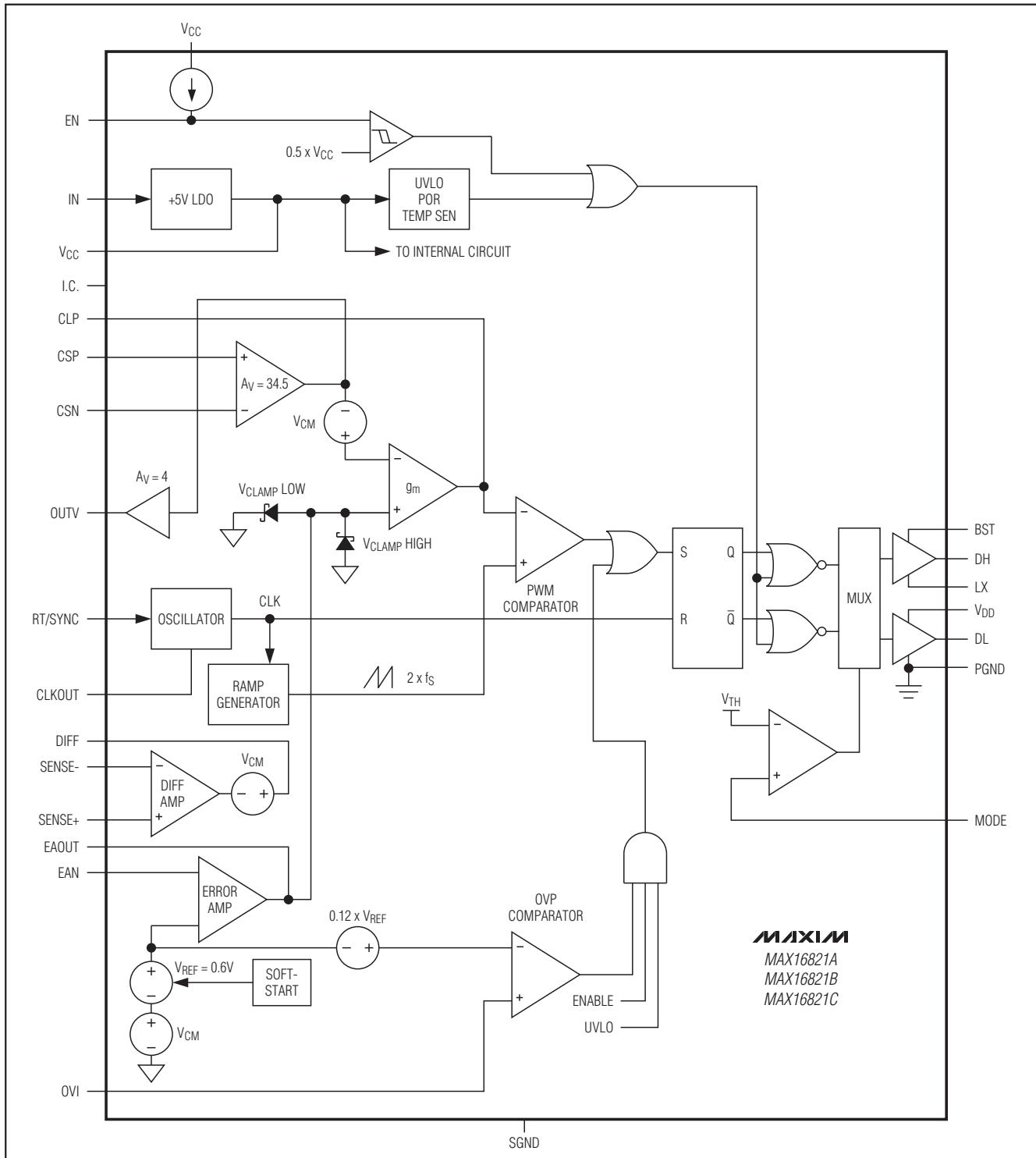


図1. 内部ブロック図

高速電流パルス駆動機能付き 高出力同期式高輝度LEDドライバ

同期

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cは、RT/SYNCに接続した外部信号に同期します。RT/SYNCに外部クロックを印加することによって、内蔵発振器がディセーブルされます。いったんMAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cを外部クロックに同期させた後は、信頼性のある動作を維持するため、外部クロックを取り除かないで下さい。

制御ループ

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cは、平均電流モード制御方式を使用して出力電流を安定化させています(図2)。主制御ループは、インダクタ電流を制御するための内側の電流安定化ループと、LED電流を安定化するための外側の電流安定化ループで構成されます。内側の電流安定化ループはインダクタと出力コンデンサの組み合わせによるダブルポールを吸収して、外側の電流安定化ループの次数を単一ポールのシステムと同じ次数に減少させます。内側の電流安定化ループは、電流検出抵抗(R_S)、電流検出アンプ(CSA)、電流誤差アンプ(CEA)、キャリアランプ信号を提供する発振器、およびPWMコンパレータ(CPWM)で構成されます(図2)。

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cの外側のLED電流制御ループは、差動アンプ(DIFF)、リファレンス電圧、および電圧誤差アンプ(VEA)で構成されます。

インダクタ電流検出アンプ

差動電流検出アンプ(CSA)は34.5V/VのDC利得を提供します。電流検出アンプの標準的な入力オフセット電圧は、コモンモード電圧0~5.5Vの範囲($V_{IN} = 7V \sim 28V$)で0.1mVです。電流検出アンプは、 R_S の両端の電圧を検出します。最大コモンモード電圧は $V_{IN} = 5V$ の時3.2Vです。

インダクタピーク電流コンパレータ

ピーク電流コンパレータは、インダクタの故障のような極端な障害状況においてサイクル単位で高速に電流を制限するための経路を提供します(図3)。平均電流制限スレッショルドが27.5mVでも、短絡状況において出力電流を制限します。インダクタの飽和を防ぐため、平均電流制限値より大きな飽和電流仕様を持つインダクタを選択して下さい。ピーク電流制限を起動させる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。

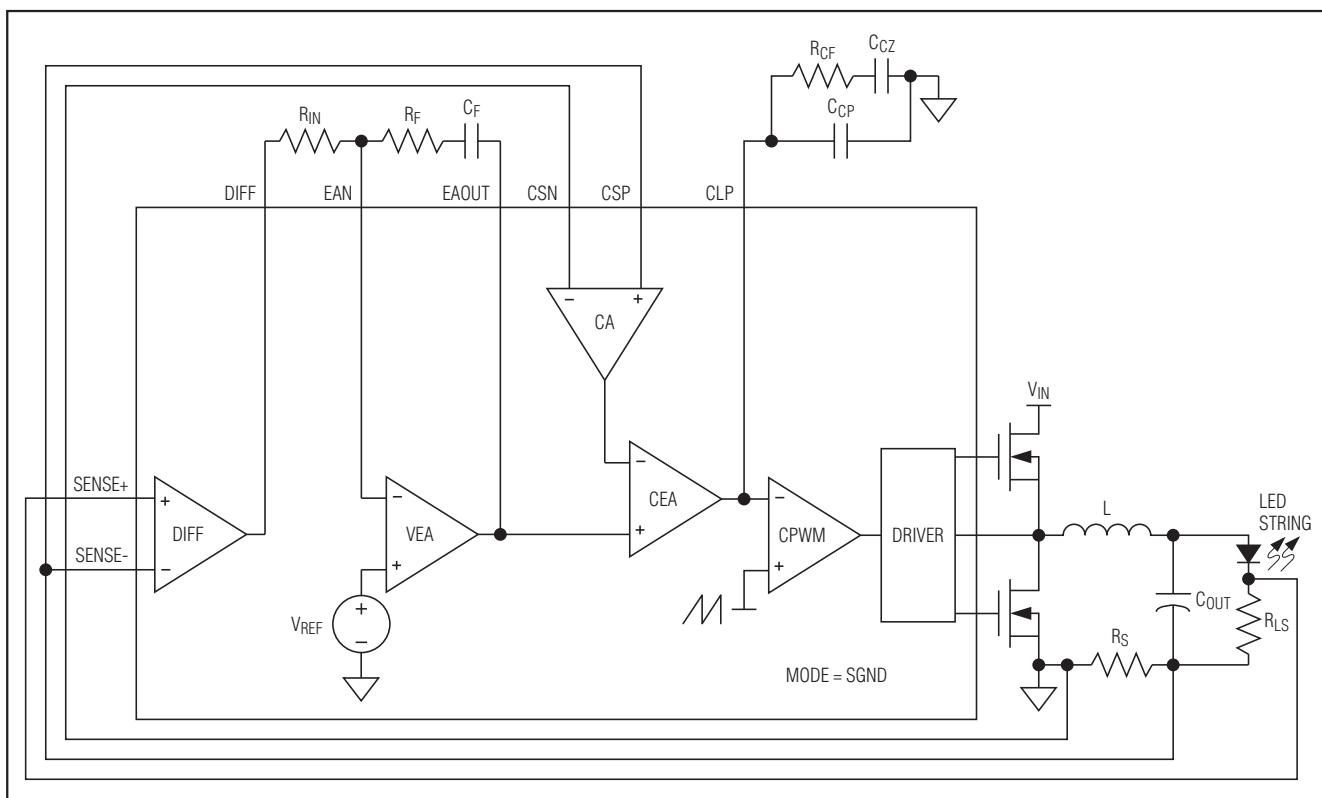


図2. MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cの制御ループ

高速電流パルス駆動機能付き 高出力同期式高輝度LEDドライバ

電流誤差アンプ

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cは、標準で $550\mu\text{S}$ の g_m 、出力ソース/シンク能力 $320\mu\text{A}$ のトランスクンダクタンス電流誤差アンプを内蔵しています。電流誤差アンプの出力(CL)は、PWMコンパレータの反転入力に接続されています。また、内側の電流安定化ループに周波数補償を提供するため、外部からCLPにアクセスすることも可能です(図2)。インダクタ電流の負のスロープ(PWMコンパレータの反転入力では正のスロープになります)が、内部で生成される電圧ランプのスロープより小さくなるようにCEAの補償を行って下さい(「補償」の項を参照)。同期整流を利用しないアプリケーションでは、CLPをグランドに短絡またはオープンにすることによって、LEDドライバを即座にオフ/オンすることができます。

PWMコンパレータおよびR-Sフリップフロップ

内蔵PWMコンパレータは、電流誤差アンプの出力を $2V_{\text{P-P}}$ のランプ信号と比較することによってデューティ

サイクルを設定します。各クロックサイクルの開始時に、R-Sフリップフロップがリセットされ、MODEがSGNDに接続されている場合はハイサイドドライバ(DH)がオンになります。MODEがV_{CC}に接続されている場合はDLがオンになります。ランプ信号がCLPの電圧を超えると、コンパレータは直ちにフリップフロップをセットしてON(ON)のサイクルを終了させます。図3をご覧下さい。

差動アンプ

差動アンプ(DIFF)は、LED電流の検出を可能にします(図2)。差動アンプは真の差動LED電流検出を提供して、検出電圧を1倍(MAX16821A)、6倍(MAX16821B)、および20倍(MAX16821C)に増幅するとともに、コモンモード電圧の誤差を排除します。VEAが、差動アンプ出力(DIFF)と希望するLED電流検出電圧との差を提供します。差動アンプの帯域幅は、1.7MHz(MAX16821A)、1.6MHz(MAX16821B)、および550kHz(MAX16821C)です。SENSE+とSENSE-間の差は、+0.6V(MAX16821A)、+0.1V(MAX16821B)、または+0.03V(MAX16821C)に安定化されます。

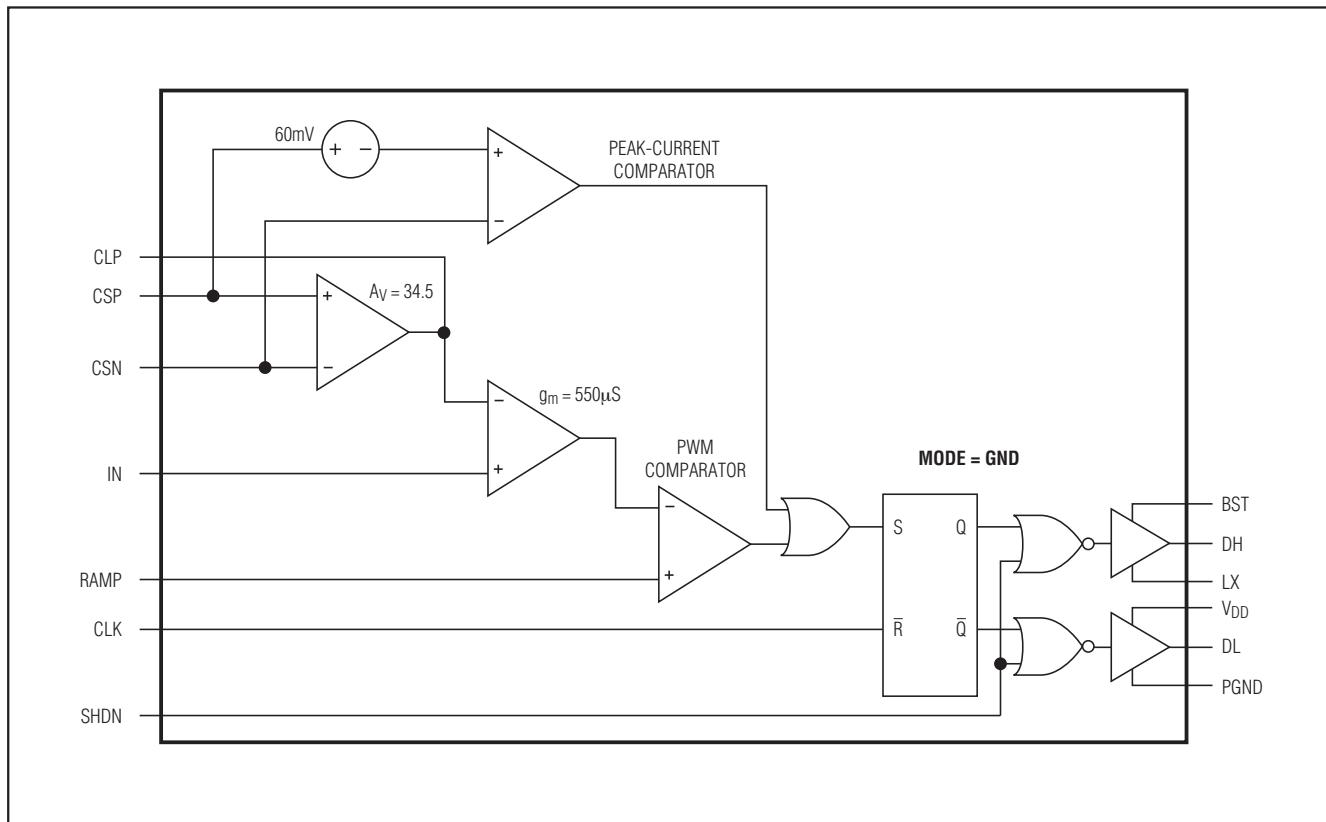


図3. MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cの位相回路

高速電流パルス駆動機能付き 高出力同期式高輝度LEDドライバ

電圧誤差アンプ(VEA)

VEAは、電圧制御ループの利得を設定し、差動アンプ出力と内部リファレンス電圧との間の誤差を定めます。VEAの出力は、内部コモンモード電圧 V_{CM} (+0.6V)に対応して0.93Vにクランプされ、平均最大電流を制限します。最大平均電流制限スレッショルドは、VEAの最大クランプ電圧を電流検出アンプの利得(34.5)で割ったものに等しくなります。これによって、平均最大電流の正確な設定が実現します。

MOSFETゲートドライバ

ハイサイド(DH)とローサイド(DL)ドライバが、外付けnチャネルMOSFETのゲートを駆動します。ドライバの4Aピークのシンク/ソース電流能力は、スイッチングMOSFETの高速な立上りおよび立下り時間のために十分な駆動能力を提供します。立上りおよび立下り時間が高速であるほど、クロスコンダクション損失が低減します。過負荷状態でのピークおよびRMS電流に対応できるようにハイサイドとローサイドのMOSFETの仕様を決めて下さい。ドライバブロックには、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も内蔵しています。ハイサイドとローサイドのMOSFET間における標準的な非重複時間は35nsです。

BST

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cは、 V_{DD} によってローサイドとハイサイドのMOSFETドライバへ給電を行います。BSTとLX間に接続したブーストストラップコンデンサが、ハイサイドドライバに必要な更なるブースト電圧を供給します。 V_{DD} は内部でローサイドドライバに給電します。BSTとLX間に0.47μFの低ESRセラミックコンデンサを接続して、BSTと V_{DD} 間にショットキーダイオードを接続して下さい。

保護

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cは、出力過電圧保護(OVP)を内蔵しています。障害状態が発生して負荷がハイインピーダンス(出力がオープン)になっている間も、コントローラはLED電流を維持しようとします。出力電圧がOVPスレッショルドを超えると、OVPが直ちにMAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cをディセーブルして、不適正な電圧から外部の回路を保護します。

電流制限

誤差アンプ(VEA)の出力は、コモンモード電圧(V_{CM})に対応して-0.050V～+0.93Vの範囲にクランプされます。平均電流モード制御は、障害状態時にコンバータから供給される平均電流を制限します。障害状態が発生した場合、VEA出力はコモンモード電圧(0.6V)に対応して+0.93V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 $I_{LIMIT} = 0.0275 / R_S$ に制限します。

過電圧保護

OVPコンバータは、OVI入力と過電圧スレッショルドを比較します。過電圧スレッショルドの標準値は、0.6Vの内部リファレンス電圧の1.127倍に V_{CM} (0.6V)を加えた電圧です。過電圧現象が検出されると、コンバータ出力をトリップしてハイサイドとローサイド両方のMOSFETをオフにします。過電圧回路の感度を下げてコンバータの不必要的トリップを防ぐために、RC遅延回路を附加して下さい(図4)。OVI電圧が1.076V(typ)を下回った後、2048クロックサイクルのPORと1024クロックサイクルのソフトスタートが経過してから、ハイサイドとローサイドのドライバがオンになります。過電圧機能をディセーブルにするには、OVIをSGNDに接続して下さい。

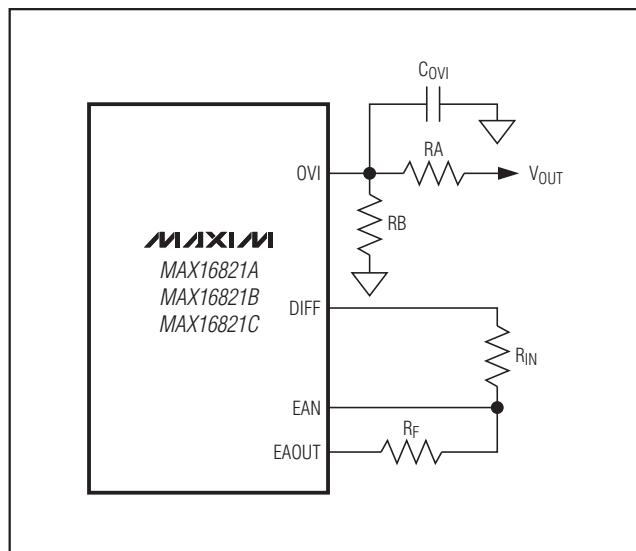


図4. 過電圧保護入力の遅延

高速電流パルス駆動機能付き 高出力同期式高輝度LEDドライバ

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821C

アプリケーション情報

ブーストLEDドライバ

図5は、MODEをV_{CC}に接続することによって同期ブーストコンバータとして構成したMAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cを示します。オンタイム中は、入力電圧によってインダクタが充電されます。

オフタイム中は、インダクタが出力に対して放電を行います。この構成では、出力電圧が入力電圧を下回ることはありません。抵抗R1でインダクタ電流を検出し、抵抗R2でLED電流を検出します。外側のLED電流安定化ループによってインダクタの平均電流が設定され、その結果正確なLED電流の安定化が実現されます。

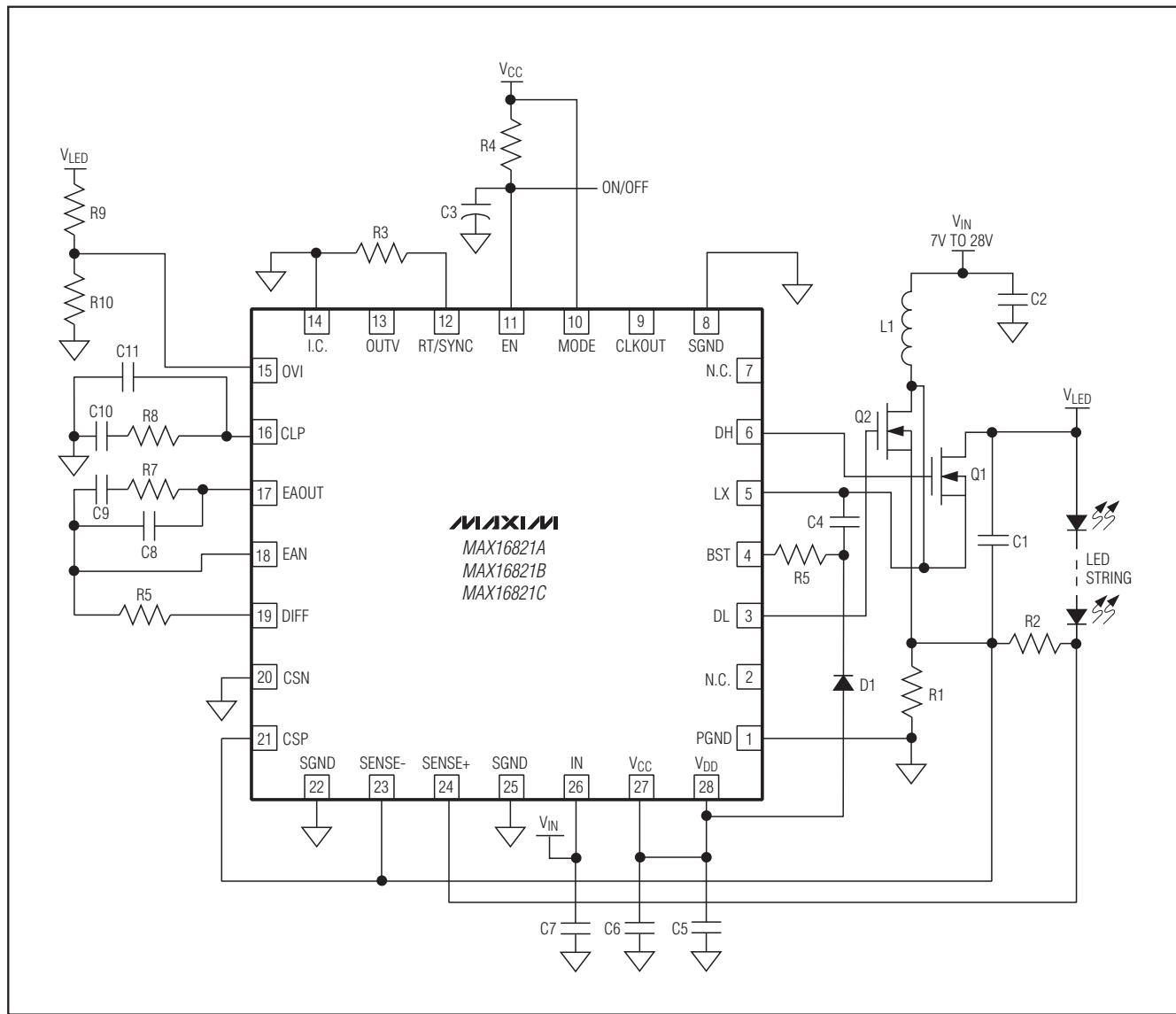


図5. 同期ブーストLEDドライバ(出力電圧は最大28Vまで)

高速電流パルス駆動機能付き 高出力同期式高輝度LEDドライバ

入力基準バックブーストLEDドライバ

図6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。この回路は、インダクタが入力に接続され、MOSFETが実質的にグランドに接続されているという点で、図5のブーストコンバータに似ています。しかし、LEDは出力からグランドに接続される

のではなく、出力から入力に接続されています。これによって、図5のレギュレータが持つブーストのみという制限が排除される結果になり、LEDに掛かる電圧を入力電圧より大きくすることも小さくすることも可能になります。LEDの電流検出がグランド基準ではなくなるため、ハイサイドの電流検出アンプを使用して電流を測定します。

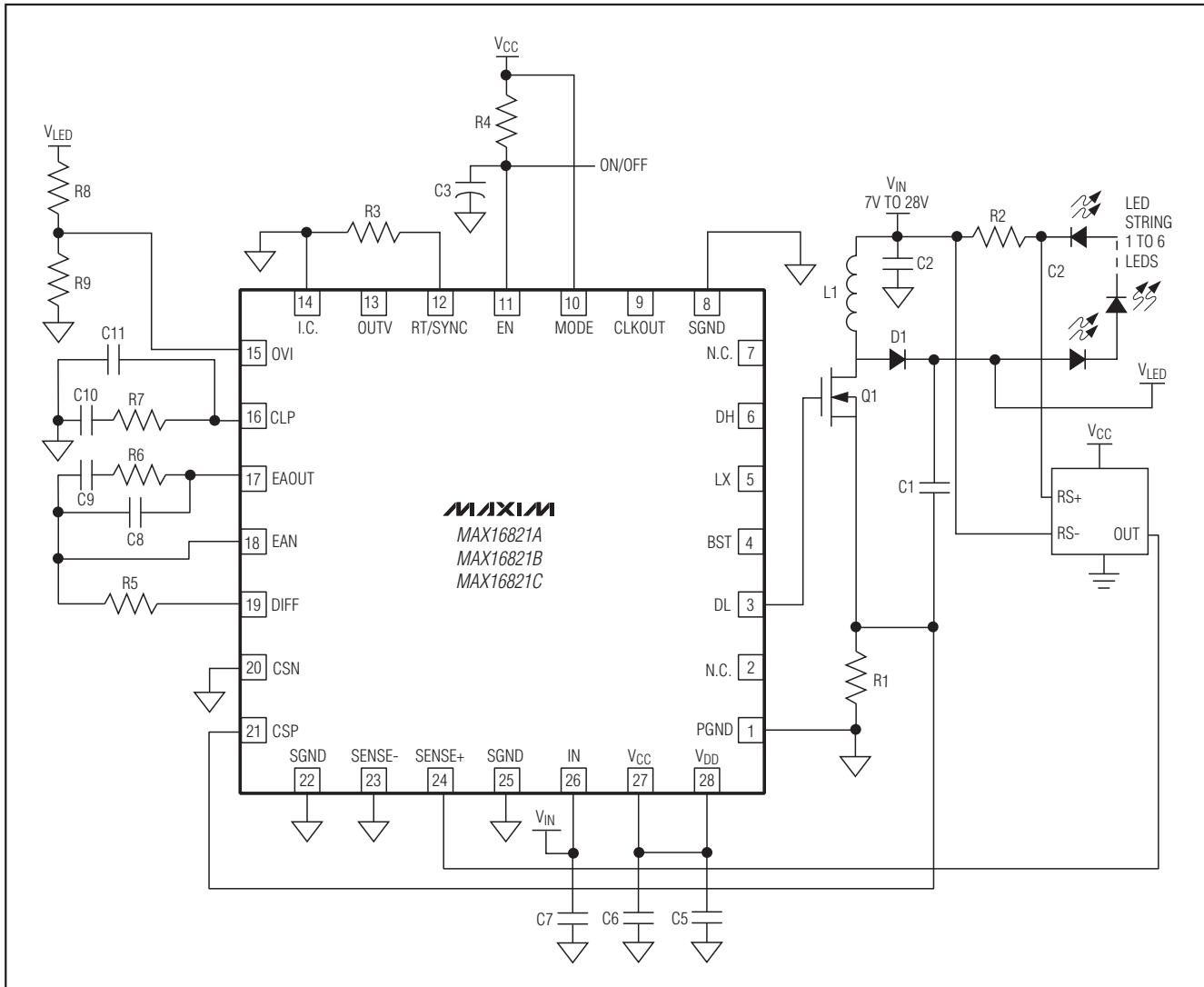


図6. 入力基準バックブーストLEDドライバの標準アプリケーション回路(入力：7V～28V)

高速電流パルス駆動機能付き 高出力同期式高輝度LEDドライバ

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821C

SEPIC LED ドライバ

図7は、SEPIC LED ドライバとして構成したMAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cを示しています。バットプロジェクトでは常に入力より低い出力が生成され、ブーストトポロジでは常に入力より高い出力が生成されますが、SEPICトポロジでは出力電圧を入力より高くすることも、入力と等しくすることも、または入力より低くすることも可能です。SEPICトポロジでは、C3両端の電圧が入力電圧と等しく、L1とL2は同じインダクタンスを持ちます。したがって、Q1がオンの時(オンタイム)は、両方のインダクタ(L1とL2)の電流は同じ速度で立ち上ります。この間は、出力コンデンサが出力電圧を維持します。Q1がオフの時(オフタイム)は、L1の電流は、C3を再充電して、そ

してL2との組合せでC1を再充電する電流を供給し、負荷への電流供給も行います。L1とL2にかかる電圧波形は完全に同一であるため、両方のインダクタを同じコアに巻くことが可能です(1個の結合インダクタ)。L1とL2の電圧は同じですが、RMS電流はまったく異なる可能性があるため、異なる太さの巻線が必要になる可能性があります。インダクタが2個存在しエネルギーの伝達が分割されるため、SEPICコンバータの効率は標準のバックまたはブースト構成より低くなります。ブーストドライバ同様、電流検出抵抗はグランドに接続されるため、LED ドライバの出力電圧はMAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cの定格最大電圧を超えることが可能です。

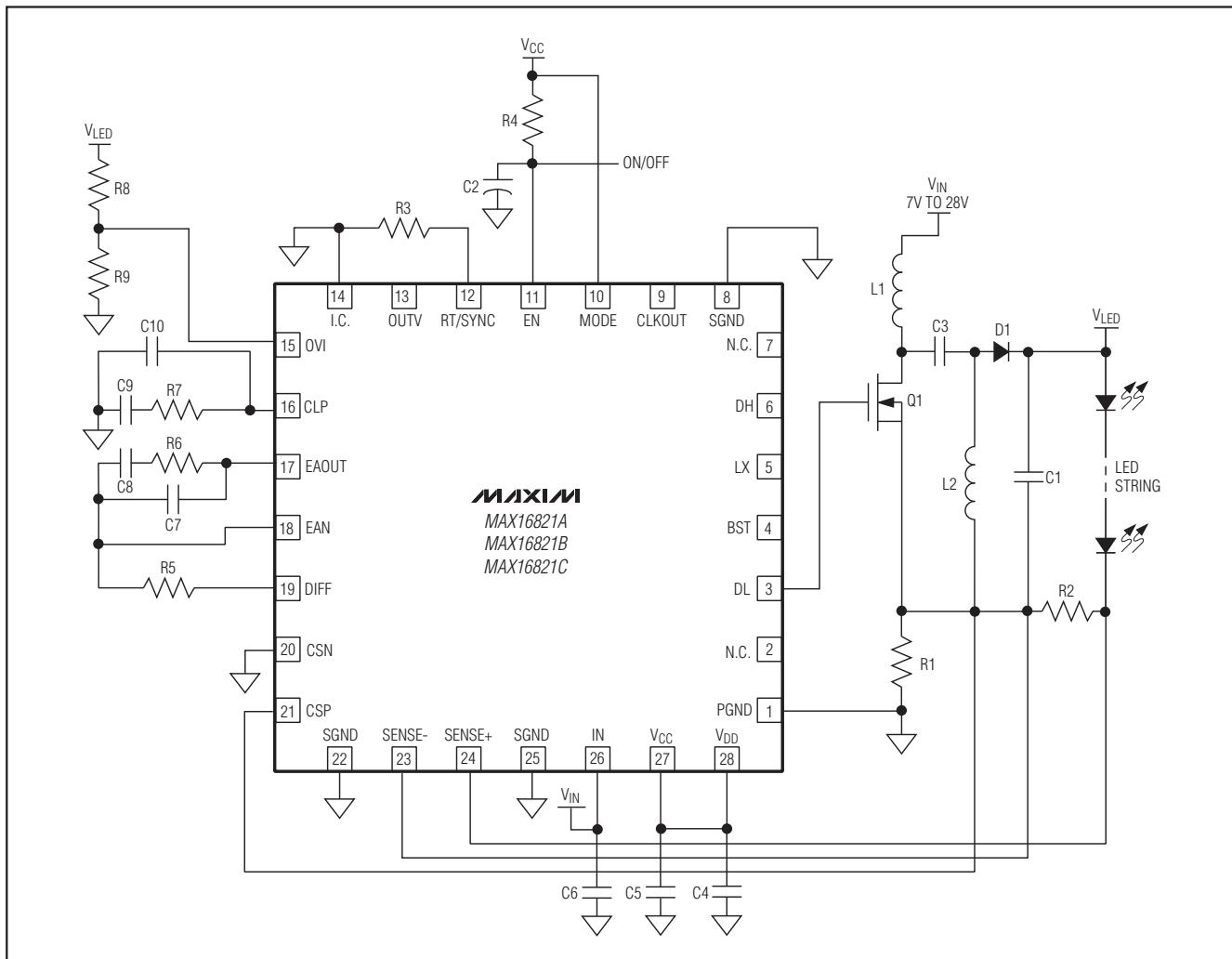


図7. SEPIC LED ドライバの標準アプリケーション回路

高速電流パルス駆動機能付き 高出力同期式高輝度LEDドライバ

同期整流付きローサイドバックドライバ

図8では、入力電圧範囲が7V～28Vであり、電流検出抵抗がグランド基準であるため、出力電圧は入力と同じ電圧までにすることが可能です。特に入力電圧がLEDストリングの電圧に比べて高い場合、同期MOSFETは電力損失を最小限に保ちます。内側の平均電流ループのインダクタについては、抵抗R1によって電流が検出

されます。LED電流を安定化するため、R2が発生する電圧を差動アンプが0.6Vと比較します。コンデンサC1は小容量であり、LEDのリップル電流を減少させるのに役立ちます。LEDがより高いリップル電流を許容する場合は、C1を省略して下さい。平均電流モード制御方式によって、入力電圧はLEDストリングに給電する電流ソースに変換されます。

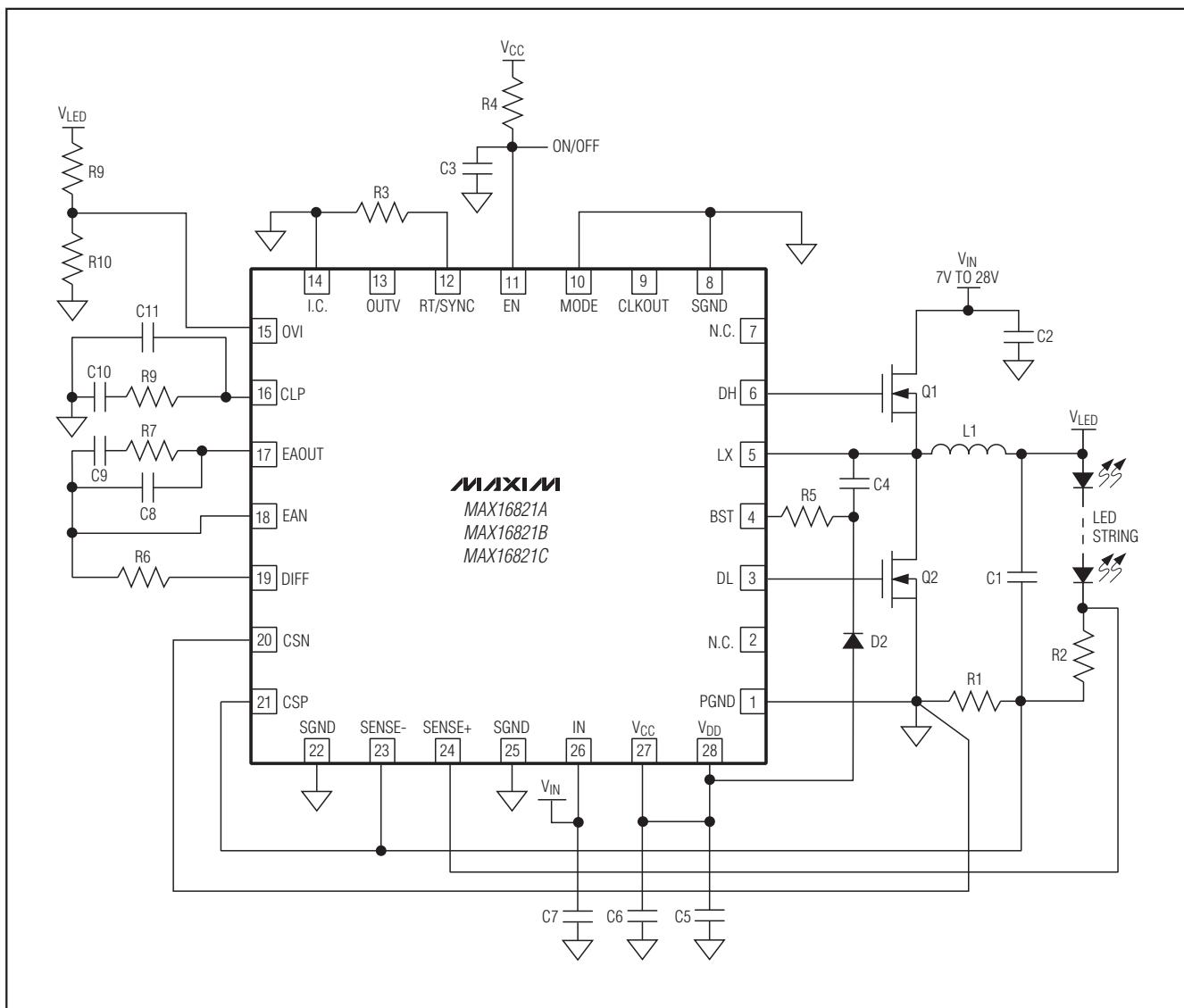


図8. ローサイドバックLEDドライバのアプリケーション回路

高速電流パルス駆動機能付き 高出力同期式高輝度LEDドライバ

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821C

同期整流付きハイサイドバックドライバ

図9では、入力電圧の範囲が7V～28Vであり、LED負荷がインダクタと直列に正側と電流検出抵抗(R1)の間に接続され、そしてMODEはV_{CC}に接続されています。内側の平均電流ループのインダクタについては、抵抗R1によって電流が検出され、ハイサイドの電流検出アンプU2によってロー側に伝達されます。抵抗R11の

両端に現れる電圧は、内側の平均電流ループの平均インダクタ電流検出電圧になります。LED電流を安定化するため、R2が発生する電圧を差動アンプが内部リファレンスと比較します。コンデンサC1は小容量であり、LEDのリップル電流を減少させるために付加されます。LEDがより高いリップル電流を許容する場合は、コンデンサC1を省略することができます。

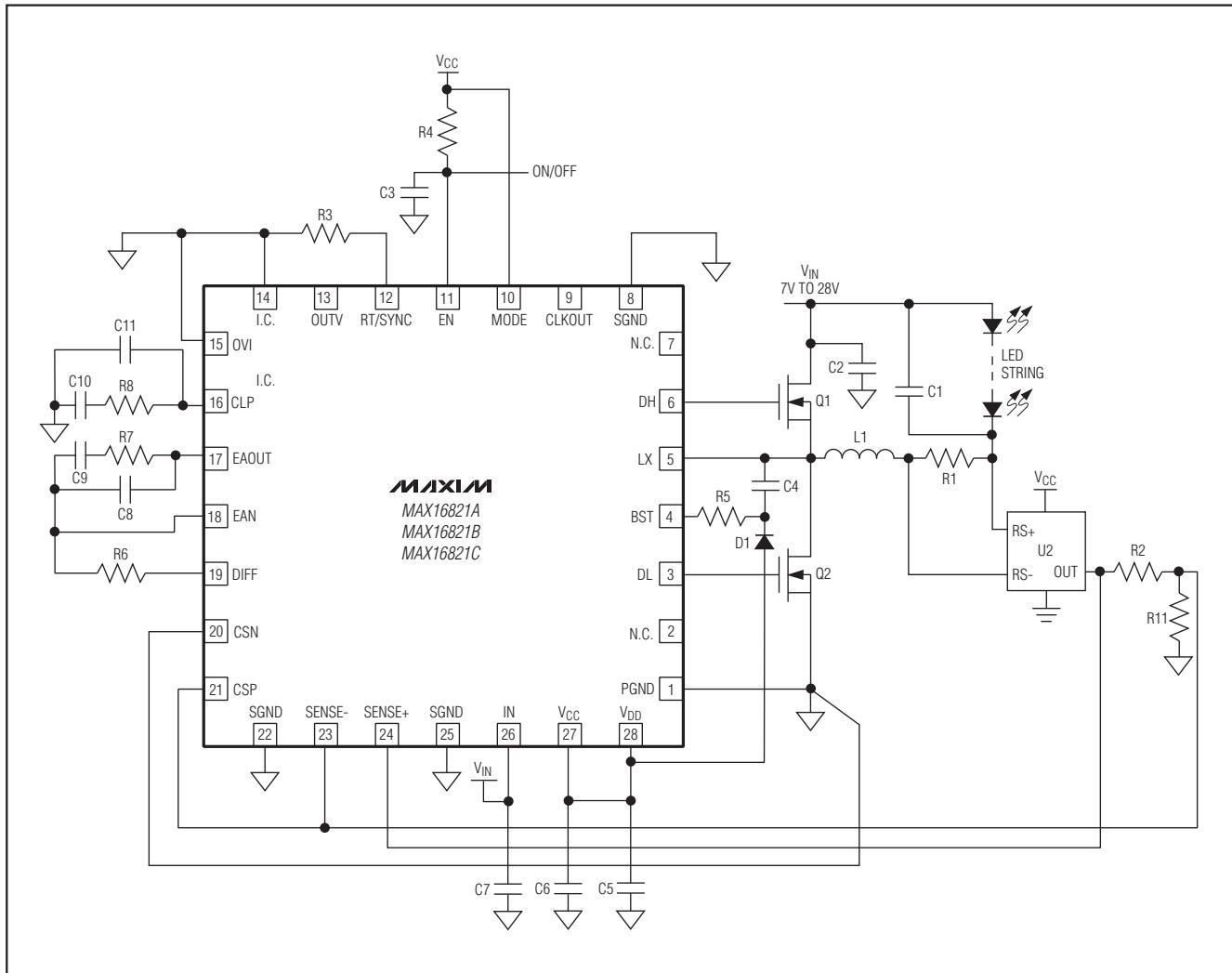


図9. ハイサイドバックLEDドライバのアプリケーション回路

高速電流パルス駆動機能付き 高出力同期式高輝度LEDドライバ

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、および出力の許容リップルによって、インダクタの値とサイズが決まります。より高いスイッチング周波数を選ぶとインダクタンスへの要求が低減しますが、効率が犠牲になります。スイッチングMOSFETのゲートとドレインの容量の充電/放電サイクルによってスイッチング損失が発生しますが、スイッチング損失は入力電圧の2乗に比例するため、入力電圧が高いほど悪化します。MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cは最高1.5MHzで動作します。

様々なメーカーから提供されている標準的な大電流、表面実装インダクタシリーズからインダクタを選択して下さい。特定のアプリケーションでは、特注のインダクタが必要になる場合があります。特注インダクタには、高周波用コア材料を使用して下さい。高い ΔI_L は大きなピクトゥーピーク磁束偏位の原因となり、より高い周波数でコア損失が増大します。高周波動作と高い ΔI_L の組み合わせでは、必要な最小インダクタンスが減少し、平面インダクタの使用が可能になります。

以下の議論は、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。断続ブースト、バックブースト、およびSEPICの各トポロジは、部品の選択基準がまったく異なります。次の各式を使用して、最小インダクタンス値を決定して下さい。

バックレギュレータ：

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

ブーストレギュレータ：

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

ここで、 V_{LED} はLEDストリングに掛かる総電圧です。

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cの平均電流モード制御機能では、最大ピークインダクタ電流が制限され、インダクタの飽和が防止されます。飽和電流が最悪時のピークインダクタ電流よりも大きいインダクタを選択して下さい。次式を使用して、平均電流モード制御ループにおける最悪時の電流を決定して下さい。

$$I_{LPK} = \frac{V_{CL}}{R_S} + \left(\frac{\Delta I_{CL}}{2} \right)$$

ここで、 R_S は検出抵抗であり、 $V_{CL} = 0.030V$ です。バックコンバータの場合はインダクタ電流が検出電流になり、ブーストコンバータの場合は入力電流が検出電流になります。

スイッチングMOSFET

電圧レギュレータ用のMOSFETを選択する際には、全ゲート電荷量、 $R_{DS(ON)}$ 、電力損失、およびパッケージの熱抵抗について考慮して下さい。MOSFETのゲート電荷量とオン抵抗の積は1つの性能指標であり、数値が小さいほど性能が良いことを示します。高周波スイッチングアプリケーション向けに最適化されたMOSFETを選択して下さい。MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cのゲート駆動出力からの平均電流は、DHとDLによって駆動される全容量に比例します。MAX16821A/MAX16821B/MAX16821C内で消費される電力は、入力電圧と平均駆動電流に比例します。ゲート電荷量とドレイン容量の損失(CV^2)、有限の立上り/立下り時間に起因する上側MOSFETのクロスコンダクション損失、およびMOSFETの $R_{DS(ON)}$ でのRMS電流に起因する I^2R 損失が、MOSFET内での全損失になります。以下の各式を使用して、ハイサイドとローサイドのMOSFET内での電力損失(PD_{MOS})を推定して下さい。

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

ここで、 Q_G 、 $R_{DS(ON)}$ 、 t_R 、および t_F は、それぞれ上側スイッチングMOSFETの全ゲート電荷量、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の場合は、Dはデューティサイクル、 $I_{VALLEY} = (I_{OUT} - \Delta I_L / 2)$ 、および $I_{PK} = (I_{OUT} + \Delta I_L / 2)$ です。

$$PD_{MOS_LO} = (Q_G \times V_{DD} \times f_{SW}) + R_{DS(ON)} \times I_{RMS-LO}^2$$

$$I_{RMS-LO} = \sqrt{(I_{VALLEY}^2 + I_{PK}^2 + I_{VALLEY} \times I_{PK})} \times \frac{(1-D)}{3}$$

入力コンデンサ

バックコンバータの断続的な入力電流波形が原因で、入力コンデンサに大きなリップル電流が生じます。スイッチング周波数、ピークインダクタ電流、および供給源に影響を与える許容可能なピクトゥーピークの電圧リップルによって、必要な容量が決まります。入力リップルは、 ΔV_Q (コンデンサの放電によるもの)と ΔV_{ESR} (コンデンサのESRによるもの)で構成されます。

高速電流パルス駆動機能付き 高出力同期式高輝度LEDドライバ

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821C

入力には、高い許容リップル電流を備えた低ESRのセラミックコンデンサを使用して下さい。インダクタが入力と直列になるブーストトポロジの場合、コンデンサのリップル電流はインダクタのリップルと同じで、入力コンデンサは小さくなります。

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、およびバルク容量が、出力リップルの原因になります。ほとんど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のESRとESLの影響を大幅に軽減することができます。ESLの影響を軽減するため、複数のセラミックコンデンサを並列に接続して必要なバルク容量を達成して下さい。

バック構成の場合、次式を使用して出力容量C_{OUT}を計算します。

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

ここで、 ΔV_R は最大許容出力リップルです。

ブースト構成の場合、次のように出力容量C_{OUT}を計算します。

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

ここで、I_{LED}は出力電流です。

バックブースト構成の場合、出力容量C_{OUT}は次のようになります。

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

ここで、V_{LED}は負荷の両端における電圧、I_{LED}は出力電流です。

平均電流制限

バック構成の場合、MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cの平均電流モード制御技術によって、最大出力電流が正確に制限されます。MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cは検出抵抗両端の電圧を検出して、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26.4mV (min)に達すると、オンサイクルが終了します。次式を使用して、電流検出抵抗の最大値を計算して下さい。

$$R_{SENSE} = \left(\frac{0.0264}{I_{LED}} \right)$$

PCBに付随する寄生成分を補償するため、5%小さいR_Sの値を選択して下さい。適切な電力定格の無誘導抵抗を選択して下さい。ブースト構成の場合、MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cは最大入力電流を正確に制限します。次式を使用して、電流検出抵抗の値を計算して下さい。

$$R_{SENSE} = \left(\frac{0.0264}{I_{IN}} \right)$$

ここで、I_{IN}は入力電流です。

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電流安定化ループで構成されます。MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cは、平均電流モード制御方式を用いてLED電流を安定化させます(図2)。VEA出力が、電流ソース用の制御電圧を供給します。内側の電流ループはインダクタによるポールを吸収して、LED電流ループの次数を単一ポールのシステムと同じ次数に減少させます。電流制御ループを設計する際に考慮すべき重要な点は、インダクタのダウンスロープ(CEAの出力ではアップスロープになる)が絶対に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、ピーク電流モードでスロープ補償が不十分な場合に発生するものに似た低調波発振を防止するために必要な条件です。それには、次式に基づいてCEAの出力における利得を制限する必要があります。

バック :

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

ここで、V_{RAMP} = 2V、g_m = 550μS、A_V = 34.5V/V、V_{LED}はLEDストリング両端の電圧です。

内側の電流ループのクロスオーバ周波数は、次式で与えられます。

$$f_C = \frac{R_S}{V_{RAMP}} \times \frac{V_{IN}}{2 \times \pi \times L} \times 34.5 \times g_m \times R_{CF}$$

適切な位相マージンを設けるため、R_{CF}とC_{CZ}によって形成されるゼロをクロスオーバ周波数より少なくとも3倍から5倍低い位置に配置して下さい。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は必要ないかも知れませんが、追加することによってスイッチング周波数またはそれより高い周波数におけるノイズを最小化することができます。

高速電流パルス駆動機能付き 高出力同期式高輝度LEDドライバ

ブースト：

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

内側の電流ループのクロスオーバ周波数は、次式で与えられます。

$$f_C = \frac{R_S}{V_{RAMP}} \times \frac{V_{LED}}{2\pi \times L} \times 34.5 \times g_m \times R_{CF}$$

クロスオーバにおいて適切な位相マージンを設けるため、 R_{CF} と C_{CZ} によって形成されるゼロをクロスオーバ周波数より少なくとも3倍から5倍低い位置に配置して下さい。電流波形に乗るノイズスパイクを排除するため、 R_{CF} と C_{CP} によって形成されるポールを追加して、スイッチング周波数に配置します。

PWM調光

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cは独立したPWM入力を備えていませんが、簡単な外付け回路によって容易にPWM調光を実現することができます。図10と図11をご覧下さい。

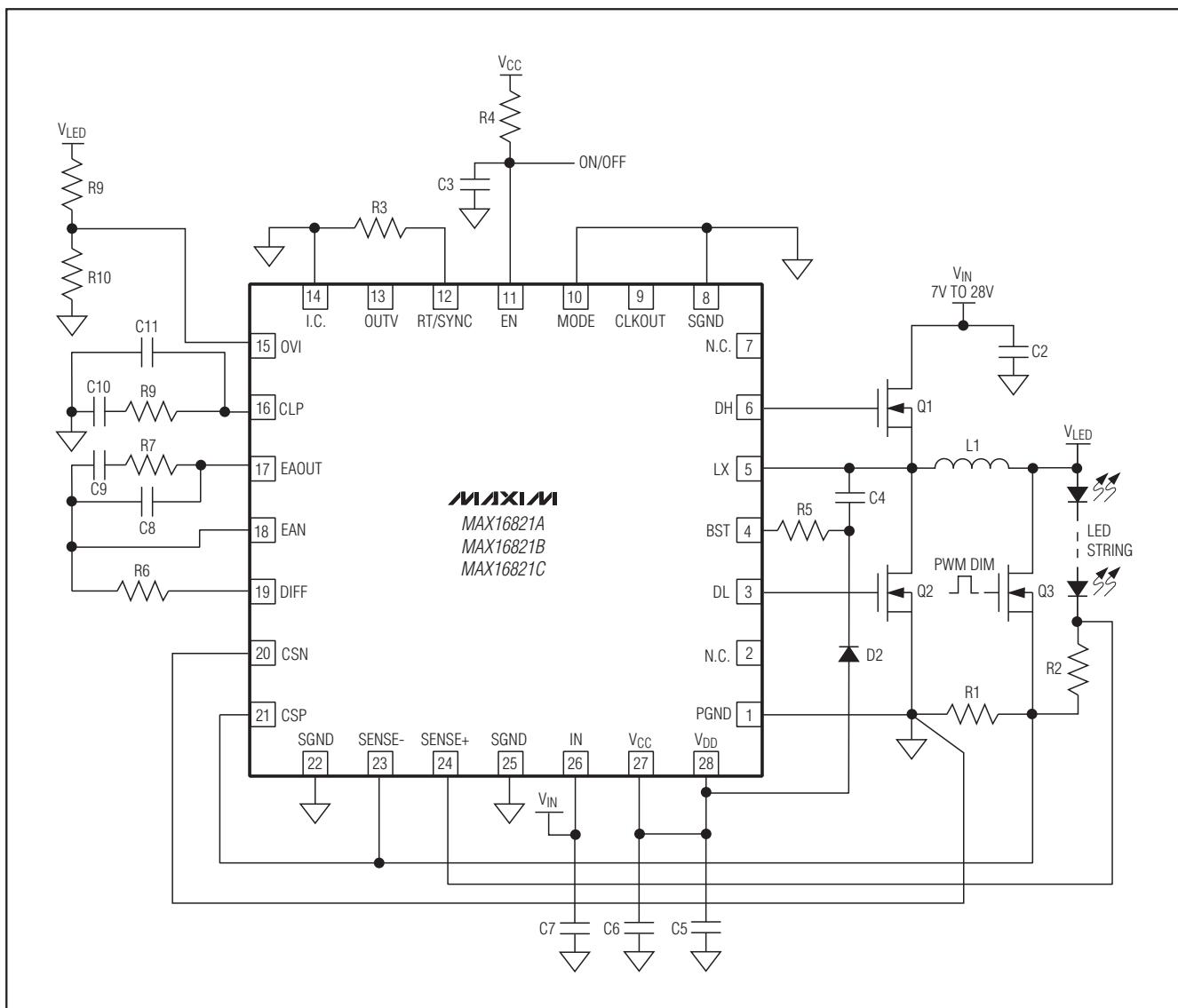


図10. PWM調光付きローサイドバックLEDドライバ

高速電流パルス駆動機能付き 高出力同期式高輝度LEDドライバ

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821C

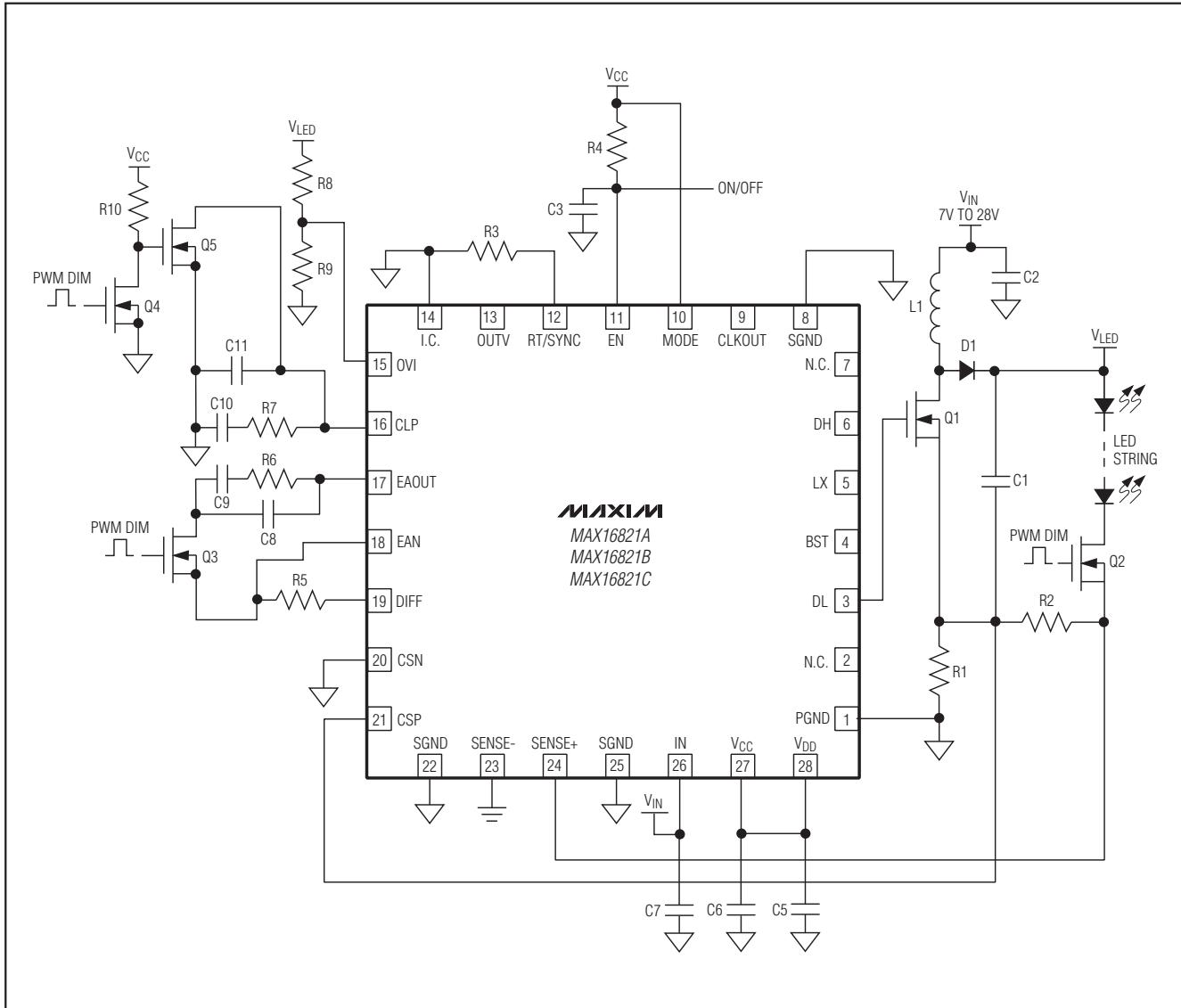


図11. PWM調光付きブーストLEDドライバ

消費電力

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821C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下さい。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とハイサイドの外付けMOSFETの全ゲート電荷量、I_Qは電源電流、f_{SW}はLEDドライバのスイッチング周波数です。

次式を使用して、周囲温度(T_A)におけるチップの最大消費電力(P_{DMAX})を計算して下さい。

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

高速電流パルス駆動機能付き 高出力同期式高輝度LEDドライバ

PCBレイアウト

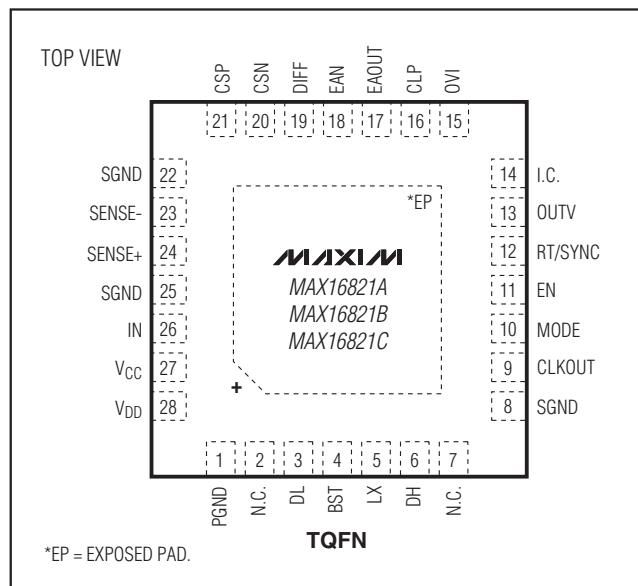
以下の指針に従ってLEDドライバのレイアウトを行って下さい。

- 1) IN、V_{CC}、およびV_{DD}のバイパスコンデンサを MAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cの近くに配置して下さい。
- 2) 大電流スイッチングループの面積と長さを最小限にして下さい。
- 3) スイッチングMOSFETの両端に接続される必要なショットキーダイオードを、それぞれのMOSFETのごく近くに配置して下さい。
- 4) SGNDとPGNDには、PCBの異なる層にある独立したグランドプレーンを使用して下さい。これら両方のプレーンを1点で相互に接続し、この接続はMAX16821A/MAX16821B/MAX16821Cのエクスポートドパッドの下で行って下さい。
- 5) 電流検出ラインCSPとCSNを互いに極めて近い位置に配線して、ループ面積を最小化して下さい。検出ラインSENSE+およびSENSE-を互いに近い位置に配線して下さい。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下さい。電流の検出は、電流検出抵抗のパッド位置で行って下さい。電流検出信号の最大振幅は27.5mVです。この信号が、高dv/dtおよび高di/dtの部品や配線によって汚染されるのを防ぐために、グランドプレーン層を使用して電源系の配線からこの信号線を隔離して下さい。
- 6) 出力コンデンサのバンクを負荷の近くに配置して下さい。
- 7) 適切な放熱のために、電力部品をボード全体に均等に分散させて下さい。
- 8) 放熱を補助するため、スイッチングMOSFET、インダクタ、および検出抵抗の位置とその周囲に十分な銅領域を設けて下さい。
- 9) 2オンス以上の厚さの銅を使用して、配線のインダクタンスと抵抗を最小限に抑えて下さい。より厚い銅を使用すると熱伝導がより効果的に行われ、それによって熱抵抗が減少します。薄い銅のPCBは、大電流を伴うアプリケーションの効率を低下させます。

選択ガイド

PART	DIFFERENTIAL SET VALUE (V _{SENSE+} - V _{SENSE-}) (V)	DIFFERENTIAL AMP GAIN (V/V)
MAX16821A	0.60	1
MAX16821B	0.10	6
MAX16821C	0.03	20

ピン配置



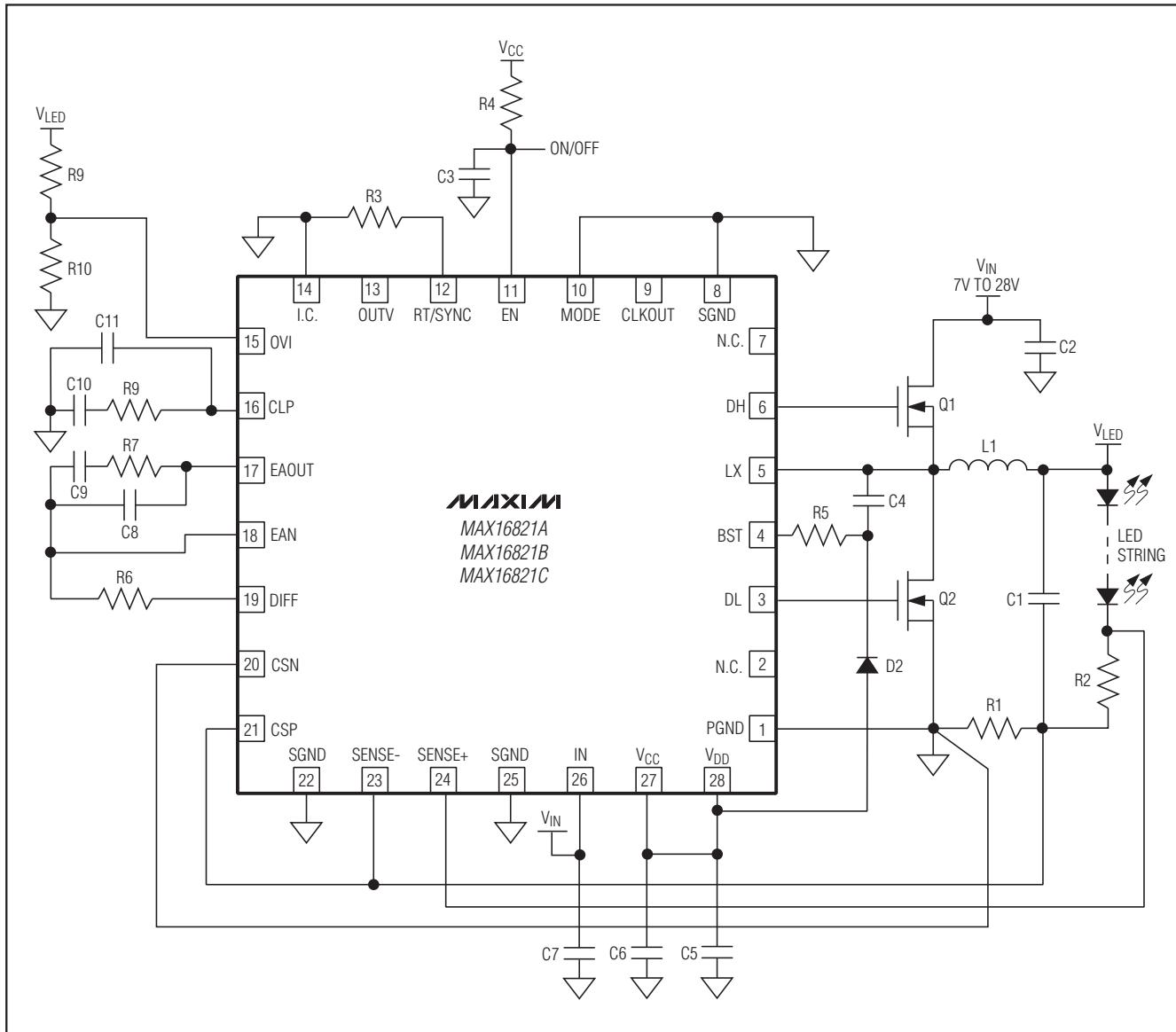
チップ情報

PROCESS: BiCMOS

高速電流パルス駆動機能付き 高出力同期式高輝度LEDドライバ

MAX16821A/MAX16821B/MAX16821C

標準動作回路



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。

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-EP	T2855-8	21-0140

高速電流パルス駆動機能付き 高出力同期式高輝度LEDドライバ

改訂履歴

版数	改訂日	説明	改訂ページ
0	7/07	初版	—
1	3/09	「Electrical Characteristics (電気的特性)」表を改訂	3, 4
2	1/10	図2での部品識別表示を付与。	10

マキシム・ジャパン株式会社 〒141-0032 東京都品川区大崎1-6-4 大崎ニューシティ 4号館 20F TEL: 03-6893-6600

Maximは完全にMaxim製品に組込まれた回路以外の回路の使用について一切責任を負いかねます。回路特許ライセンスは明言されていません。Maximは隨時予告なく回路及び仕様を変更する権利を留保します。

24 Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 408-737-7600

© 2010 Maxim Integrated Products

MaximはMaxim Integrated Products, Inc.の登録商標です。