

MAX16841

コントローラIC、調光可能なオフラインLEDランプ用

概要

MAX16841は、ACライン(100V、120V、220V、および230V AC)入力ランプ用のLEDドライバです。このデバイスは、独自の入力電流制御を備えているため、アクティブ力率補正(PFC)を提供しつつランプの最大輝度からゼロまでスムーズな調光を実現します。このデバイスは、非常にフレキシブルな製品であり、絶縁型(フライバックなど)および非絶縁型(バック)の構成で使用可能です。MAX16841ベースの設計ではこれまでのように絶縁のためにフォトカプラを使用することを避けることが出来ます。

このデバイスの定周波数制御方式では、導通損失およびスイッチング損失の合計を最小化する導通モードで動作させることによって、低・高ACラインの両方で変換効率の最大化が可能です。

このデバイスは、汎用入力(90V~264V AC)調光アプリケーション用に構成することが可能で、世界中で動作する調光可能なLEDランプの設計が可能です。

この製品は、電解コンデンサなしで使用可能なため、ランプの寿命が最大限に延長されます。この場合、LED電流は整流正弦波で、周波数はACライン周波数の2倍です。

また、このデバイスは、サーマルシャットダウン、電流制限、オープンLED保護、およびV_{CC}低電圧ロックアウトも備えています。このデバイスは、-40℃~125℃の温度範囲で動作し、8ピンSOパッケージで提供されます。

アプリケーション

トライアック調光を備えたレトロフィットLEDランプ

汎用入力LEDレトロフィットランプ

産業および民生用照明

住宅用LED照明

特長

- ◆ リーディング(トライアック)およびトレーリングエッジ調光器によるスムーズな調光
- ◆ アクティブ力率補正
- ◆ 非絶縁型(バックなど)および絶縁型(フライバック)トポロジ
- ◆ AC汎用入力範囲：90V~264V
- ◆ 定周波数制御方式によって高および低ACライン電圧の効率を最大化
- ◆ 定電力制御、フォトカプラ不要
- ◆ 超低停止時消費電流
- ◆ 出力オープンおよび短絡保護
- ◆ サーマルシャットダウン
- ◆ 8ピンSOパッケージで提供

[型番](#)はデータシートの最後に記載されています。

[標準動作回路](#)はデータシートの最後に記載されています。

関連部品およびこの製品とともに使用可能な推奨製品については、japan.maxim-ic.com/MAX16841.relatedを参照してください。

コントローラIC、調光可能なオフラインLEDランプ用

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

IN to GND -0.3V to +26V
 NDRV, DIMOUT to GND -0.3V to ($V_{IN} + 0.3V$)
 All Other Pins to GND -0.3V to +6V
 NDRV Continuous Current $\pm 10mA$
 DIMOUT Continuous Current $\pm 2mA$
 Continuous Power Dissipation ($T_A = +70^\circ C$)
 8 SO (derate 7mW/ $^\circ C$ above $+70^\circ C$) 588.2mW

Operating Temperature Range $-40^\circ C$ to $+125^\circ C$
 Junction Temperature $+150^\circ C$
 Storage Temperature Range $-65^\circ C$ to $+150^\circ C$
 Lead Temperature (soldering, 10s) $+300^\circ C$
 Soldering Temperature (reflow) $+260^\circ C$

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

PACKAGE THERMAL CHARACTERISTICS (Note 1)

8 SO

Junction-to-Ambient Thermal
 Resistance (θ_{JA}) (based on S8+2) $136^\circ C/W$

Junction-to-Case Thermal
 Resistance (θ_{JC}) (based on S8+2) $38^\circ C/W$

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 japan.maxim-ic.com/thermal-tutorial.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V_{IN} = 12V$, $T_A = T_J = -40^\circ C$ to $+125^\circ C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
IN Operating Range	V _{IN}		11		20	V
IN Undervoltage Threshold	UVLOR _{IN}	V _{IN} rising, V _{HYST} = 1V	9.5	10	10.5	V
IN Overvoltage Threshold	OVLOR _{IN}	V _{IN} rising, V _{HYST} = 1.8V	21	22	23	V
IN Input Supply Current	I _{IN}	NDRV not switching, V _{TH} = 0V	0.7	1.3	2.6	mA
		NDRV switching, 177.5kΩ/330pF on NDRV, V _{TH} = 5V, V _{COMP} = 2V, V _{CS} = 0V, V _{REFI} = 2.35V	1.7	2.7	4.2	
		V _{IN} = 8V		1.6		
TH						
TH Operating Range			0		4	V
TH Threshold Voltage	V _{TH}	V _{TH} rising, hysteresis = 150mV	1.17	1.215	1.26	V
TH Input Supply Current		V _{TH} = 0V		0.16	0.3	μA
REFI						
REFI Operating Range	V _{REFI}		0.5		3.25	V
REFI Input Supply Current		V _{REFI} = 2V	48.5	50	51.5	μA
DIMOUT						
DIMOUT On-Resistance		DIMOUT = IN		20	40	Ω
		DIMOUT = GND		20	40	
TH to DIMOUT Propagation Delay		V _{TH} rising		40	80	ns
		V _{TH} falling		40	80	
INTERNAL OSCILLATOR						
Oscillator Frequency		RT = 47.5KΩ		50		kHz
		RT = 177.5kΩ	160	180	200	
		RT = 297.5kΩ	270	300	330	

コントローラIC、調光可能なオフラインLEDランプ用

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = 12V$, $T_A = T_J = -40^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$.) (Note 2)

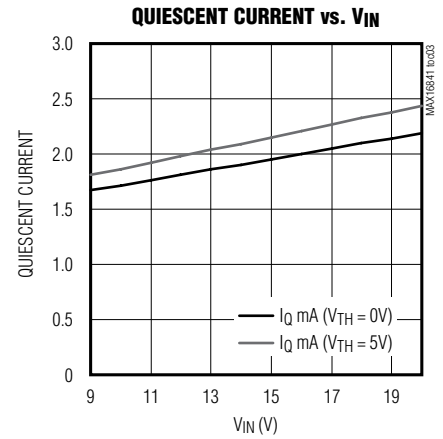
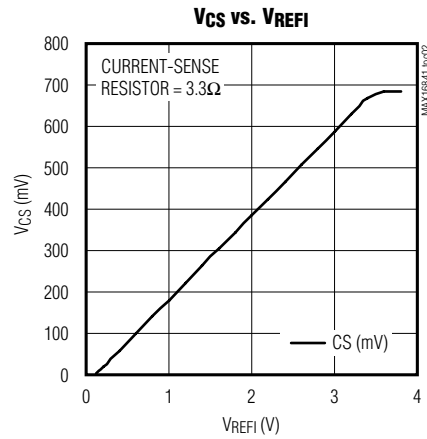
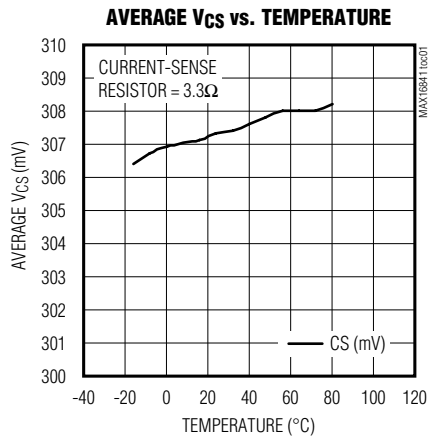
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
RT Resistance Range			47.5		297.5	k Ω
Oscillator Decode Resolution				6		Bits
Dither Frequency Range		45kHz to 330kHz		1.875		%
Frequency Dither Ramping DAC				7		Bits
Dither Frequency				1.5		kHz
CURRENT SENSE						
CS Input Bias Current		$V_{CS} = 2V$, $V_{COMP} = 4V$	-1	0	+1	μA
		$V_{CS} = 2V$, $V_{COMP} = 0.7V$	60	90	130	
CS Voltage at Current Limit	V_{CS_LIMIT}		2.1	2.2	2.3	V
CS Voltage at Current Limit Soft-Start				10		ms
CS Voltage at Hiccup Current Limit			2.6	2.7	2.8	V
CS Hiccup Shutdown		CS > hiccup		1.2		s
Hiccup Detection Cycles				3		Times
CS Regulation Voltage		$V_{COMP} = 2V$, $V_{REFI} = 2.35V$, $V_{CS} = 0.45V$	448	450	462	V
TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER						
Transconductance	G_m	$V_{COMP} = 2.2V$, $V_{REFI} = 2.35V$, $V_{CS} = 0.45V \pm 0.05V$	95	135	175	μS
COMP Sink Current	I_{SINK}	$V_{COMP} = 2V$, $V_{REFI} = 2.35V$, $V_{CS} = 0V$	45	65	85	μA
COMP Source Current	I_{SOURCE}	$V_{COMP} = 2V$, $V_{REFI} = 2.35V$, $V_{CS} = 0.9V$	45	65	85	μA
NDRV						
NDRV Operating Range			0		V_{IN}	V
NDRV On-Resistance		$I_{NDRV} = 50mA$ to $100mA$		2	5.0	Ω
		$I_{NDRV} = -50mA$ to $-100mA$		1.25	2.5	
NDRV Dead Time		Rising or falling		5		Ns
NDRV Rise Time		NDRV = 1nF, 10% to 90%		15		ns
NDRV Fall Time		NDRV = 1nF, 90% to 10%		15		ns
NDRV Reference Current		Startup only	7.5	8	8.5	μA
THERMAL SHUTDOWN						
Thermal-Shutdown Threshold		T_J rising		164		$^{\circ}C$
Thermal Hysteresis				20		$^{\circ}C$

Note 2: All parameters are tested at $T_A = +25^{\circ}C$ only. Limits over temperature are guaranteed by design.

コントローラIC、調光可能なオフラインLEDランプ用

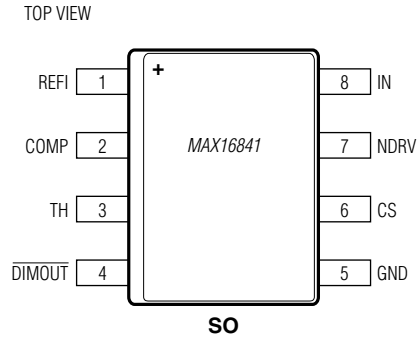
標準動作特性

($T_A = T_J = +25^\circ\text{C}$, 12 series LED load.)



コントローラIC、調光可能なオフラインLEDランプ用

ピン配置

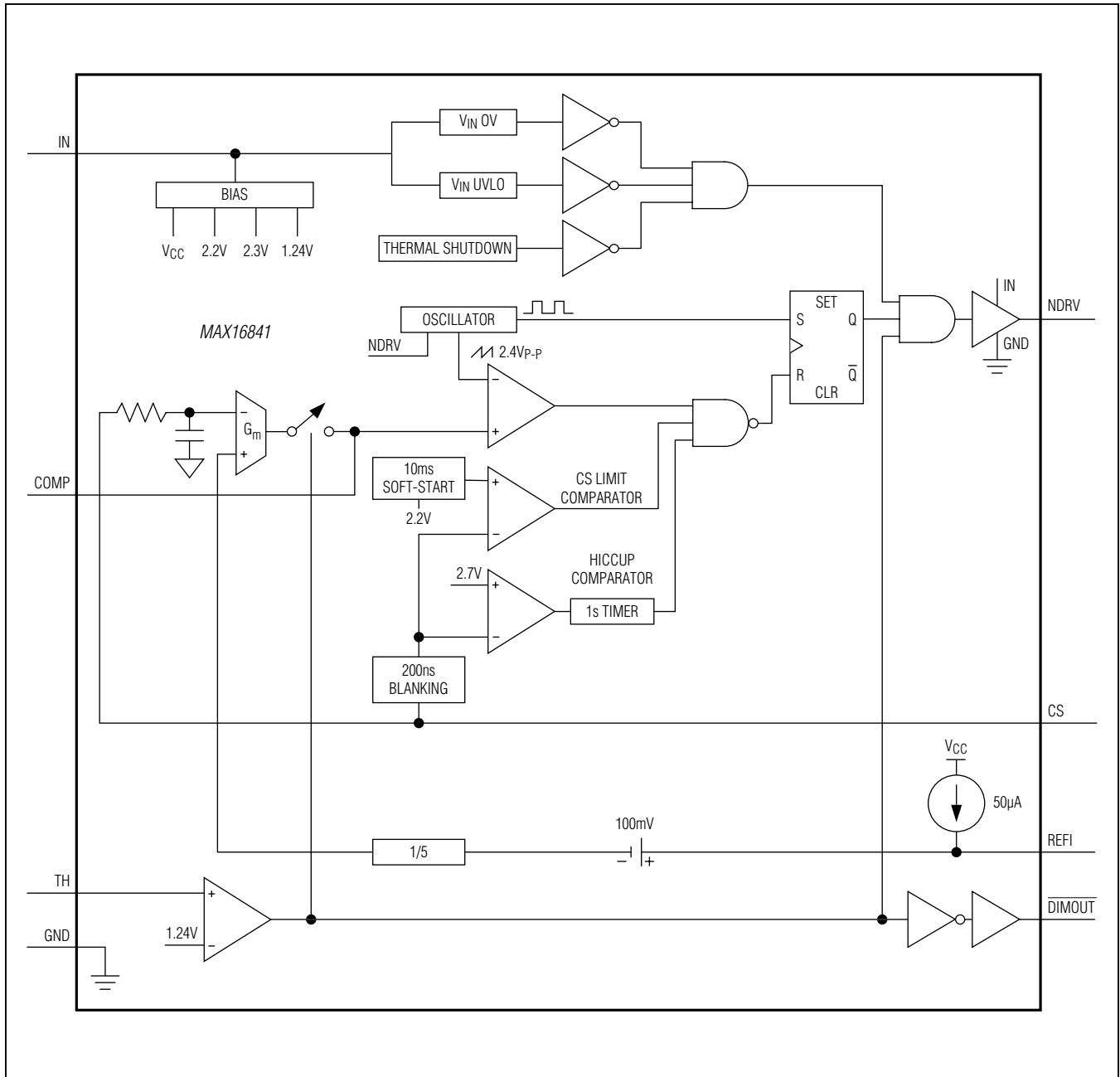


端子説明

端子	名称	機能
1	REFI	電流リファレンス入力。このICはこの端子から50 μ Aの電流をソースします。REFIとGNDの間に抵抗を接続して、入力電流リファレンスを設定してください。
2	COMP	スイッチング段の補正部品接続。グラウンドとの間に適切なRC回路を接続してください。これはG _m アンプの出力です。
3	TH	スイッチングを開始する入力の電圧スレッシュホールドを設定します。このスレッシュホールドは1.24Vに設定されます。ブリッジ整流器の出力、TH、およびGNDの間に抵抗分圧器を接続してください。
4	DIMOUT	DIMOUTは、入力が低い場合に外部FETを駆動して抵抗性の経路をトライアックに提供します。DIMOUTは、入力電圧が低い場合に電流の設定値を0にする外部FETの駆動にも使用されます。
5	GND	グラウンド
6	CS	スイッチ電流検出入力
7	NDRV	スイッチングMOSFETのゲート駆動。NDRVとGNDの間に抵抗を接続して、スイッチング周波数を設定してください。
8	IN	入力。0.1 μ F以上の値のセラミックコンデンサでグラウンドにバイパスしてください。

コントローラIC、調光可能なオフラインLEDランプ用

ファンクションダイアグラム



コントローラIC、調光可能なオフラインLEDランプ用

詳細

MAX16841は、リーディングエッジトライアック調光器およびトレーリングエッジトランジスタ調光器の両方と互換性のある固定周波数オフラインLEDドライバICです。このデバイスは定周波数平均電流モード制御方式を使用してMOSFETのスイッチング電流を制御します。さらに、ピーク制限コンパレータを使用して過負荷時および過渡状態でのピークスイッチング電流を制限します。ピーク制限コンパレータのスレッシュホールドは2.2Vです。アクティブPFC用に、デバイスは独自の電流制御方式を使用して、サイクル単位の平均スイッチ電流をプログラムされたDC値に設定します。これは、低ACライン電圧(100V~120V)では連続伝導モード(CCM)で動作し、高ACライン電圧(220V~240V)では不連続伝導モード(DCM)で動作することによって、コンバータの効率を最大化するものです。スイッチングはTH端子の電圧が1.24Vのスレッシュホールドを超えた時点で開始されます。バック構成の場合は、入力電圧がLEDストリングの最大順方向電圧を上回るようにV_{TH}の立下りスレッシュホールドを設定してください。バックブーストまたはフライバック構成の場合は、このスレッシュホールドをより低く設定することができます。

また、このデバイスは独自の電流検出方式を使用してLED電流をレギュレートします。

デバイスのスイッチング周波数は、NDRVとグラウンドの間の抵抗1本で50kHz~300kHzの範囲で調整可能です。このデバイスは11V~20Vの広範囲の電源電圧で動作します。デバイスのスイッチングMOSFETゲートドライバは最大1Aをソースおよびシンクするため、最大25Wの電力範囲のオフラインLEDドライバアプリケーションで高電圧MOSFETを駆動することができます。このデバイスはリーディングエッジおよびトレーリングエッジ調光器による調光に対応します。

その他の機能として、サーマル・シャットダウンおよび過電圧保護が含まれます。

IN

このデバイスは、INの電圧によって動作します。すべての内蔵レギュレータはINから電力を取得します。動作電圧は11V~20Vです。

TH

THはスイッチングのスレッシュホールドを設定します。スイッチングはTHが1.24Vを通過した時点で開始されます。THのコンパレータには150mVのヒステリシスがあります。バック構成の場合は、入力電圧がLEDストリングの最大順方向電圧を上回るようにV_{TH}の立下りスレッシュホールドを設定して

ください。バックブースト構成では、V_{TH}の立下りスレッシュホールドをより低いレベルに設定することができます。

DIMOUT

トライアック調光器との正常な動作のためには、調光器がオフ状態のときに、調光器に接続された負荷に少なくともスタートアップ電流が流れる必要があります。調光器のタイミング回路が正常に動作するためには、常に閉じた電流経路が存在する必要があります。これを保証するために、外部FETとの組合せでINとGNDの間にブリーダ抵抗を接続します。V_{TH}が立下りスレッシュホールドを下回った場合、DIMOUTはこの外部FETを駆動します。V_{TH}が立下りスレッシュホールドを通過した時点でブリーダ抵抗は切断され、その結果として性能と効率が向上します。

内部発振器

このデバイスの内蔵発振器は50kHz~300kHzに設定可能です。NDRVとGNDの間に抵抗を1本接続して、発振器の周波数を設定してください。パワーアップ時、8μAの電流がこの抵抗に流れます。その後、内部の立ち上がりでNDRVの電圧と比較され、発振器の周波数が決定されます。

周波数ディザリング

このデバイスは周波数ディザリング機能を備えています。この機能はEMIの低減に役立ちます。

nチャネルMOSFETスイッチドライバ(NDRV)

NDRVドライバは、外部nチャネルスイッチングMOSFETのゲートを駆動します。NDRVはINとGNDの間をスイッチングします。NDRVは1Aのピーク電流をソース/シンク可能なため、デバイスはオフラインLEDドライバアプリケーションのMOSFETをスイッチングすることができます。外部MOSFETを駆動するために電源から流れる平均電流は、MOSFETのゲート電荷とスイッチング周波数に依存します。次式を使用してMOSFETドライバの消費電流を計算してください。

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

スイッチングMOSFET電流検出(CS)

スイッチングMOSFETの電流検出抵抗をデバイスのCS端子に接続してください。デバイスはCSの信号の平均がREFIの電圧によって決定されるレベルになるように制御します。各スイッチングサイクルでスイッチングMOSFETの早すぎるターンオフを防止するために、200ns (typ)の内部リーディングエッジブランキングが設けられています。ピーク制限コンパレータを使用して過負荷時および過渡状態でのピークスイッチ電流を制限します。ピーク制限コンパレータのスレッシュホールドは2.2V (typ)です。

コントローラIC、調光可能なオフラインLEDランプ用

入力電流設定(REFI)

REFIはLEDドライバの入力電流を設定するための外部リファレンスです。入力電流はREFIの電圧に比例します。ICはこの端子から50 μ Aの電流をソースするため、REFI端子の電圧もREFIとGNDの間に抵抗を接続することによって設定可能です。REFIの信号は、内部で100mVだけダウンスフトされたあと5分の1に減衰されます。減衰された信号は内蔵エラーアンプの正の端子に印加され、この信号はコントローラのリファレンスを設定します。

エラーアンプ出力(COMP)

このデバイスは、 G_m が150 μ S (typ)のトランスコンダクタンス電流エラーアンプを内蔵しています。エラーアンプの出力はTHのコンパレータ出力によって制御されます。THのコンパレータがハイの場合、エラーアンプの出力はCOMPに接続されます。THのコンパレータがローの場合、エラーアンプはCOMPから切断され、補償コンデンサの電荷が維持されます。COMPはPWMコンパレータの正の端子に接続されます。

このデバイスは、平均電流モード制御方式を使用して入力電流をレギュレートします。制御ループは、CSの信号の平均がREFIの電圧によって決定されるレベルになるようにレギュレートします。制御ループは、CSとGNDの間に接続された電流検出抵抗(R_{cs})、トランスコンダクタンス電流エラーアンプ、スイッチング周波数で2.4Vランプを提供する発振器、 G_m アンプの正の入力に印加する制御電圧、およびPWMコンパレータで構成されます。

過電圧保護入力(OVP)

これは、フライバックコンバータでオープンLED状態が発生した場合の保護機能です。IN端子はフライバックトランスの補助巻線に接続されます。オープンLED状態の発生中はINの電圧が増大して、INの電圧が22.5V (typ)に達した時点でNDRVがディセーブルされます。INの電圧が2Vだけ低下した時点で、NDRVがイネーブルされます。

短絡保護

スイッチングサイクルのオフ時間にはインダクタにかかる負の電圧が存在しないため、出力短絡状態の発生中、インダクタ電流は入力電圧とともに増大し続けます。この状態の間は、正常な状態よりもインダクタ電流が高いレベルになるため、CSの電圧信号のピークレベルが高くなります。CSの信号がヒカップスレッシュホールドの2.7V (typ)を超えた時点で、内部のヒカップブロックがアクティブ化されます。CSが3回にわたって2.7V (typ)を超えた場合、1s (typ)の間スイッチングがディセーブルされます。

過熱保護

接合部温度が+160°Cを超えた場合、デバイスはサーマルシャットダウンモードに移行します。サーマルシャットダウン中は、NDRVはディセーブルされます。接合部温度が20°Cだけ低下した時点で、デバイスはサーマルシャットダウンモードから復帰します。

アプリケーション情報

図1は、MAX16841ベースの、トライアック調光可能、PFC、非絶縁型バックオフラインLEDドライバを示します。部品L1、L2、L3、およびC1は、EMI除去を提供します。トライアック調光がオンになる瞬間には、入力コンデンサ(C9)を充電するための大きな突入電流によって顕著なリングングが発生します。このリングングが原因でライン電流が0まで低下し、トライアックがオフになる可能性があります。R3、R22、およびC14はダンパーの役割を果たし、突入電流およびリングングを制限するために役立ちます。R3によって、電源の効率は低下します。調光を行わないアプリケーションでは、ダンパー回路を省略することが可能です。D4、R5、C2、D3、R6、R4、およびQ5で構成される回路は、調光の瞬間から1ms後にQ1によってR3をバイパスし、それによってR3での電力損失を減少させて効率を改善します。ターンオンの瞬間、コンデンサC2はD3、R6、R4、およびQ5で形成される定電流ソースによって充電されます。1msの時間内に、C2の両端の電圧がSCR Q1を作動させるのに十分な高さになります。ダイオードD4は、C2の急速放電を提供します。抵抗R8、R9、およびR10は、スイッチングスレッシュホールドを設定します。立上りスレッシュホールドは、最大LEDストリング電圧より高い電圧に設定してください。入力電圧が立下りスレッシュホールドより低い場合、DIMOUTがQ3のFETをオンにして、ダイオードブリッジの正側とGNDの間にR7を接続します。これによって、トライアックのタイミング回路用の閉じた回路が形成されます。ダイオードD2は、コンデンサC9およびC14がR7を通して放電するのを阻止します。これは、トライアックがオンになる瞬間の突入電流の低減に役立ちます。

R23、R24、D6、およびQ2で構成される回路はリニアレギュレータで、デバイスにバイアスを提供します。

バックコンバータ回路は、C9、LED+、LED-、C10、L5、Q4、D10、D11、およびR20によって形成されます。コンデンサC9は、スイッチング周波数電流用の経路を提供します。このコンデンサの最大値は、入力率の要件によって制限されます。C9の値が大きいほど、入力率率は低下します。

コントローラIC、調光可能なオフラインLEDランプ用

バックコンバータへの入力電圧の波形はライン周波数の整流正弦波のため、LED電流にはライン周波数の2倍の周波数のリップルが含まれます。電解コンデンサC11およびC12は、このライン周波数の2倍のリップルを除去します。

回路部品R11、R12、C15、Q6、Q7、R13、およびR14は、入力電流の制御に使用されます。Q6およびQ7は、マッチングされたトランジスタです。C15の電圧は、平均入力電圧を表します。この平均電圧が、R12、R13、R14、

Q6、およびQ7によって形成される電流ミラー回路の電流の制御に使用されます。R12に流れる電流はC15にかかる電圧にほぼ比例し、それがQ6のコレクタに反映されて、R12の電流と同じ量の電流がQ7のコレクタからシンクされます。デバイス内には50 μ Aの電流ソースが存在します。R16に流れる電流によって、入力電流、すなわちR20に流れる平均電流が設定されます。この回路は、ライン電圧の変化に対して入力電力をほぼ一定に保とうとします。

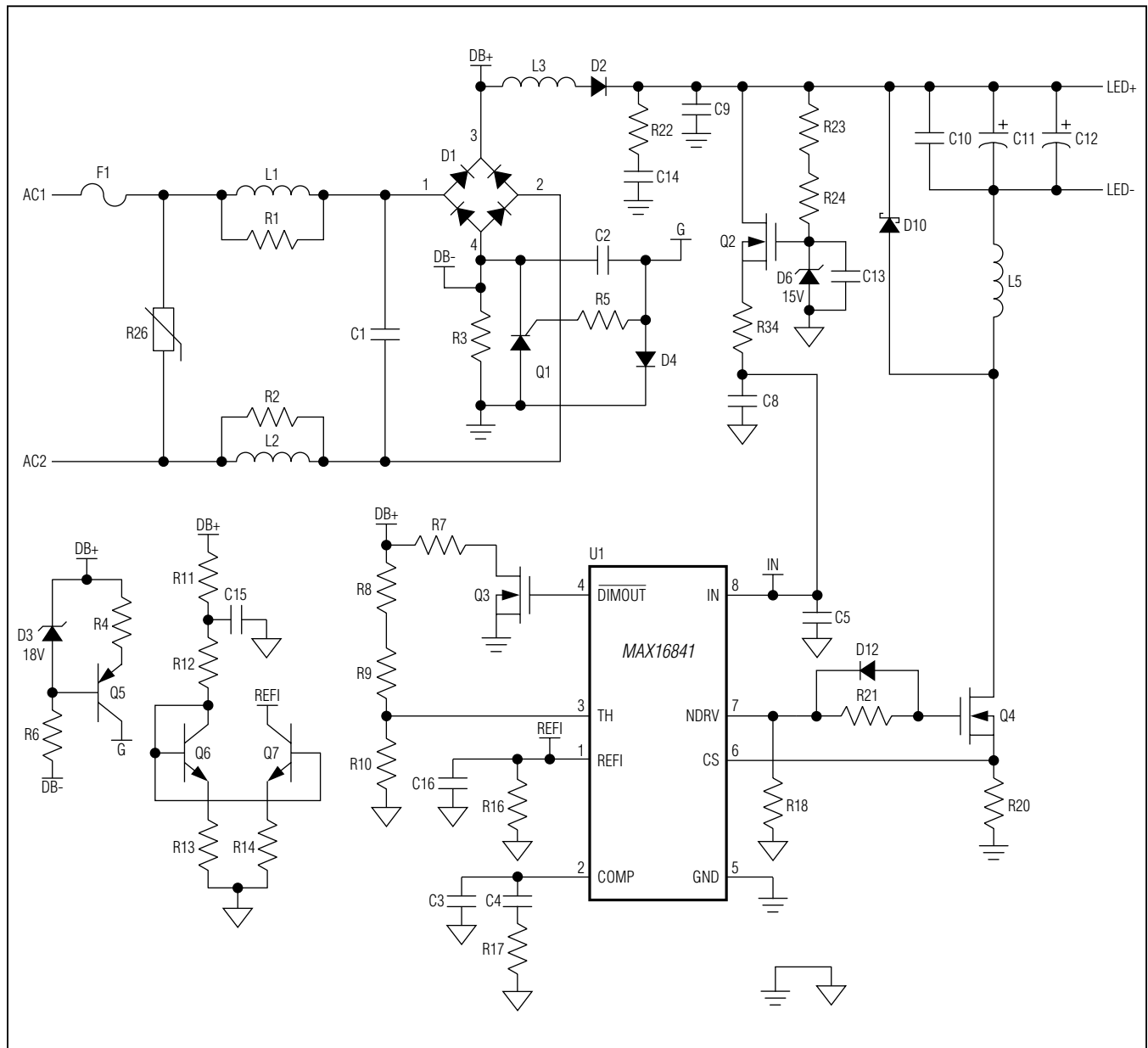


図1. 非絶縁型(バック)トポロジ

コントローラIC、調光可能なオフラインLEDランプ用

抵抗R16およびR20

抵抗R16の平均電流は、バックコンバータの平均入力電流です。

P_{OUT} を出力電力とすると、入力電力は次式で与えられます。

$$P_{IN} = \frac{P_{OUT}}{\eta}$$

$$I_{IN} = \frac{P_{IN} \times \pi}{2 \times V_M}$$

$$V_M = \sqrt{2} \times V_{INrms}$$

$$R16 = \frac{I_{IN} \times R20 + 0.1V}{10\mu A}$$

$$R_{CS} = \frac{V_{CS} \times 80\%}{I_{LP}}$$

$$I_{LP} = I_{IN} + 0.5 \times \Delta I_{Lmax}$$

I_{LP} はスイッチピーク電流です。スイッチ電流の最大ピークは、最も高い入力電圧のピークレベルで発生します。

V_{CS} は2.2Vです。許容誤差として80%のマージンを設けてください。

インダクタの選択

最高の効率を実現するためには、インダクタL5を連続伝導モードで動作させる必要があります。

インダクタの電流は、最も高い入力電圧のピークで最大レベルになります。LEDストリング電圧は一定と考えます。最も高い入力電圧のピークでのデューティサイクルを計算してください。

$$D = \frac{V_{LED}}{\sqrt{2} \times V_{INmax}}$$

ピーク間リップルの百分率はインダクタ電流の30%～60%の範囲と考えられます。ピーク間インダクタ電流リップルを60%と想定した場合、最大インダクタ電流は次式で与えられます。

$$I_{Lmax} = \frac{P_{OUT} \times \pi}{2 \times V_{LED}}$$

インダクタの最小値は次式で与えられます。

$$L_{min} = \frac{(\sqrt{2} \times V_{INmax} - V_{LED}) \times D}{0.6 \times I_{Lmax} \times f_{SW}}$$

図2は、PFCTトライアック、調光可能、絶縁型(フライバックトポロジ)オフラインLEDドライバを示します。

ここでQ4のMOSFETを流れる電流が制御されます。Q4を流れる電流は、フライバックコンバータの入力電流と同じです。入力側の回路は、すでに説明した非絶縁型バックLEDドライバの場合と同一です。スタートアップ中は、デバイスはQ2、R10、R11、およびD8からパワーアップされます。トランスのバイアス巻線からのブートストラップによってQ2のMOSFETがオフになり、高電圧ラインからの電力を節減します。この場合、R15、R16、およびR18によって設定されるスイッチングスレッショルドはLEDストリングの電圧より低くすることができます。

出力側の電解コンデンサC8およびC9は、LED電流に含まれるライン周波数の2倍の電流リップルを除去するために使用されています。

オープンLED状態の発生中は、出力コンデンサの電圧が増大してバイアス巻線側に反映されます。

バイアス巻線の電圧が22.5V (typ)を上回った時点で、NDRVがディセーブルされQ4のMOSFETがオフになります。

MOSFETの電圧定格に基づいてトランスの巻数比を選択してください。次式を使用して1次側と2次側の巻数比を計算してください。

$$N_{PS} = \frac{0.8 \times V_{DSmax} - V_{INmax}}{V_{LEDmax}}$$

ここで、

N_{PS} は1次側と2次側の巻数比

V_{DSmax} はQ4のMOSFETの電圧定格

V_{INmax} は最大ピーク入力電圧

V_{LEDmax} はLEDストリングの最大電圧

係数の0.8は、トランスの漏れインダクタンスによる電圧スパイクを考慮するためのものです。

次式を使用してバイアスと2次側の巻数比を計算してください。

$$N_{AS} = \frac{18V}{V_{LEDmax}}$$

ここで、 N_{AS} はバイアスと2次側の巻数比で、18Vはデバイスのバイアス電圧です。

コントローラIC、調光可能なオフラインLEDランプ用

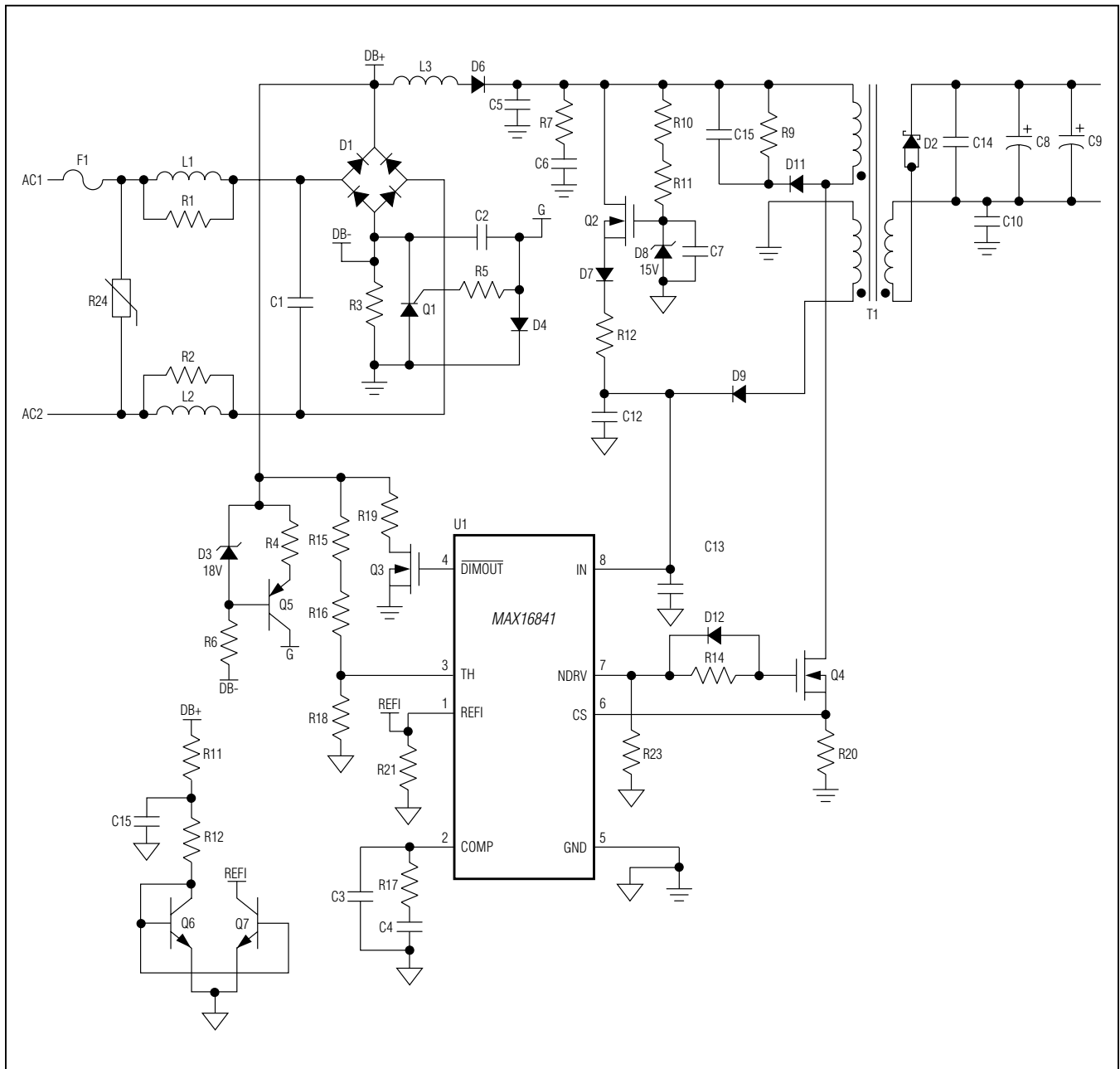


図2. フライバック構成

コントローラIC、調光可能なオフラインLEDランプ用

120V以上のAC入力でトランスがDCMで動作するようにトランスの磁化インダクタンス(Lm)を選択してください。より高い電圧でのDCM動作によって、Q4のMOSFETのスイッチング損失が減少します。次式を使用してLmを計算してください。

$$L_m = \frac{170V \times D^2}{I_{IN} \times f_{SW} \times 2}$$

$$I_{IN} = \frac{P_{IN} \times \pi}{340V}$$

ここで、Dは170V DCでのスイッチングデューティサイクルで、f_{SW}はスイッチング周波数です。

DCM状態では、Lmのピーク電流は次式を使用して計算することができます。

$$I_P = \sqrt{\frac{2 \times I_{IN} \times V_{INmax}}{L_m \times f_{SW}}}$$

ここで、V_{INmax}は最大ピーク入力電圧です。

フィードバック補償

非絶縁型バックのループ補償 (R17、C3、C4)

スイッチングコンバータの小信号伝達関数には、原点に1つのポールと、1つのゼロが含まれています。ゼロの位置は、インダクタの電流およびインダクタンス値と反比例の関係にあります。ゼロの位置の最低周波数は次のとおりです。

$$f_{Zmin} = \frac{V_{LED}}{2 \times \pi \times L \times I_{Lmax}}$$

ループのクロスオーバーがf_{Zmin}の近くなるようにループ補償を設計してください。R17およびC4によって形成される補償ゼロをf_{Zmin}/5に配置してください。R20は以下の式によって与えられます。

$$R17 = \frac{I_{Lmax} \times R20}{G_m \times V_{P-P}}$$

$$C4 = \frac{5}{2 \times \pi \times f_{Zmin} \times R17}$$

ここで、G_mは内蔵エラーアンプのトランスコンダクタンスで、V_{P-P}は2.4Vです。

R17およびC3によって形成される補償ポールを5 × f_{Zmin}に配置してください。

$$C3 = \frac{1}{2 \times \pi \times 5 \times f_{Zmin} \times R17}$$

フライバックドライバのループ補償 (R17、C3、C4)

スイッチングコンバータの小信号伝達関数は、バックの伝達関数と同一です。ゼロの位置は、1次側の磁化インダクタンスおよびその電流と反比例の関係にあります。ゼロの位置の最低周波数は次のとおりです。

$$f_{Zmin} = \frac{V_{LED}}{2 \times \pi \times L_m \times I_{Lmax}} \times \frac{N_P}{N_S}$$

ループのクロスオーバーがf_{Zmin}の近くなるようにループ補償を設計してください。R17およびC4によって形成される補償ゼロをf_{Zmin}/5に配置してください。R20は以下の式によって与えられます。

$$R17 = \frac{I_{Lmax} \times R20}{G_m \times V_{P-P}}$$

$$C4 = \frac{5}{2 \times \pi \times f_{Zmin} \times R17}$$

ここで、L_mはフライバックトランスの磁化インダクタンス、G_mは内蔵エラーアンプのトランスコンダクタンスで、V_{P-P}は2.4Vです。

R17およびC3によって形成される補償ポールを5 × f_{Zmin}に配置してください。

$$C3 = \frac{1}{2 \times \pi \times 5 \times f_{Zmin} \times R17}$$

コントローラIC、調光可能なオフラインLEDランプ用

レイアウトの推奨事項

スイッチング損失の少ない、クリーンで安定した動作を実現するためには、注意深いPCBレイアウトが非常に重要です。このICのスイッチングコンバータ部分には非常に高速で電圧が変化するノードがあるため、回路の敏感な部分に不必要な影響を与える可能性があります。

できる限りノイズを低減するために、以下のガイドラインに従ってください。

- 1) すべての発熱部品について適切な冷却を確実にしてください。
- 2) 電力部品および大電流の経路は、敏感なアナログ回路から分離してください。
- 3) 電力部品(入力フィルタコンデンサ、出力フィルタコンデンサ、インダクタ、MOSFET、整流ダイオード、および電流検出抵抗)の下にスイッチングコンバータの電源回路用の電源グランドプレーンを設けてください。できる限りGNDの近くで、GNDを電源グランドプレーンに接続してください。その他のすべてのグランド接続

は端子の近くのビアを使用して電源グランドプレーンに接続してください。

- 4) 電源回路には、高周波数のスイッチング電流を搬送する2つのループが存在します。1つのループは、MOSFETがオンの場合です(入力フィルタコンデンサの正の端子から、出力コンデンサ、インダクタ、スイッチングMOSFET、および電流検出抵抗を経由して、入力コンデンサの負の端子へ)。もう1つのループは、MOSFETがオフの場合です(出力コンデンサの負の端子から、インダクタ、整流ダイオードを経由して、出力フィルタコンデンサの正の端子へ)。これらの2つのループを分析して、ループ領域をできる限り小さくしてください。可能な場合、表面層の銅トレース上または電力部品を通してスイッチング電流用の電源グランドプレーンのリターン経路を設けてください。これによってループ領域が大幅に削減され、スイッチング電流用の低インダクタンスの経路が提供されます。ループ領域の削減によって、スイッチング中の放射も減少します。

コントローラIC、調光可能なオフラインLEDランプ用

標準動作回路

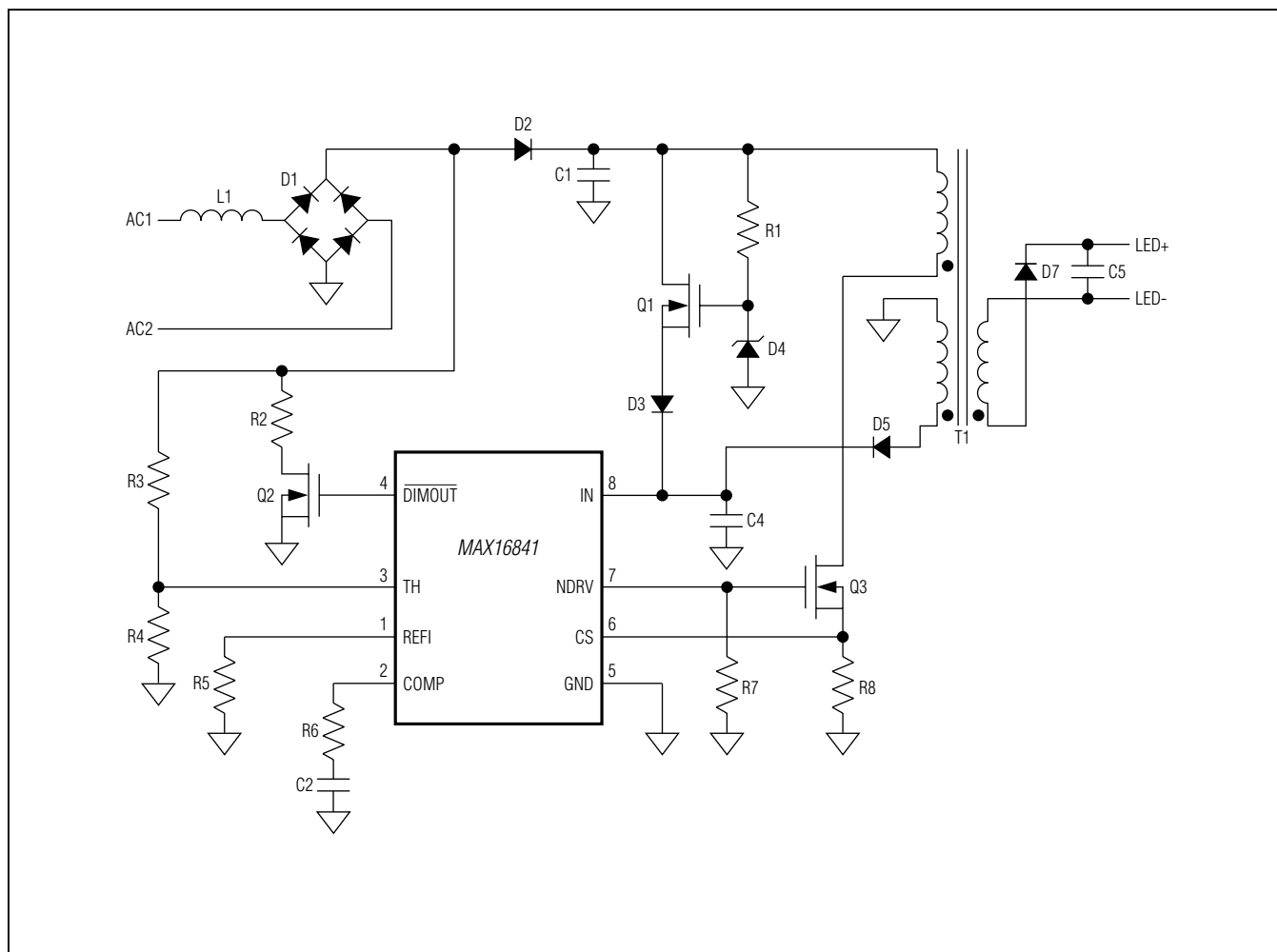


図3. フライバックLEDドライバ

コントローラIC、調光可能なオフラインLEDランプ用

標準動作回路(続き)

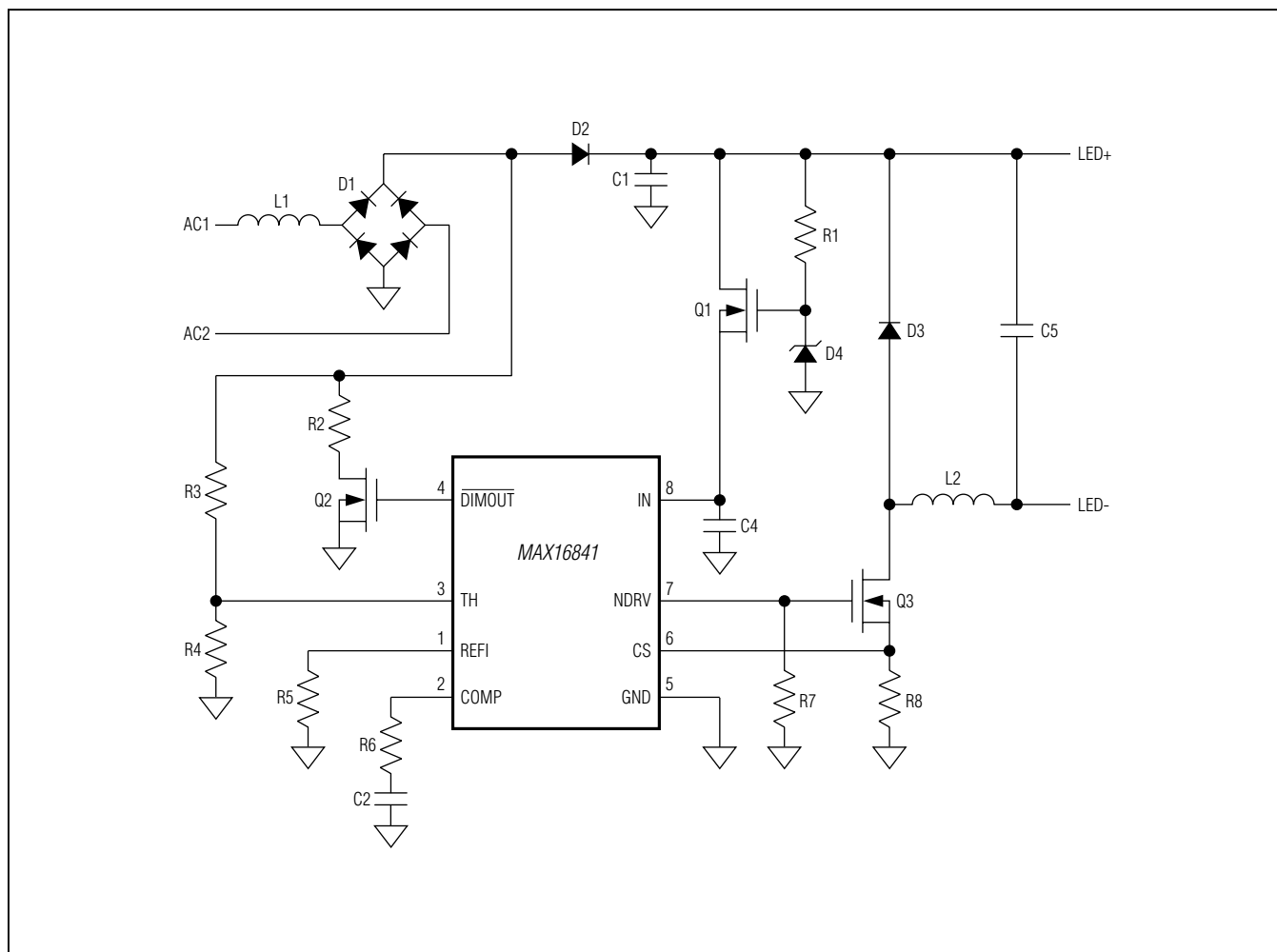


図4. バックLEDドライバ

コントローラIC、調光可能なオフラインLEDランプ用

標準動作回路(続き)

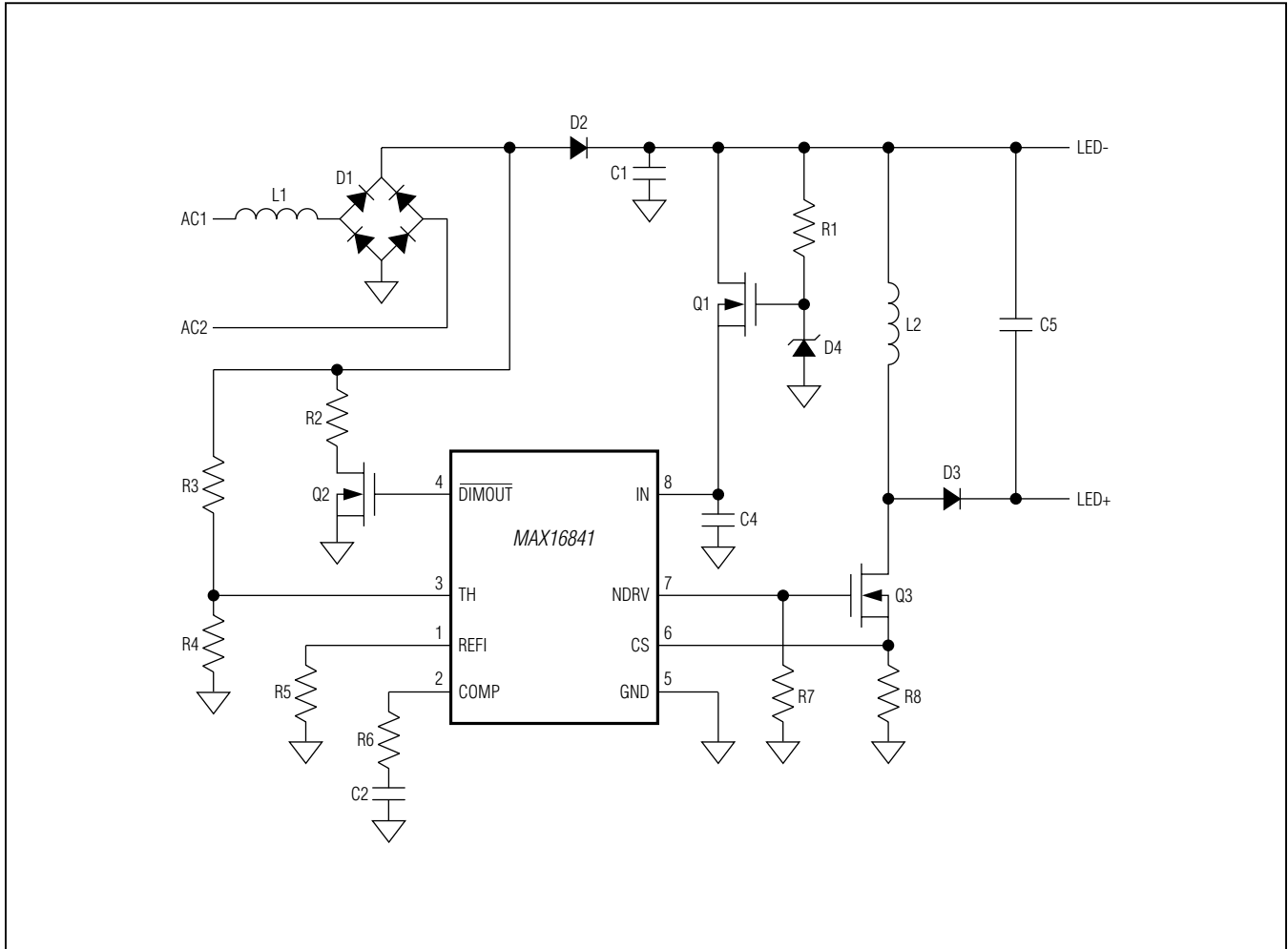


図5. バックブーストLEDドライバ

コントローラIC、調光可能なオフラインLEDランプ用

型番

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX16841ASA+	-40°C to +125°C	8 SO

+は鉛(Pb)フリー/RoHS準拠パッケージを表します。

チップ情報

PROCESS: BiCMOS

パッケージ

最新のパッケージ図面情報およびランドパターン(フットプリント)はjapan.maxim-ic.com/packagesを参照してください。なお、パッケージコードに含まれる「+」、「#」、または「-」はRoHS対応状況を表したものでしかありません。パッケージ図面はパッケージそのものに関するものでRoHS対応状況とは関係がなく、図面によってパッケージコードが異なることがある点に注意してください。

パッケージ タイプ	パッケージ コード	外形図 No.	ランド パターンNo.
8 SO	S8+2	21-0041	90-0096

コントローラIC、調光可能なオフラインLEDランプ用

改訂履歴

版数	改訂日	説明	改訂ページ
0	10/11	初版	—



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は随時予告なく回路及び仕様を変更する権利を留保します。「Electrical Characteristics (電氣的特性)」の表に示すパラメータ値(min、maxの各制限値)は、このデータシートその他の場所で引用している値より優先されます。

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

18