

# MAX16809の評価キット

## 概要

MAX16809の評価キット(EVキット)は16チャンネルの定電流LEDドライバで、16個のLEDストリングに各40mAを駆動することができ、総合の順方向電圧は最高32Vです。MAX16809のEVキットはMAX16809デバイスを基にしています。MAX16809はLEDストリングを駆動する供給電圧を生成するDC-DCコンバータを実現するために、1個の抵抗で設定可能な16個の定電流シンク出力および高性能電流モードパルス幅変調器(PWM)コントローラを備えています。

MAX16809のEVキットは9V~16Vの電源電圧および0°C~+70°Cの温度範囲で動作します。このキットはPWM調光制御、LEDストリングの動作電圧に依存するLED供給電圧の適応型の制御、組み込みクロック発生器、および低電流シャットダウンを備えています。MAX16809のEVキットは完全実装および出荷時試験済みのボードです。

## 特長

- ◆ 入力電圧範囲：9V~16V
- ◆ 40mAのLED電流(各LEDストリングあたり)
- ◆ 16チャンネルの電流を1個の抵抗で調整
- ◆ 最高32VのLEDストリング電圧
- ◆ ブーストコンバータによるLED供給電圧の生成
- ◆ 適応型のLED供給電圧制御によって効率を向上
- ◆ PWM調光制御
- ◆ 誘導性出力ラインのための出力電圧スパイク保護
- ◆ 実証済みのPCBレイアウト

## 型番

PART	TEMP RANGE	IC PACKAGE
MAX16809EVKIT+	0°C to +70°C*	38 TQFN-EP†

+は鉛フリーおよびRoHS準拠のEVキットであることを示しています。

\*この制限された温度範囲はEVキットのPCBに対してのみ適用されます。MAX16809 ICの温度範囲は-40°C~+125°Cです。

†EP = エクスポートパッド。

## 部品リスト

DESIGNATION	QTY	DESCRIPTION
C1-C4, C6, C7, C8, C10, C11, C19-C23, C25, C26	16	1nF ±10%, 50V X7R capacitors (0603) Murata GRM188R71H103KA01D KEMET C0603C103K5RACTU
C5, C24, C30, C31, C33	5	0.1µF ± 10%, 50V X7R capacitors (0603) Murata GRM188R71H104KA93D TDK C1608X7R1H104K
C9	1	1µF ±20%, 16V X7R capacitor (0805) Murata GRM21BR71C105KA01L TDK C2012X7R1C105K
C12, C13, C14	3	22µF ±20% 35V electrolytic capacitors Panasonic EEEFK1V220R
C15	1	1µF ±20%, 50V X7R capacitor (1210) KEMET C3225X7R1H105M Murata GRM32ER71H105KA01L

DESIGNATION	QTY	DESCRIPTION
C16, C17, C18	3	22µF ±20%, 50V electrolytic capacitors Panasonic EEEFK1H220P
C27	1	560pF ±10%, 50V C0G capacitor (0603) KEMET C0603C561K5RACTU Murata GRM188R71H561KA01D
C28	1	10pF ±10%, 50V C0G capacitor (0603) TDK C1608C0G1H00DB Murata GRM1885C1H100JA01D
C29	1	220pF ±10%, 50V C0G capacitor (0603) KEMET C0603C221K5RACTU Murata GRM188R71H221KA01D
C32	1	100pF ±10%, 50V C0G capacitor (0603) KEMET C0603C101K5RACTU Murata GRM188R71H101KA01D

# MAX16809の評価キット

Evaluates: MAX16809

## 部品リスト(続き)

DESIGNATION	QTY	DESCRIPTION
C34	1	10nF ±10%, 50V X7R capacitor (0603) KEMET C0603C103K5RACTU Murata GRM188R71H103KA01D
C35	0	Not installed, capacitor
D1	1	33V zener diode (SOD323) Diodes Inc. MMSZ5257BS-7
D2	1	1A, 40V Schottky diode (SMA) Diodes Inc. CMSH1-40M Central Semiconductor CMSH1-40M
D3-D10	8	15V dual zener diodes (SOT323) Diodes AZ23C15-7-F
D11	1	20mA switching diode (SOD323) Diodes Inc. 1N4148WS-7
D12	1	40V small-signal Schottky diode (SOD523) Diodes Inc. SDM03U40
GND, GND, PWM, SHDN, VBIAS, VIN	6	Wire loops
J1	1	0.1in 20-pin header
L1	1	27µH, 3.2A inductor Coilcraft MSS1260-273ML
Q1	1	Switching transistor (SOT523) Diodes Inc. MMBT222AT-7-F

DESIGNATION	QTY	DESCRIPTION
Q2	1	60V, 5.5A N-channel MOSFET Vishay Si4450DY
R1	1	430Ω ±1% resistor (0603)
R2	1	330kΩ ±1% resistor (0603)
R3	1	8.45kΩ ±1% resistor (0603)
R4, R6, R10	3	22kΩ ±1% resistors (0603)
R5	1	180kΩ ±1% resistor (0603)
R7	1	10.5kΩ ±1% resistor (0603)
R8	1	10Ω ±1% resistor (0603)
R9	1	1.2kΩ ±1% resistor (0603)
R10	1	22kΩ ±1% resistor (0603)
R11	1	50kΩ ±1% resistor (0603)
R12	1	75mΩ ±1% resistor (0603)
R13	0	Not installed, resistor
R14	1	2.2kΩ ±1% resistor (0603)
R15	1	10kΩ ±1% resistor (0603)
U1	1	MAX16809ATU+ (38-pin TQFN, 5mm x 7mm)
U2	1	Digital pnp transistor ROHM DTA114WKA
U3	1	Digital npn transistor ROHM DTC114WKA
U4	1	Dual inverter with hysteresis Texas Instruments SN74LVC2G14DCKR
—	1	PCB: MAX16809 Evaluation Kit+

## 部品メーカー

SUPPLIER	PHONE	FAX	WEBSITE
Central Semiconductor Corp.	631-435-1110	631-435-3388	www.centralsemi.com
Coilcraft, Inc.	847-639-6400	847-639-1469	www.coilcraft.com
Diodes Inc.	805-446-4800	805-446-4850	www.diodes.com
KEMET Corp.	978-658-1663	978-658-1790	www.kemet.com
Murata Mfg. Co., Ltd.	770-436-1300	770-436-3030	www.murata.com
ROHM Co., Ltd.	858-625-3630	858-625-3670	www.rohm.com
TDK Corp.	847-390-4373	847-390-4428	www.component.tdk.com
Texas Instruments Inc.	—	—	www.ti.com
Vishay	402-563-6866	402-563-6296	www.vishay.com

注：これらの部品メーカーに問い合わせる際には、MAX16809を使用していることをお知らせください。

## クイックスタート

### 推奨装置

- 16V、5Aの可変電源を1台
- 5V電源を1台
- 総合順方向電圧が32V以下の16個のLEDストリング
- マルチメータ1台
- PWM信号発生器1台(オプション)

### 手順

MAX16809のEVキットは完全実装および出荷時試験済みです。動作を検証する前に以下のステップに従ってください。注意：すべての接続が完了するまでは、電源をオンにしないでください。

- 1) およそ32Vの動作電圧のLEDストリングを、VLED (J1のピン1-4)とOUT0~OUT15 (J1のピン5~20)の間に接続します。16チャンネルにはすべて同じタイプのLEDストリング負荷としてください。
- 2) DC電源(16V、5A)をVINとGND間に接続します。
- 3) DC電源(0~5V)をVBIASとGND間に接続します。
- 4) 両電源をオンとしVINには10V、VBIASには3V~5Vを印加してください。SHDNとPWMを3V~5Vに接続します。するとすべてのLEDがオンになります。すべてのLEDストリングの電流を測定してください。それは40mA  $\pm$ 7%になるはずで。
- 5) 電源電圧を16Vまで増大するとLED電流は安定になります。すべてのLEDストリングの電流を測定してください。それは40mA  $\pm$ 7%になるはずで。
- 6) 振幅が3V~5Vで周波数が100Hz~2kHzのPWM信号をPWM入力に接続します。PWMのデューティサイクルを大きくするとLEDの輝度が増加するはずで。またこの逆も同様です。
- 7) SHDNをGNDに接続するとLEDはすべてオフになります。

### 詳細

MAX16809の評価キット(EVキット)は16チャンネルの定電流LEDドライバで16個のLEDストリングに各40mAを駆動することができ、総合の順方向電圧は最高32Vです。MAX16809のEVキットは16ストリングで合計160個の白色LEDを駆動することができ各ストリングの最大電流は40mAです。MAX16809のEVキットは9V~16Vの入力電源電圧で動作することができます。

MAX16809のEVキットはMAX16809 ICの評価をします。このICは2つのセクションで構成されています。最初のセクションはオンの場合に最大55mAをシンクすることができ、オフの場合に最高36Vをブロックする

16個の定電流LEDドライバで構成されています。2番目のセクションは高性能、電流モードPWMコントローラで、DC-DCコンバータを制御してLEDストリング駆動する供給電圧を生成します。MAX16809のEVキットはPWMコントローラを使用してブーストコンバータを駆動し9V~16Vの入力から33VのLED供給電圧を生成します。定電流でLEDストリングを駆動するために、LEDストリングを33V出力と16個の定電流シンク出力のいずれかと接続してください。SET端子とグランド間に接続する抵抗(R1)が各出力のシンク電流を設定します。各出力のシンク電流は最大55mAにすることができ、振幅はすべての出力に対して同じ値です。総合順方向電圧とLED供給電圧との差は定電流シンク出力とグランド間で降下し、デバイスの電力として消費されます。

MAX16809のEVキットに搭載したブーストコンバータによって生成されるLED電圧はアダプティブです。最も大きい総合順方向電圧のLEDストリングが制御ループを支配し、ブーストコンバータの電圧はそのストリングに対応するドライバが電流駆動に必要とするのにちょうど十分な電圧になるように調整されます。総合電圧が小さい他のストリングには過剰な電圧がかかることになり、その電圧は対応するドライバで降下します。このフィードバック機構によって線形の電流制御回路は、最小の電力しか消費しないことが保証されます。ボードに搭載したインバータ(U4A)は、MAX16809のクロック入力として構成されています。定電流出力ドライバ回路とU4は3.3V~5V入力を必要とし、これは外部から供給しなければなりません。5Vを使用することができない場合は、その電圧はMAX16809のREF出力からエミッタフォロアを用いて生成可能です。

### ブーストコンバータ

33VのLED供給電圧を生成するブーストコンバータは連続導通モード(CCM)で350kHzのスイッチング周波数で動作します。MAX16809の電流モードPWMコントローラは外付けのMOSFET (Q2)を駆動してブーストコンバータを制御します。MOSFETは各スイッチングサイクルの開始時にオンとなり、インダクタ(L1)の電流がエラーアンプの出力電圧によって設定されるピーク値に達するとオフになります。インダクタ電流はグランド基準の電流検出抵抗(R12とR13の並列合成値)の両端間の電圧によって検出されます。この電流検出情報はMAX16809の電流検出コンパレータにCS端子を通して渡されます。

MOSFETのオン期間の間に、インダクタは入力電源からのエネルギーを蓄積します。スイッチがオフになると、インダクタは逆方向に十分な大きさの電圧を生成し、蓄積されたエネルギーをVLEDに放電します。この生成された電圧が入力電源電圧と直列の電源となり、整流ダイオード(D2)を通してVLEDを駆動します。

# MAX16809の評価キット

ブーストコンバータはCCMで動作するため、インダクタ内に蓄積されたエネルギーの一部のみがVLEDに放電されます。CCMの利点には入力および出力フィルタが小さくて済み、ピーク電流が小さいため、EMIが減少し、そしてコンバータの効率が高くなる場合があります。しかし、これらの利点はコンバータの伝達関数の右半面のゼロを生じるという犠牲を伴います。このゼロの補償を行うとシステムの帯域幅が減少し、このため、コンバータのダイナミック応答に影響します。16チャンネルの定電流シンク出力がLEDを通る電流を制御するため、VLEDをゆっくりと制御してもLEDの動作には影響しません。フィードバック回路の補償は「フィードバック補償」の項に説明されています。

CS端子の電圧が0.3Vを超えると、内部コンパレータは外付けMOSFETへのゲートパルスをオフにします。CS端子に0.3Vを生じさせるインダクタを通る電流が可能な最大のインダクタ電流です(実際の電流はCS端子からMOSFETの駆動出力までに60nsの伝播遅延があるため、この限界よりも少し大きくなります)。この状態はフィードバックループが壊れたとき、出力コンデンサの電源投入時の充電中、または出力に過負荷がある場合に起こります。この機能によって、このような状態においてMOSFETを流れる最大電流を制限してMOSFETを保護します。

R9とC10によって構成されるRCフィルタはMOSFETのターンオンゲート電流およびD2の逆回復電流によって生成される電流検出抵抗の両端間の電圧スパイクを除去します。フィルタがなければ、これらの電流スパイクによって検出用コンパレータが間違っただけでトリガされて、ゲートパルスを早期にオフにすることが起こります。フィルタの時定数は必要以上に大きくしないでください(MAX16809のEVキットは120nsの時定数を使用しています)、それは時定数を大きくすると、電流検出電圧に遅延が加わり実質的に電流制限値が増加するからです。

通常動作状態では、フィードバックループがピーク電流を制御します。エラーアンプがLED供給電圧(VLED)の縮小変換された電圧とMAX16809の高精度2.5Vリファレンスを比較します。その後エラーアンプと補償回路は、エラー信号を増幅し、電流コンパレータがこの信号を検出した電流による電圧と比較してPWM駆動出力を生成します。

## 電源回路の設計

最初に、入力電源電圧範囲、出力電圧のVLED (LEDの総合順方向電圧の最大値と定電流シンク出力用の1Vバイアスの和)、および出力電流 $I_{OUT}$  (すべてのLEDストリングの電流の和)を決定します。

次の式を用いてデューティサイクル $D_{MAX}$ を計算します。

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

ここで $V_D$ は整流ダイオードD2の順方向電圧降下(約0.6V)、 $V_{IN_{MIN}}$ は最小入力電源電圧(この場合は9V)、そして $V_{FET}$ はオンとなっているときのMOSFET Q2のドレインソース間の平均電圧です。

スイッチング周波数 $F_{SW}$ はスペース、ノイズ、ダイナミック応答、および効率の制約によって選びます。インダクタ電流の最大ピークトゥピーク電流 $I_{L_{PP}}$ を決めてください。MAX16809のEVキットの場合、 $F_{SW}$ は350kHzで $I_{L_{PP}}$ は平均インダクタ電流の $\pm 30\%$ です。インダクタの最大平均電流の $I_{L_{AVG}}$ とピークインダクタンス電流 $I_{L_{PEAK}}$ は次の式を用いて計算します。

$$I_{L_{AVG}} = \frac{I_{OUT}}{1 - D_{MAX}}$$

$I_{L_{PP}}$ は平均インダクタ電流 $I_{L_{AVG}}$ の $\pm 30\%$ であるため次のようになります。

$$I_{L_{PP}} = I_{L_{AVG}} \times 0.3 \times 2$$

$$I_{L_{PEAK}} = I_{L_{AVG}} + \frac{I_{L_{PP}}}{2}$$

インダクタの電流リップルを最大値に設定して最小インダクタンス値の $L_{MIN}$ を計算します。

$$L_{MIN} = \frac{(V_{IN_{MIN}} - V_{FET}) \times D_{MAX}}{F_{SW} \times I_{L_{PP}}}$$

この計算値よりも大きい最低限のインダクタンスを備えたインダクタを選択します。

次の式を使って電流検出抵抗(R12とR13の並列値)を計算します。

$$R_{CS} = \frac{0.3 \times 0.75}{I_{L_{PEAK}}}$$

ここで0.3Vは電流検出信号電圧の最大値です。係数0.75はスロープ補償の追加による最大電流検出電圧の減少を補償するためです。スロープ補償を計算したあとでこの係数をチェックして調整します。さらに詳細は「スロープ補償」の項を参照してください。

選択したインダクタの飽和電流制限値( $I_{L_{SAT}}$ )は次の式による値よりも大きくなければなりません。10%大きい $I_{L_{SAT}}$ 定格を持つインダクタを選択するのは良い判断です。

$$I_{L_{SAT}} = 1.1 \times I_{L_{PEAK}}$$

次の式を用いて出力コンデンサ $C_{OUT}$  (C16、C17、C18、およびC24の並列構成)を計算します。

$$C_{OUT} = \frac{D_{MAX} \times I_{OUT}}{V_{LED_{PP}} \times F_{SW}}$$

ここで $V_{LED_{PP}}$ はLED供給電圧のピークトゥピークのリップルです。計算された出力コンデンサの値はフィードバックループの補償に実際に必要とする値よりもずっと小さくなります。補償要件からくる出力コンデンサの計算は「フィードバック補償」の項を参照してください。

次の式を用いて入力コンデンサ $C_{IN}$  (C12、C13、C14、およびC5の並列構成)を計算します。

$$C_{IN} = \frac{I_{L_{PP}}}{8 \times F_{SW} \times V_{IN_{PP}}}$$

ここで $V_{IN_{PP}}$ はピークトゥピークの入力リップル電圧です。この式は入力コンデンサが入力リップル電流の大部分を供給することを仮定しています。

## 電力用半導体素子の選択

スイッチングMOSFET (Q2)は最大出力電圧にD2のダイオード電圧降下、および寄生インダクタンスおよび容量起因のリングングによって起こるオーバーシュートを加えた値に十分に耐える電圧定格を備えていなければなりません。次の式で計算されるよりも高い定格電圧のMOSFETを選択してください。

$$V_{DS} = (V_{LED} + V_D) \times 1.3$$

ここで、係数1.3は30%の安全マージンです。

ケース温度が+70℃のときは、選択されたMOSFETの連続ドレイン電流定格は次の式で計算される値よりも大きくしてください。放熱のために、メーカーの仕様に従ってMOSFETをボードに実装する必要があります。

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

MOSFETはスイッチング損失と導通損失の両方で電力を消費します。MOSFETの導通損失は次の式で計算します。

$$P_{COND} = \frac{I_{L_{AVG}}^2}{D_{MAX}} \times R_{DS_{ON}}$$

ここで $R_{DS_{ON}}$ は接合部温度を100℃と仮定したMOSFETのドレインソース間のオン抵抗です。

MOSFETのスイッチング損失は次の式で計算します。

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

ここで、 $I_{GON}$ と $I_{GOFF}$ はそれぞれMOSFETがオンとオフの場合のMOSFETのゲート電流です( $V_{GS}$ をスレッショルド電圧に等しくした場合)。 $C_{GD}$ はMOSFETのゲートドレイン間の容量です。MOSFETのケース温度が+70℃の場合には次の式で計算されるよりも大きい電力定格のMOSFETを選択してください。

$$P_{TOT} = P_{COND} + P_{SW}$$

MAX16809のEVキットはブーストコンバータの整流器(D2)としてショットキダイオードを使用しています。ショットキ整流ダイオードは順方向電圧降下が小さく、逆方向回復の間のMOSFETへの負担を最小にします。逆回復時間がかかなり大きいダイオードを使用する場合には、それをMOSFETのスイッチング損失の計算で考慮しなければなりません。

選択されるショットキダイオードは昇圧コンバータの出力電圧の最大値よりも20%大きい電圧定格でなければなりません。ダイオードの電流定格は次の式の $I_D$ よりも大きくしてください。

$$I_D = \left( \sqrt{\frac{I_{L_{AVG}}^2}{1 - D_{MAX}}} \right) \times 1.2$$

## スロープ補償

ブーストコンバータがCCMで動作し、50%を超えるデューティサイクルの場合は、スロープ補償がなければ、サブハーモニック発振が起こります。サブハーモニック発振が起こると、PWMデューティサイクルが電圧フィードバックループによって設定されるピーク電流値に定まらなくなります。デューティサイクルは、通常であればスイッチング周波数の半分の周波数の、必要とする値の前後で発振します。十分な大きさの負のスロープがインダクタのピーク電流に加算されると、サブハーモニック発振は消失します。これはフィードバックループによって設定されるピーク電流に対して、出力パルスが正常時に予期されるよりも早く終結することを意味します。電流ループを安定化させるために加算しなければならない最小のスロープ補償はインダクタ電流のワーストケース(最大値)の立下りスロープの半分です。

スイッチング周波数に同期した正のスロープとしたランプ(傾斜波)を電流検出信号に加算すると所望の関数が得られます。デューティサイクルが大きいほど、加算される電圧が大きくなり、また設定電流と実際のインダクタ電流との差が大きくなります。MAX16809のEVキットでは、発振器のランプ信号はQ1を使ってバッファされ、スロープ補償を実現するために適切なスケール変換を行って電流検出信号に加算されます。スロープ補償のための部品の値を計算するには以下のステップに従ってください。

次の式を使ってインダクタ電流のワーストケースの立下りスロープを計算してください。

$$I_{L\_SLOPE} = \frac{(V_{LED\_MAX} + V_D - V_{IN\_MIN})}{L_{MIN}}$$

インダクタ電流の立下りスロープから次の式を用いて電流検出抵抗 $R_{CS}$  ( $R_{12}$ と $R_{13}$ の並列合成)の両端間の等価な電圧スロープを求めます。

$$V_{SLOPE} = I_{L\_SLOPE} \times R_{CS}$$

最高100%のデューティサイクルまで安定性を保証するために電流検出波形に加算しなければならない最小の電圧スロープは、 $V_{SLOPE}$ の半分です。使用する最大の連続デューティサイクルが100%未満の場合、必要とする最小の補償スロープは次のようになります。

$$V_{CSLOPE} = \frac{V_{SLOPE} \times (2D_{MAX} - 1) \times 1.1}{D_{MAX}}$$

係数1.1は10%のマージンを設けるためです。抵抗 $R_9$ と $R_{10}$ によってQ1のエミッタからのバッファされた電圧スロープの減衰度が決定されます。信号ダイオードのD11の順方向電圧降下はQ1の $V_{BE}$ と合わせて、ランプ波形の1.1Vのオフセットをほぼ相殺します。次の式を用いて発振器の近似スロープを計算します。

$$V_{RSLOPE} = 1.7 \times F_{SW}$$

ここで、1.7Vはランプの振幅であり、 $F_{SW}$ はスイッチング周波数です。

$R_9$ の値は電流検出コンパレータの入力バイアス電流が電流検出信号に大きい誤差として加わることがないように選択してください。スロープ補償用の $R_{10}$ の値は次の式によって与えられます。

$$R_{10} = \left( \frac{V_{RSLOPE}}{V_{CSLOPE}} - 1 \right) \times R_9$$

## LEDドライバ

MAX16809は16チャンネルの定電流LEDドライバを備え、各チャンネルは最大55mAのLED電流をシンクすることができます。LEDストリングはVLEDと定電流シンク出力との間に接続されてレギュレートされた電流をLEDストリングに流します。16チャンネルのすべての電流はSET端子とグランド間に接続する抵抗( $R_1$ )で制御されます。MAX16809のEVキットは各ストリングの電流を40mAに、最大のLEDへの供給電圧を33Vに設定します。MAX16809のEVキットは総合順方向電圧が最大32VまでLEDストリングを駆動します。

4線式インタフェース(DIN、CLK、LE、および $\overline{OE}$ )は各定電流出力を個別に制御します。MAX16809のEVキットではU4Aによって生成される50kHzのクロック信号はDINとLEを5Vに接続すると内部レジスタに16個の1がクロック同期入力されます。マイクロコントローラがこの機能を提供すれば、クロック生成回路は使用しなくて済みます。

出力電圧イネーブル( $\overline{OE}$ )によってPWM調光が可能になります。PWM信号の反転信号はインバータU4Bによって生成されますが、これは $\overline{OE}$ 端子の駆動に必要です。PWM信号がロー(LEDドライバがオフ)の場合、それは $R_6$ とD12で形成される回路によってフィードバックにも影響を及ぼします。詳細は「適応型のLED供給電圧制御」の項を参照してください。

PWM信号の反転信号を利用可能であれば、 $\overline{OE}$ 入力とフィードバック回路を駆動するためには図1に示す回路を使用してください。

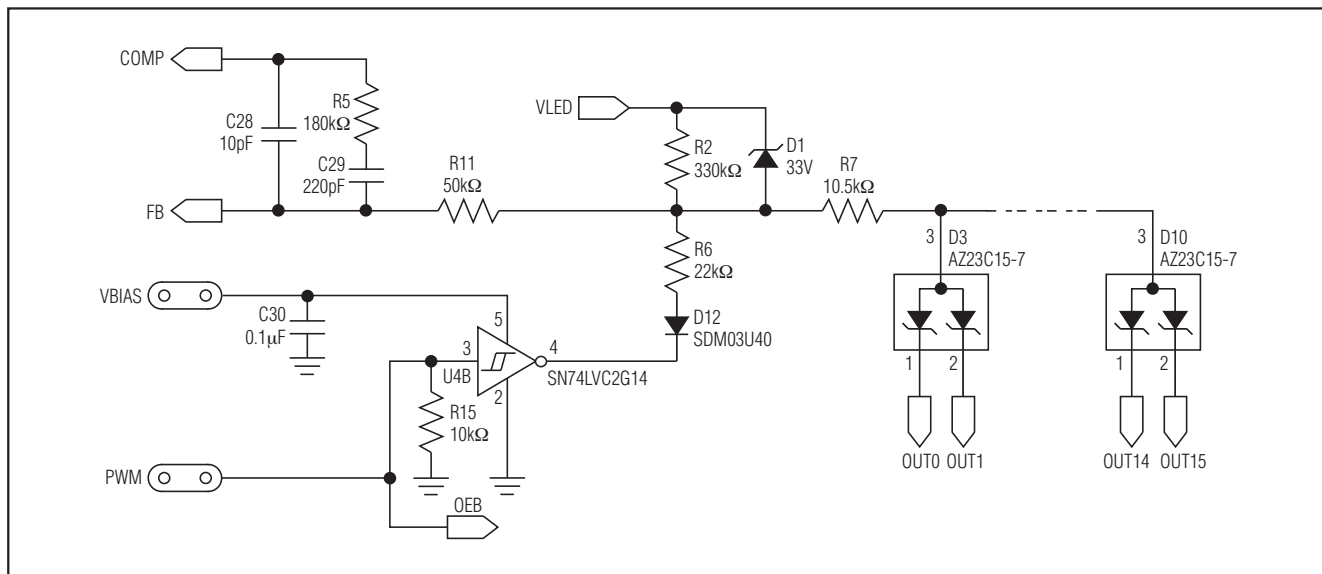


図1. PWM駆動回路の反転

## 出力電流の設定

16チャンネルすべての出力シンク電流の大きさはSETとグラウンド間に接続する抵抗(R1)によって同じ値に設定されます。R<sub>SET</sub>に許容される最小値は311Ωであり、この値では出力電流は55mAに設定されます。R<sub>SET</sub>に許容される最大値は5kΩです。MAX16809のEVキットはR<sub>SET</sub>に430Ωを使用しています。この値で出力電流は40mAに設定されます。異なった出力電流に設定するためには次の式を使用してください。

$$R_{SET} = \frac{17100}{I_{OUT}}$$

ここで、R<sub>SET</sub>は電流設定抵抗(R1)の値をΩで表したものであり、I<sub>OUT</sub>はミリアンペア単位で表した所望の出力電流です。

## 適応型のLED供給電圧制御

ICの電力消費を減らすためにMAX16809のEVキットはLEDストリングの動作電圧に基づいてVLEDを制御する適応型の電圧制御を備えています。定電流シンク出力はチャンネルの電圧が0.8Vまで低下しても安定な電流をシンクすることができます。16個の各出力の電圧はVLEDと出力に接続されたLEDストリングの総合順方向電圧との差となります。MAX16809のEVキットは16個の定電流シンク出力の電圧を検出するフィードバックメカニズムを備えています。デュアルのツェナーダイオード(D3~D10)を用いて、MAX16809のEVキットはレギュレートする最低の駆動電圧(最大のLEDストリング電圧を備える)を選択します。その場合、ブーストコンバータのPWMはこのシンク出力がおよそ0.8VになるようにVLEDを十分に高く調整します。その他のすべ

てのストリングは十分な電圧となります。それはその総合電圧がそれより低いからです。このフィードバックメカニズムによってICが最小限の電力しか消費しないことが保証されます。適応型の制御が効率よく機能するためには、各ストリングを16チャンネルのすべてに接続して、各ストリングには同一ロット内から等しい数の同じLEDを使用してください。16チャンネルのすべてを使用しない場合は、不使用のチャンネルからツェナーダイオード(D3~D10)を除去してください。

シンク出力に必要なとする最低電圧を得るためには抵抗R2の値を次の式を用いて計算してください。

$$R2 = \frac{(V_{FLED} + V_S - 2.5) \times R7}{2.5 - V_{DZ} - V_S}$$

ここで、2.5Vはフィードバックリファレンス、V<sub>DZ</sub>はOR接続したダイオード(D3~D10)の順方向電圧、V<sub>S</sub> = 0.5Vは必要とするシンク出力電圧、そしてV<sub>FLED</sub>はLEDストリングの公称総合順方向電圧です。R2の値はR7がおよそ10kΩになるように選択します。

ツェナーダイオード(D3~D10)は出力過電圧保護としても役に立ちます。LEDストリングが部分的にまたは完全に短絡された場合、シンク出力電圧が高くなり、出力に接続された15Vのツェナーダイオードが逆方向に導通してVLED電圧を制限します。この状態では、他のLEDストリングはオンにならない可能性があります。

出力がオフの場合、LEDドライバはハイインピーダンスとなり、この場合フィードバック回路はR6とD12を結合してフィードバック電流経路となり、VLEDを制御します。次の式を使用してPWMのオフ時間に必要とされるLEDへの供給電圧を得るためのR6の値を計算してください。

# MAX16809の評価キット

$$R6 = \frac{R2 \times (2.5 - 0.4)}{V_{LED\_OFF} - 2.5}$$

ここで、2.5Vはフィードバックリファレンス、0.4VはダイオードD4とPWM入力の総合電圧降下、そして $V_{LED\_OFF}$ はPWMのオフ時間の所望のLED供給電圧です。 $V_{LED\_OFF}$ はワーストケースのLEDストリング電圧に、LEDドライバのヘッドルーム(0.8V)を追加し、さらに余裕分の電圧(およそ1V)をプラスして設定してください。この余裕分の電圧によりMAX16809が非常に短いPWM調光パルス間の電流を供給することが可能になります。2 $\mu$ sという短いパルスではVLEDの制御ループは反応することができず、出力コンデンサがすべての電流を供給します。長いPWM調光パルスでは制御ループは反応して電源は適応電圧レベルで動作します。

LEDがオープンとなった状態では、33Vのツェナーダイオード(D1)が最大LED供給電圧を35.5Vに制限します。VLEDがこのレベルを超えて増大しようとする場合、D1は逆方向に導通してFB端子をハイに強制して、このためブーストレギュレータがPWM信号を縮小させて、出力電圧が減少します。

## PWM調光

PWM調光はPWM入力信号のデューティサイクルを調整してLED輝度を制御します。PWM入力が高い電圧になると、出力電流がイネーブルとなります。低い電圧になると、出力電流がオフとなります。PWM入りにピーク振幅が3V~5Vで周波数が100Hz~2kHzの信号を接続して、デューティサイクルを変化させると、LED輝度が調整されます。LED輝度はデューティサイクルを大きくすると増加し、小さくすると、減少します。PWM信号の反転信号が利用可能な場合は、図1に示すように、この信号をPWM調光の実現に使用してください。

## フィードバック補償

フィードバックを備える他の回路と同様にLEDストリング用の供給電圧を生成するブーストコンバータはその出力電圧の安定した制御のために補償する必要があります。ブーストコンバータがCCMで動作しているとき、電源回路の伝達関数に右半面(RHP)のゼロが存在します。このゼロは20dB/decadeの利得を追加し、合わせて90°の位相遅れが加わり、補償が困難になります。このゼロを避ける最も容易な方法は-20dB/decadeのスロープでループ利得を下げて、RHPゼロ周波数の半分未満

の周波数で0dBまでループゲインを下げることです。ブーストコンバータに対して、ワーストケースのRHPのゼロ周波数( $F_{ZRHP}$ )は次の式で与えられます。

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

ここで、 $D_{MAX}$ は最大デューティサイクル、Lはインダクタのインダクタンス、そして $I_O$ は出力電流です。 $I_O$ はすべてのLEDストリング電流の和です。

MAX16809のEVキットで使用されるブーストコンバータは電流モード制御で動作します。電流モード制御コンバータ内には2つのフィードバックループがあります。インダクタ電流を制御する内側のループと出力電圧を制御する外側のループです。外側の電圧ループによって作られる増幅された電圧エラーはピークインダクタ電流を制御する内側の電流ループの入力になります。

内側の電流ループはインダクタと出力コンデンサの $C_{OUT}$ で形成される2重ポールの2次システムを出力フィルタコンデンサと出力負荷で形成されるシングルポールを備えた1次システムに変換します。出力負荷は定電流(非常に大きいテブナンインピーダンス)であるため、このポールは原点(0Hz)近くにあり、出力ポールによって作られる位相遅れはいずれの周波数に対しても90°です。電源回路のDC利得は他の要素によって制限されるため、利得は電源回路の利得が安定である前の非ゼロ周波数から-20dB/decadeで降下し始めます。

DCにおけるフィードバックループの総合利得は次の式で与えられます。

$$G_{TOT} = G_P \times G_{EA} \times G_{FB}$$

ここで、 $G_P$ は電源回路のDC利得、 $G_{EA}$ はエラーアンプのオープンループのDC利得(通常100dB)です。 $G_{FB}$ はVLEDのアダプティブ制御用のフィードバック回路の利得です。これはVLEDからエラーアンプ入力(FB端子)までの利得です。適応型の制御では16個の定電流シンク出力の電圧を検出し、フィードバックを調整してこれらの電圧を最小値に制御します(図2)。LEDには定電流が流れるため、LEDの両端間の電圧はVLEDが変化しても変化しません。VLEDのいかなる変化もそのまま定電流シンク出力およびアンプ入力に現れ、 $G_{FB}$ が1に等しくなります。

電源回路のDC利得はエラーアンプの出力電圧の変化に対する出力電圧の変化として表現されます。MAX16809のEVキット内のブーストコンバータは定電流負荷を駆動するため、電源回路のDC利得は定電流負荷に基づいて次のように計算されます。

$$G_P = \frac{\Delta V_{LED}}{\Delta E_{A_{OUT}}}$$

次の式を用いて電源回路のDC利得を計算してください。

$$G_P = \frac{1}{\left( \frac{V_{IN}^2}{2 \times L \times F_{SW} \times V_{LED}^2} + \frac{I_O}{V_{IN}} \right) \times R_{CS} \times 3}$$

ここで、 $R_{CS}$ は電流検出抵抗、 $F_{SW}$ はスイッチング周波数、そして係数3はエラーアンプの出力が電流検出コンバータに供給される前の減衰を表しています。

電源回路の利得は最小の入力電源電圧で最小になり、最大の入力電源電圧で最大になります。9V~16Vの電源電圧を電源回路の利得計算に使用することができます。それは最後に得られる補償値が同じになるからです。

電源回路のゲインが-20dB/decadeで降下を始める周波数 $F_{P2}$ を次の式を使って計算します。

$$F_{P2} = \frac{(1 - D_{MAX})}{2\pi \times C_{OUT} \times 3 \times R_{CS} \times G_P}$$

ここで、 $C_{OUT}$ は出力フィルタコンデンサであり、これはC16、C17、C18、およびC24の並列合成です。 $F_{P2}$ と $G_P$ の積が $F_{ZRHP} / 6$ 未満になるように出力コンデンサを調整してください。この方法で選択した出力コンデンサの値は最大出力電圧リップル仕様から得られた値よりもずっと大きくなります。

補償方法を次に示します。フィードバックが安定で十分な位相マージンを持つためには、フィードバックループの利得対周波数応答は-20dB/decadeでRHPゼロ周波数の半分以下で0dBとクロスするようにしてください。MAX16809のCOMP端子とFB端子の間に接続する補償回路(R5、C28、C29、およびR11で形成)によって主ポール(P1)、ゼロ(Z1)、および高周波ポール(P3)が提供されます。クロスオーバー周波数の前に2つの非常に低周波のポールと1つのゼロがあります。ゼロ(Z1)の働きは出力ポールを補償してループ利得のロープを-40dB/decadeから-20dB/decadeに小さくすること、および位相遅れを90°だけ減らすことです。

クロスオーバー周波数をワーストケースのRHPゼロ周波数の半分にするようにします。

$$F_C = \frac{F_{ZRHP}}{2}$$

位相マージンが十分に低い周波数から改善され始めるようにゼロ(Z1)をクロスオーバー周波数の3分の1に配置します。

$$F_{Z1} = \frac{F_C}{3}$$

ループ利得が $F_C$ で0dBとクロスするように主ポールの位置を次の式で計算します。

$$F_{P1} = \frac{F_{ZRHP} \times F_{Z1}}{2 \times G_{TOT} \times F_{P2}}$$

エラーアンプのオープンループ利得は変動するため、主ポールの位置もまたデバイスによって変わります。MAX16809のEVキットでは主ポールの位置はエラーアンプの利得によって決定されるため、総合効果は一定の利得帯域幅積になるということです。

R11の選定に当たってはエラーアンプの入力バイアス電流によって、その両端間に大きい電圧降下が生じないようにしてください。FB端子から見た実効ACインピーダンスはR11とR7の和です。R11に比べてR7をずっと小さくして、ACインピーダンスの制御が良好になることが好ましいと言えます。C29は次の式を使って求めます。

$$C_{29} = \frac{1}{2\pi \times G_{EA} \times (R_{11} + R_7) \times F_{P1}}$$

ゼロ(Z1)の位置はR5とC29によって決定され、次の式で与えられます。

$$F_{Z1} = \frac{1}{2\pi \times R_5 \times C_{29}}$$

システムを伝播するすべての高周波信号のさらなる減衰を供与するために、C28、C29、およびR5によって形成される高周波ポール(P3)をスイッチング周波数の半分に置きます。高周波ポール( $F_{P3}$ )位置は次式で与えられ、C28の値を計算するために次式を使用してください。

$$F_{P3} = \frac{1}{2\pi \times R_5 \times \left( \frac{1}{C_{28}} + \frac{1}{C_{29}} \right)^{-1}}$$

# MAX16809の評価キット

MAX16809のEVキットは出力のフィルタリングに電解コンデンサを使用しており、したがって、このコンデンサのESRによって作られるゼロは十分に低くなり、クロスオーバー周波数に近いかまたは下回ります。ESRゼロの位置にポール(P4)を追加してこのゼロを補償してください。ESRゼロ周波数は次の式で計算することができます。

$$F_{ZESR} = \frac{1}{2\pi \times ESR \times C_{OUT}}$$

ポール(P4)をESRゼロ周波数に置くためのC35の値を、次式を用いて計算してください。

$$C35 = \frac{1}{2\pi \times F_{ZESR} \times R7}$$

出力フィルタにセラミックコンデンサを使用すると、ESRとコンデンサによって作られるゼロの周波数はクロスオーバー周波数(利得が0dBとなる周波数)よりも高くなるため、補償設計において考慮する必要はありません。

## レイアウトについて

MAX16809デバイスによるLEDドライバ回路は高周波スイッチングコンバータを用いてLEDストリング用の供給電圧を生成します。正常な動作を保証するためにはレイアウトには適切な注意が必要です。回路のスイッチングコンバータの部分は高周波電界を作り出す非常に高速の電圧変化を起こす幾つかのノードと高周波磁界を作り出す高速に変化する電流を流すトレースがあります。回路が電力を変換するとき、これらのフィールドの振幅が大きい場合、回路の敏感な部分に容易に結合し、望ましくない影響を作り出します。ノイズを可能な限り削減するため、以下のガイドラインに従ってください。

- 1) バイパスコンデンサをREFとVCC間にデバイスに可能な限り近づけて接続し、このコンデンサのグランド側端子をアナロググランドプレーンに接続するために、コンデンサの端子の近くに複数のビアを用いて接続してください。デバイスのAGND端子を端子に近い1個のビアを用いてアナロググランドプレーンに接続してください。アナロググランドプレーンは内層に置き、可能な限り表面層の隣にしてください。電源コンバータの重要な信号を扱う部品の下全体の領域をカバーするようにアナロググランドプレーンを使用してください。
- 2) 発振器のタイミング用コンデンサと抵抗はRTCT端子のできるかぎり近くに配置して接続は可能な限り短くしてください。タイミング用コンデンサのグランド側のアナロググランドプレーンへの接続はコンデンサ端子の近くの1個のビアを使って行ってください。
- 3) スwitchingコンバータの電源回路用のグランドプレーンを電力部品(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、整流用ダイオード、および電流検出抵抗)の下に設けてください。すべてのグランド接続は各端子の近くにビアを用いてパワーグランドプレーンに接続してください。
- 4) 高周波数スイッチング電流が流れる電源回路には2つのループがあります。1つのループはMOSFETがオンの場合(入力フィルタコンデンサの正端子からインダクタを通り、MOSFETと電流検出抵抗を経由して入力コンデンサの負端子まで)です。もう1つのループはMOSFETがオフの場合の(入力コンデンサの正端子からインダクタを通り、整流用ダイオード、出力フィルタコンデンサを経由して入力コンデンサの負端子に至る)ループです。これらの2つのループを解析してループ面積を可能な限り小さくしてください。可能であれば、上層の銅トレースまたは電力部品を通るスイッチング電流に対してパワーグランドプレーンにリターン経路を作ってください。このことにより、ループ面積がかなり削減され、スイッチング電流の低インダクタンスパスが作られます。ループ面積を縮小すると、スイッチング時の放射も削減されます。
- 5) MOSFETのゲート駆動電流は考慮しなければならないもう1つの高周波スイッチング電流です。2つの主要なループがあります。1つはMOSFETがオンになるエッジで2つ目はオフになるエッジにおいてです。MOSFETがオンの場合のループはVCCのバイパスコンデンサの正端子からデバイス内のMOSFETのドライバを通り、ゲート駆動抵抗、MOSFETのゲートソース間(CGSとCGD)、および電流検出抵抗を経由してVCCのバイパスコンデンサの負端子に至ります。電流検出抵抗に流れる電流がグランドプレーンを通りVCCバイパスコンデンサにじかに至る経路はありません。それはVCCバイパスコンデンサがアナロググランドプレーンに接続されており、しかも電流検出抵抗がパワーグランドプレーンに接続されているからです。最良の解決法はアナロググランドプレーンをMOSFETのゲート駆動トレースの下でパワーグランドプレーンに接続することです。このことにより、ターンオフ電流がグランドプレーン上にもリターン経路を持つことが保証されます。

- 6) MOSFETのドレインノードはスイッチングノードです。このノード領域を小さくすることで放射および他の感度の高い回路部分への結合が減少します。しかし、トレースは十分に広くして大きいスイッチング電流が流れやすいようにしなければなりません。
- 7) FB端子のノード領域を小さくし、トレース長を短くすると、ノイズのピックアップが削減されます。
- 8) 回路の定電流LEDドライバ部分用のパワーグランドプレーンをブーストコンバータのフィルタコンデンサの負端子に接続してください。

## 消費電力

MAX16809は通常の動作状態で電力を消費します。ダイからエクスポーズドパッドへ移動する熱はボードに適切に放散するようにしてデバイスが熱シャットダウンにならないようにしてください。表面層のエクスポーズドパッドのランド領域はエクスポーズドパッドと同じ大きさにしてください。エクスポーズドパッドからの熱がボードの他の層に運ばれて銅プレーンを通してボード領域に広がるようにサーマルビアが使われ

ます。複数のサーマルビアは最小0.4mmの孔径としそのセンチ間を1mm間隔とします。4層ボードの場合、これらのビアは底面のグランドプレーンおよび内層グランドプレーンに接続してください。最小の熱抵抗を得るためには、サーマルビアとしてサーマルリリーフを使用しないで、その代わりに銅ベタを使用します。

通常動作時のMAX16809デバイスの総合消費電力は次の式で計算してください。

$$P_D = \sum_{N=0-15} V_{S_N} \times I_{N} + I_B \times V_{IN}$$

ここで、 $I_N$ はチャンネルNのLED電流、 $V_S$ は各LEDドライバ出力のGND端子に対する動作電圧、 $I_B$ は平均のMOSFET駆動電流を含んだMAX16809のバイアス電流、そして $V_{IN}$ は入力電源電圧です。1Wの電力を消費するためには、デバイスのエクスポーズドパッドは70 $\mu$ 厚の銅とした最小2平方インチの銅グランドプレーンに接続してください。



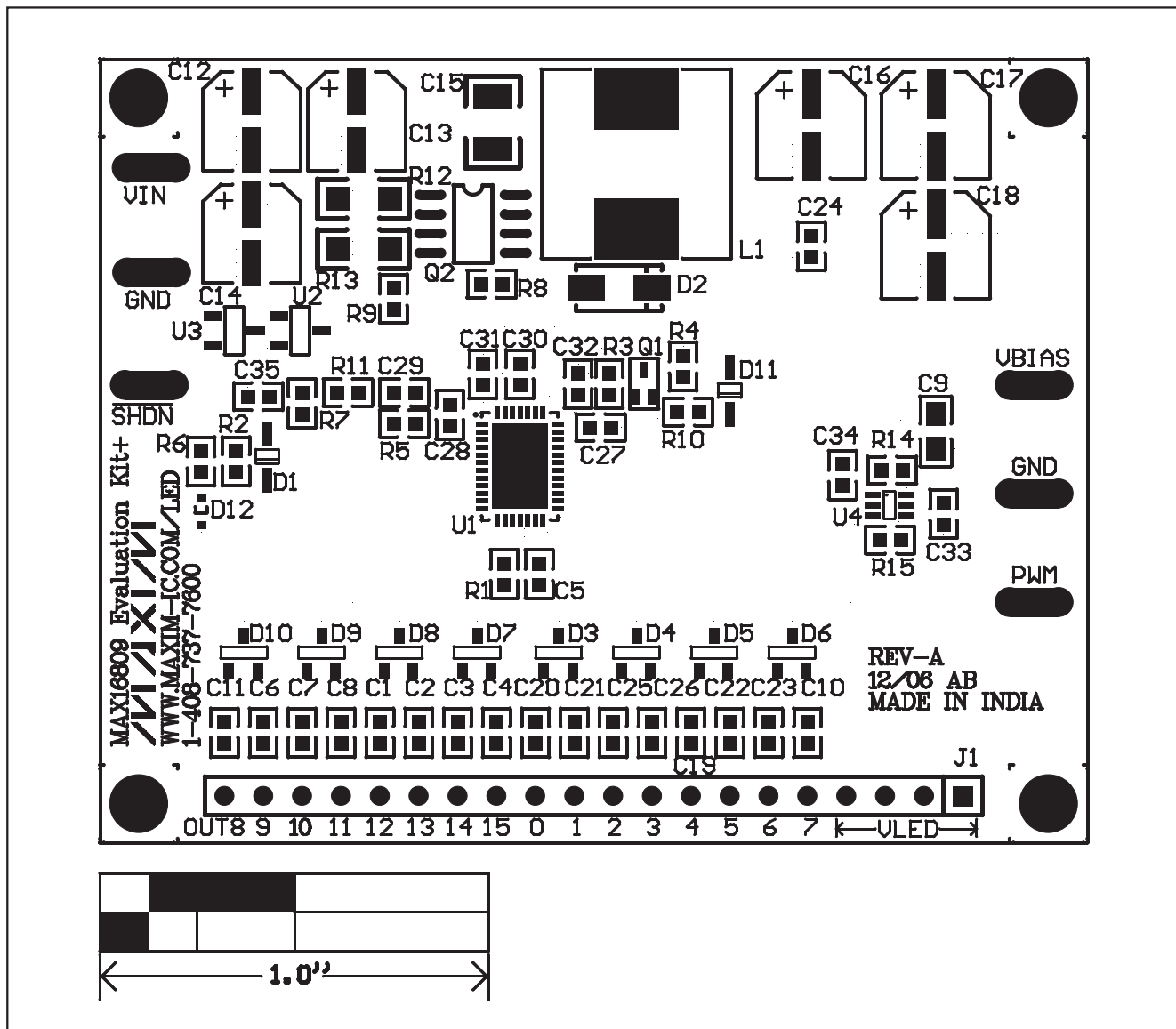


図3. MAX16809のEVキットの部品配置ガイド—部品面

Evaluates: MAX16809

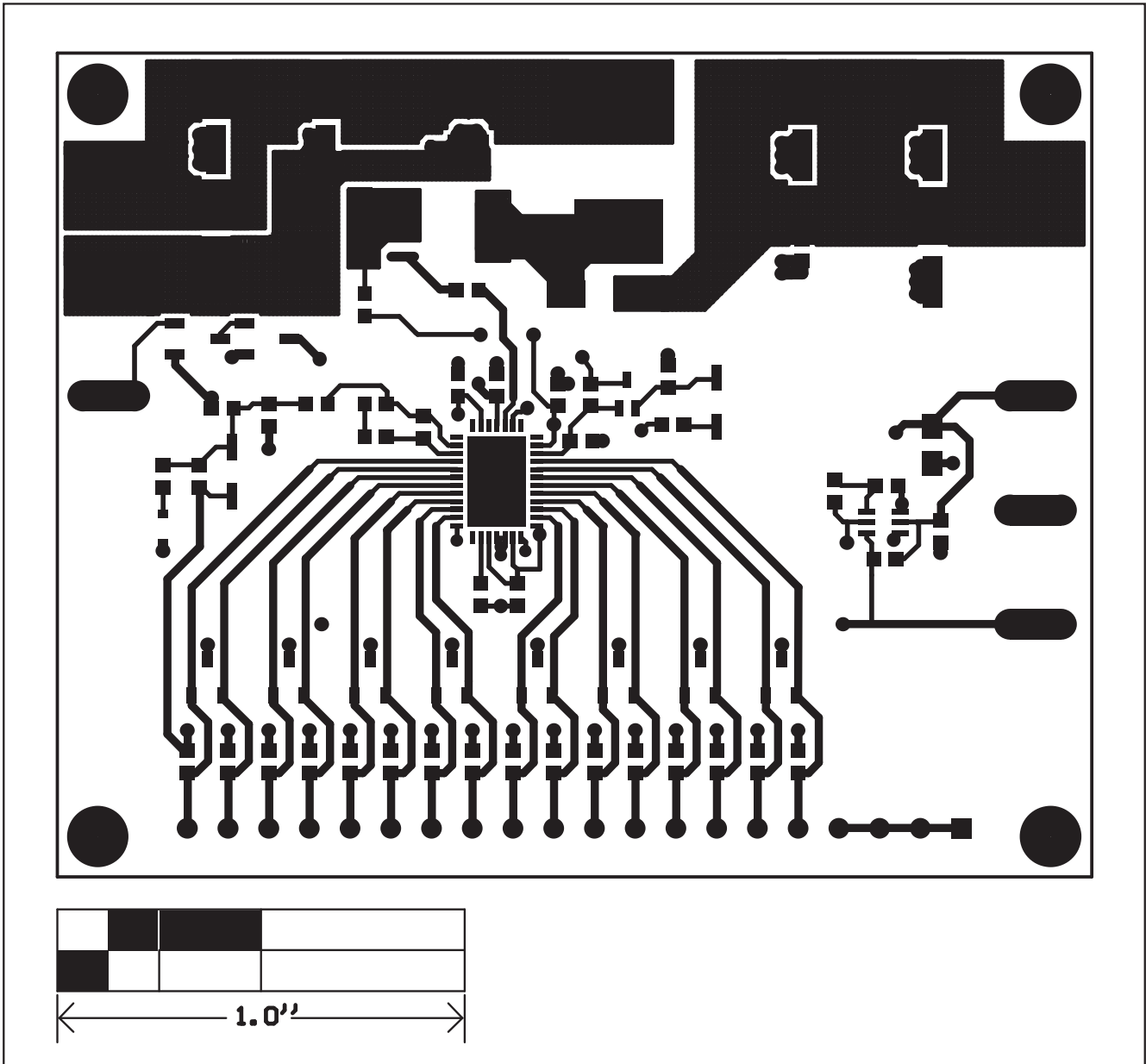


図4. MAX16809のEVキットのPCBレイアウト—部品面

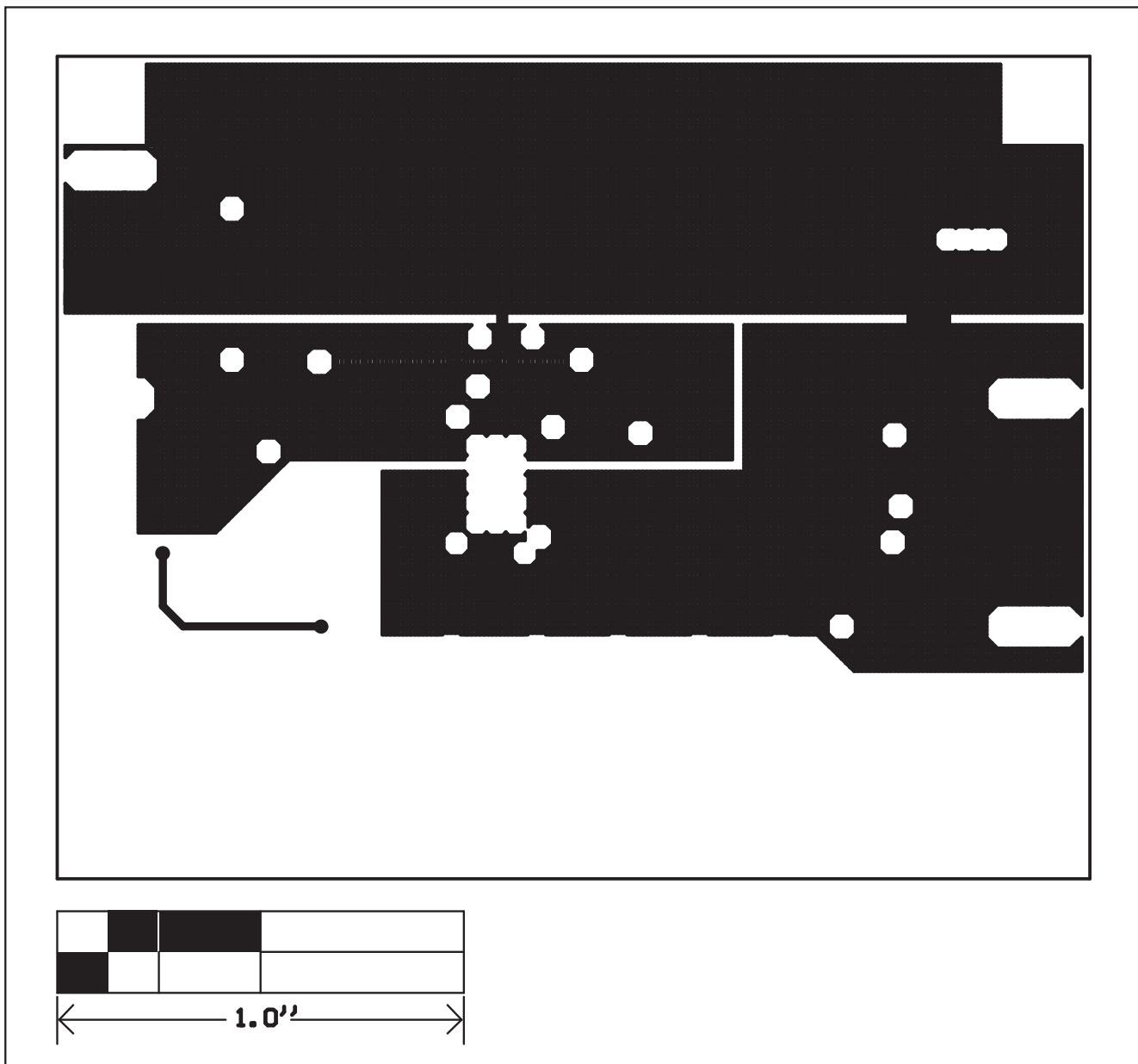


図5. MAX16809のEVキットのPCBレイアウト—第1内層

Evaluates: MAX16809

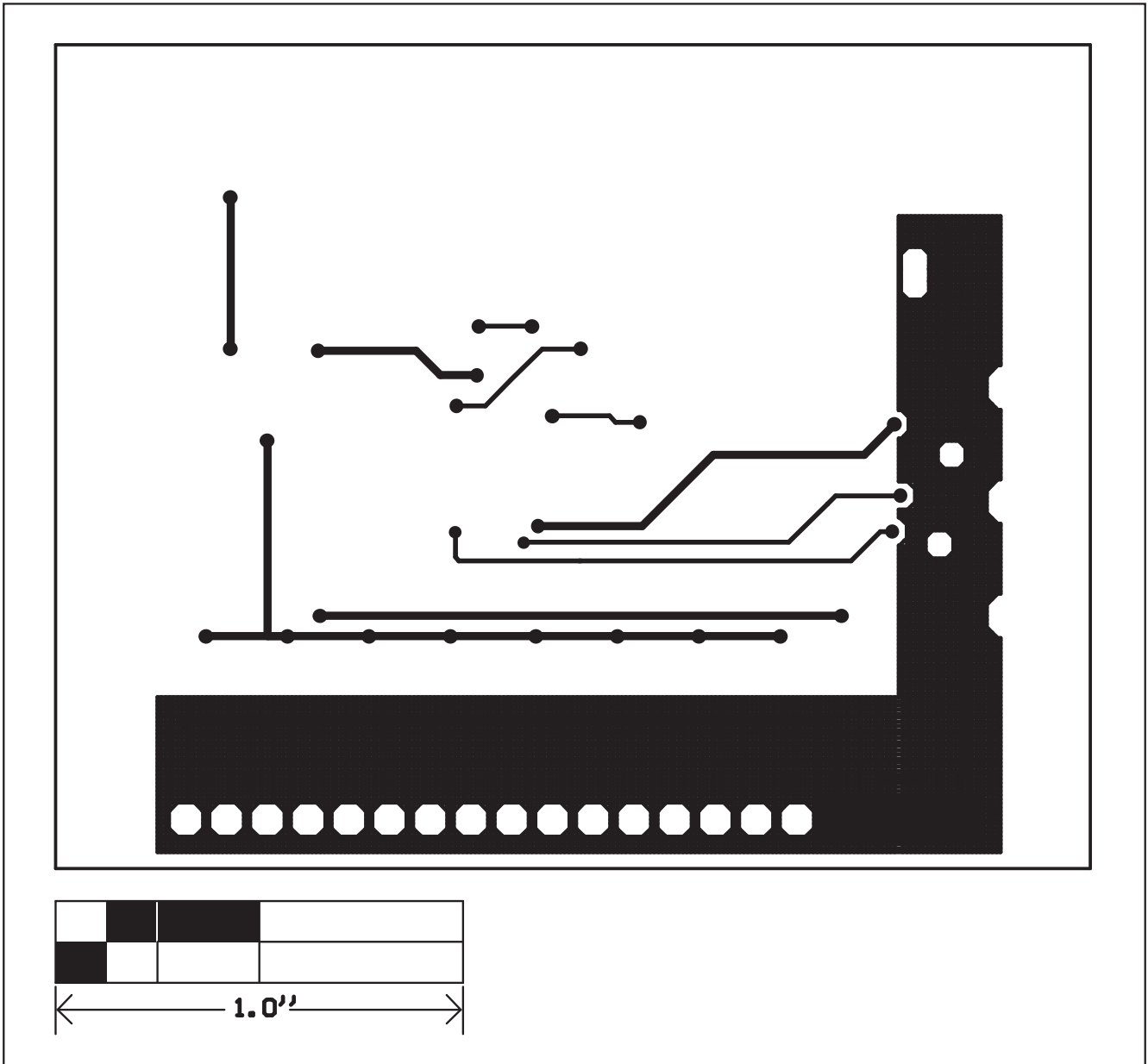


図6. MAX16809のEVキットのPCBレイアウト—第2内層

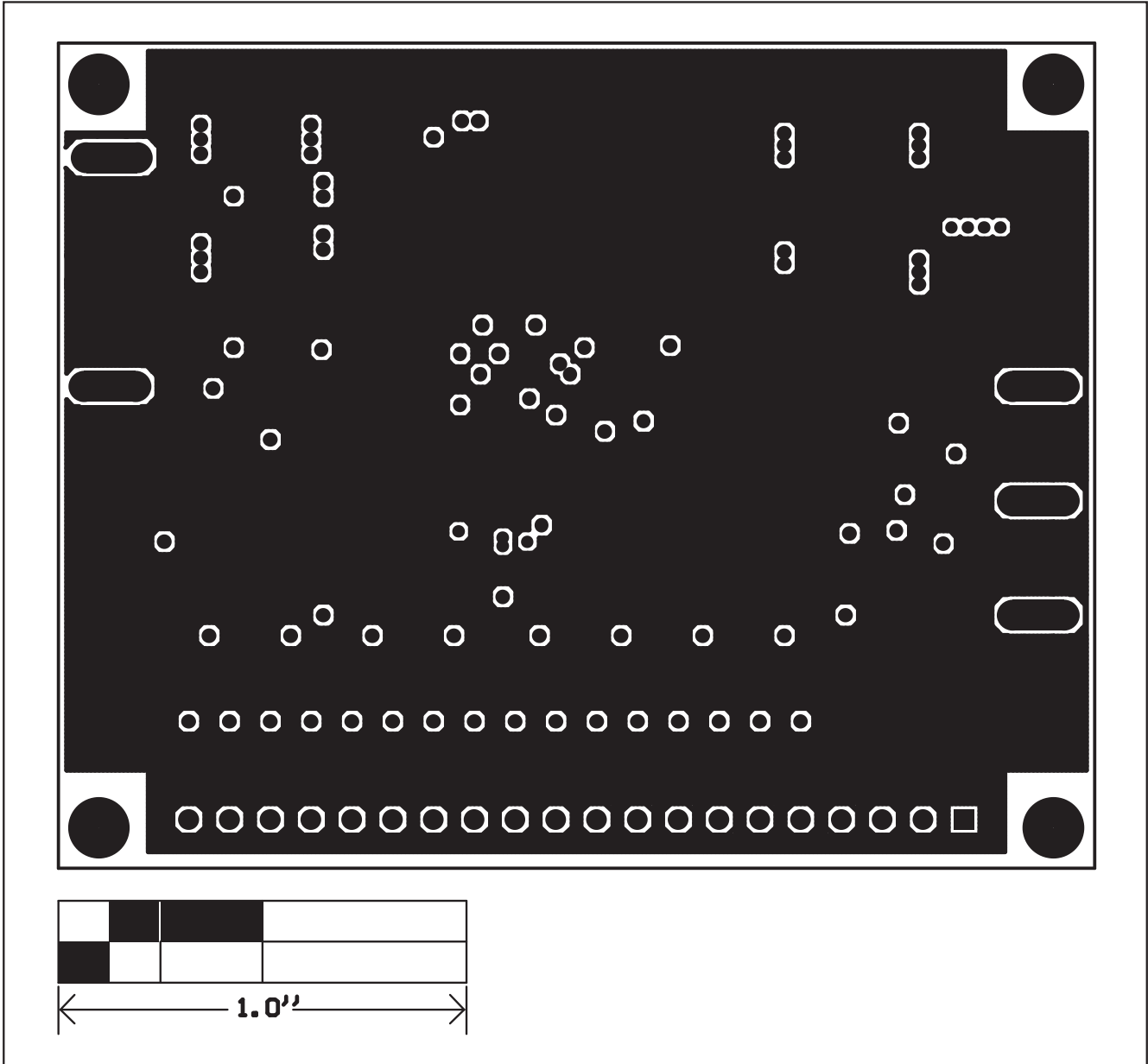


図7. MAX16809のEVキットのPCBレイアウト—半田面

**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** \_\_\_\_\_ 17