

# MAX16807の評価キット

## 概要

MAX16807の評価キット(EVキット)は8チャンネルの定電流LEDドライバで、各チャンネルに50mAを駆動し、チャンネル供給電圧を調整することができます。各チャンネルは、最大32Vまでの合計順方向電圧の複数列のLEDの駆動に使用することができます。このEVキットは、8個の定電流をシンクする出力を備えており、また各チャンネルに接続する複数列のLEDを駆動するための供給電圧を生成するDC-DC電源コンバータを実現する、高性能な電流モードのパルス幅変調器(PWM)コントローラを集積化したMAX16807 ICを備えています。8チャンネルのシンク電流は、1個の抵抗で設定することができます。

MAX16807のEVキットは最大16Vの電源で動作します。このEVキットは、PWM調光およびシャットダウンを制御するPC用の入力パッドも備えています。MAX16807のEVキットは、完全実装および試験済みのボードです。

## 特長

- ◆ 最大16Vの電源電圧範囲
- ◆ チャンネル当たり50mAの出力電流
- ◆ 8チャンネルの電流を1個の抵抗で調整
- ◆ 最大32VのLED順方向電圧
- ◆ ブーストコンバータによるLED電圧の生成
- ◆ アダプティブLED電圧制御による効率の向上
- ◆ PWM調光およびシャットダウン制御入力
- ◆ 実証済みのPCBレイアウト
- ◆ 完全実装および試験済み

## 型番

PART	TEMP RANGE	IC PACKAGE
MAX16807EVKIT+	0°C to +70°C*	28 TSSOP-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。MAX16807 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, C2	2	22 $\mu$ F $\pm$ 20%, 50V electrolytic capacitors (D-case) Panasonic EEEFK1H220P
C3, C4, C12, C13, C15	5	0.1 $\mu$ F $\pm$ 10%, 50V X7R ceramic capacitors (0603) Murata GRM188R71H104K TDK C1608X7R1H104K
C5	1	560pF $\pm$ 5%, 50V C0G ceramic capacitor (0603) Murata GRM1885C1H561J TDK C1608C0G1H561J
C6	1	150pF $\pm$ 5%, 50V C0G ceramic capacitor (0603) Murata GRM1885C1H151J TDK C1608C0G1H151J
C7	1	10pF $\pm$ 5%, 50V C0G ceramic capacitor (0603) Murata GRM1885C1H100J TDK C1608C0G1H100J
C8	1	100pF $\pm$ 10%, 50V C0G ceramic capacitor (0603) Murata GRM1885C1H101K TDK C1608C0G1H101K

DESIGNATION	QTY	DESCRIPTION
C9	1	1 $\mu$ F $\pm$ 10%, 50V X7R ceramic capacitor (1206) Murata GRM31MR71H105K TDK C3216X7R1H105K
C10, C11	2	22 $\mu$ F $\pm$ 20%, 35V electrolytic capacitors (C-case) Panasonic EEEFK1V220R
C14	1	1 $\mu$ F $\pm$ 10%, 16V X5R ceramic capacitor (0603) Murata GRM188R61C105K TDK C1608X5R1C105K
C16	1	0.01 $\mu$ F $\pm$ 10%, 50V X7R ceramic capacitor (0603) Murata GRM188R71H103K TDK C1608X7R1H103K
C17-C24	8	1000pF $\pm$ 10%, 50V X7R ceramic capacitors (0603) Murata GRM188R71H102K TDK C1608X7R1H102K
C25	0	Not installed, ceramic capacitor (0603)

# MAX16807の評価キット

Evaluates: MAX16807

## 部品リスト(続き)

DESIGNATION	QTY	DESCRIPTION
D1	1	40V, 1A Schottky diode (SMA) Central Semiconductor CMSH1-40ML LEAD FREE
D2-D5	4	6.2V dual zener diodes (SOT23) Diodes Inc. AZ23C6V2-7-F
D6	1	30V, 30mA Schottky diode (SOD523) Diodes Inc. SDM03U40
D7	1	75V, 300mA fast switching diode (SOD323) Diodes Inc. 1N4148WS
D8	1	33V zener diode (SOD323) Diodes Inc. MMSZ5257BS
J1	1	10-pin header
L1	1	33 $\mu$ H, 2.3A inductor Coilcraft MSS1038-333ML
N1	1	40V, 3.5A n-channel MOSFET (SOT23) Vishay Si2318DS-E3
Q1	1	40V, 600mA npn small signal transistor (SOT523) Diodes Inc. MMBT2222AT
R1	1	200k $\Omega$ $\pm$ 1% resistor (0603)
R2	1	8.45k $\Omega$ $\pm$ 1% resistor (0603)

DESIGNATION	QTY	DESCRIPTION
R3	1	15 $\Omega$ $\pm$ 5% resistor (0603)
R4, R13	2	22k $\Omega$ $\pm$ 1% resistors (0603)
R5	1	1.2k $\Omega$ $\pm$ 1% resistor (0603)
R6	1	17.4k $\Omega$ $\pm$ 1% resistor (0603)
R7	1	365 $\Omega$ $\pm$ 1% resistor (0603)
R8	0	Not installed, resistor (1206)
R9	1	0.11 $\Omega$ $\pm$ 1%, 0.5W resistor (1206) IRC, Inc. LRC-LR1206LF-01-R110-F
R10	1	330k $\Omega$ $\pm$ 1% resistor (0603)
R11	1	75k $\Omega$ $\pm$ 1% resistor (0603)
R12, R15	2	10k $\Omega$ $\pm$ 1% resistors (0603)
R14	1	2.21k $\Omega$ $\pm$ 1% resistor (0603)
<b>U1</b>	<b>1</b>	<b>MAX16807AUI+ (28-pin TSSOP-EP)</b>
U2	1	Dual Schmitt trigger inverter (SC70-6) TI SN74LVC2G14DCKT
U3	1	-50V, -100mA pnp digital transistor (SC59) Diodes Inc. DDTA114WKA
U4	1	50V, 100mA npn digital transistor (SC59) Diodes Inc. DDTC114WKA
---	1	PCB: MAX16807 Evaluation Kit+

## 部品メーカー

SUPPLIER	PHONE	WEBSITE
Central Semiconductor	631-435-1110	www.centalsemi.com
Coilcraft, Inc.	847-639-6400	www.coilcraft.com
Diodes Inc.	805-446-4800	www.diodes.com
IRC, Inc.	361-992-7900	www.irctt.com
Murata Mfg. Co., Ltd	770-436-1300	www.murata.com
TDK Corp.	847-803-6100	www.component.tdk.com
Panasonic Corp.	800-344-2112	www.panasonic.com
Vishay	203-268-6261	www.vishay.com

注：これらの部品メーカーに問い合わせをする際には、MAX16807を使用していることをお伝えください。

## クイックスタート

### 推奨装置

- 16V、2Aの可変電源を1台
- 5V電源を1台
- 電圧計1台
- 合計の順方向電圧定格が32V以下の8個の複数列のLED (オプション)
- PWM信号発生器1台(オプション)

### 手順

MAX16807のEVキットは完全実装および試験済みのPCBです。ボードの動作を検証するために以下の手順に従ってください。**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) 16Vの電源出力を12Vに調整してください。この電源をEVキットのVINとGNDパッド間に接続してください。
- 2) 5Vの電源をEVキットのVBIASとGNDパッド間に接続してください。
- 3) SHDNパッドをVINパッドに接続してください。
- 4) 両方の電源をオフにしてください。
- 5) 電圧計を使用して、ヘッダJ1のピンJ1-1およびJ1-2の測定電圧が、GNDを基準としておよそ36Vとなることを確認してください。
- 6) VINの電源出力をディセーブルしてください。
- 7) 各列のLEDのアノードをVLED (ピンJ1-1およびJ1-2)に接続してください。各列のLEDのカソードをチャンネルOUT0~OUT7 (ピンJ1-3~J1-10)に接続してください。
- 8) VINの電源出力をイネーブルにしてください。
- 9) すべてのLEDが点灯していることを確認してください。
- 10) 振幅が5Vで周波数が100Hz~2kHzのPWM信号を、PWM入力のPCパッドに接続してください。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、逆の場合には減少するはずです。

### 詳細

このEVキットは、2つの機能区画を持ったMAX16807 ICの評価をします。最初の区画は、LED列用の8個の定電流LEDドライバで構成されています。各ドライバ

がオンのときは、LED列を通して最大55mAをシンクし、オフのときは最大36Vをブロックすることができます。2番目の区画は高性能な電流モードPWMコントローラで、電源コンバータを制御してLED列を駆動する電圧を生成します。この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回路を駆動し、この回路は9V~16Vの入力からヘッダピンのJ1-1およびJ1-2 (VLED)に最大36VのLED電圧を生成します。定電流でLED列を駆動するためには、LED列をVLED出力と8個の定電流シンク出力のいずれかとの間に接続してください。各出力のシンク電流は、抵抗R7によって50mAに設定されています。

MAX16807のEVキットのブーストコンバータによって生成されるLED電圧は適応型です。最大の合計順方向電圧のLED列が制御ループを支配します。LED列に該当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を受け取るように、ブーストコンバータの電圧が調整されます。合計の順方向電圧が低い他の列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は、リニアな電流制御回路が最小の電力しか消費しないことを保証します。

MAX16807のEVキットは、8個のLEDドライバをイネーブルするための外付けのマイクロコントローラを必要としません。このEVキットの回路は、MAX16807のDIN (データ入力)とLE (ラッチイネーブル)端子を論理ハイに接続して、すべてのLEDドライバをイネーブルに設定してあり、自動的におよそ50kHzのクロック信号が供給されます。インバータU2は、クロック信号を生成してPWM調光機能を実行するように構成されています。MAX16807の定電流出力ドライバとインバータに給電するためには、5V (VBIAS)電源も必要です。

### 電源

MAX16807のEVキットが正常に動作するためには、VINとGNDのPCパッド間に接続する8.8V~16V、およびVBIASとGNDのPCパッド間に接続する5Vの電源を必要とします。8.8V~16Vの電源は、MAX16807 IC (U1)およびDC-DCステップアップコンバータの給電に使用されます。5V電源は、MAX16807の定電流LEDドライバとデュアルシュミットトリガインバータ(U2)の給電に使用されます。また、VBIAS電源は、DINおよびLE端子への論理ハイ電圧信号を供給します。

# MAX16807の評価キット

## LEDドライバ

MAX16807は8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列は、VLED (J1-1とJ1-2)と定電流シンク出力間に接続され、各LED列に安定化された電流を流します。8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R7で制御されます。各列に流れる電流は50mAに設定され、また最大のVLED電圧は33Vに設定されます。このEVキットは、総合順方向電圧が最大32VまでのLED列を駆動することができます。MAX16807の4線(DIN、CLK、LE、およびOE)式シリアルインタフェースは、8個の定電流出力を制御します。MAX16807のEVキット回路はDINとLEを5Vに接続し、インバータU2によって生成されるクロック信号を使用して、ICの内部シフトレジスタに8個の論理1をクロック入力し、そして8チャンネルをすべてイネーブルにします。出力イネーブル(OE)端子は、PWM調光ができるように設定されています。インバータU2によって生成されるPWM信号の反転信号は、OE端子を駆動します。PWM信号がロー(LEDドライバがオフ)の場合、この信号は、R13とD6で形成される回路網によるフィードバックにも影響を及ぼします。詳細は「アダプティブなLED電圧制御」の項を参照してください。

## 出力電流の設定

8個のすべてのチャンネルの出力電流振幅は、抵抗R7によって設定されます。抵抗R7の最小値は324Ωであり、この値では出力電流は55mAに設定されます。R7の最大値は4.99kΩであり、この値では出力電流は3.6mAに設定されます。MAX16807のEVキットは、抵抗R7が365Ωで出力電流は50mAに設定しています。他の出力電流に設定するには、次の式を使用してください。

$$R7 = \frac{18V}{I_{OUT}}$$

ここで、 $I_{OUT}$ は所望の出力電流です。

## PWM調光

MAX16807のEVキットは、PWM入力信号のデューティサイクルを調整してLED輝度を制御するために使用することができます。PWM入力のPCパッドを備えています。PWM入力に論理ハイの信号を印加すると出力電流がイネーブルとなり、論理ローの信号を印加すると出力電流がオフになります。PWM信号は、MAX16807のOE端子に到達する前に、インバータU2によって調整されます。ピーク振幅が3V~5Vで周波数が100Hz~2kHzのPWM信号を、EVキットのPWM入力のPCパッドに接続してください。LED輝度を調整するには、デューティサイクルを変化させてください。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。

## SHDN入力

MAX16807のEVキットは、MAX16807 ICをイネーブルまたはディセーブルするためのSHDN入力PCパッドを備えています。ICをイネーブルするためには、5VまたはVINをSHDNに接続してください。ICをディセーブルするためには、SHDNパッドをグランドに接続するか、または無接続としてください。このICは、VINをテストポイントTP3に接続することによってもイネーブルすることができます。

## アダプティブなLED電圧制御

ICの電力消費を減らすために、MAX16807のEVキットは、LED列の動作電圧に基づいてVLEDを制御するアダプティブな電圧制御を備えています。定電流出力は、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します。各出力の電圧は、VLEDとその出力に接続されたLED列の合計順方向電圧との差となります。MAX16807のEVキットは、各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。2個のツェナーダイオード(D2~D5)を使用して、回路はすべての出力チャンネルの中から最低の電圧を選択します。この結果、PWMブーストコンバータは、この出力チャンネルが0.8VになるまでVLEDを調整します。その他のすべての列の総合順方向電圧がそれに等しいかまたは低い場合、これらには十分な電圧がかかります。このフィードバックメカニズムによって、ICが最小の電力しか消費しないことを保証します。アダプティブ制御機能が効率よく機能するためには、各LED列を8チャンネルすべてに接続して、各列で同じ $V_F$ を持つ等しい数のLEDを使用してください。出力を最低電圧に設定するためには、抵抗R10の値を次の式を用いて計算してください。

$$R10 = \frac{(V_{FLED} + V_S - 2.5V)}{2.5V - V_{DZ} - V_S} \times R12$$

ここで、2.5Vはフィードバックリファレンス、 $V_{DZ}$ はツェナーダイオード(D2~D5)の順方向電圧降下(0.65V)、 $V_S$ (0.8V)は所要のシンク出力電圧、そして $V_{FLED}$ はLED列の合計の定格動作電圧です。R10の値は、R12がおおよそ10kΩになるように選択してください。

ツェナーダイオードD2~D5は、出力の過電圧保護にもなります。LED列が部分的または完全に短絡した場合、シンク出力電圧を17.5V以上に上昇させますが、その出力に接続された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列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R13とD6が結合され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のオフ時間に必要なLEDへの供給電圧を得るためのR13の値を計算してください。

$$R13 = \frac{R10 \times (2.5V - 0.4V)}{VLED_{OFF} - 2.5V}$$

ここで、2.5Vはフィードバックリファレンス電圧、0.4VはダイオードD6の合計の電圧降下、そしてVLED<sub>OFF</sub>はPWMのオフ時間の所望のLED供給電圧です。VLED<sub>OFF</sub>は、ワーストケースのLED列のV<sub>F</sub>電圧に、0.8Vよりも大きくしなければならぬLEDドライバのヘッドルームを追加し、さらに余裕電圧(およそ+1V)をプラスして設定してください。この余裕電圧によって、MAX16807が非常に短い調光パルス期間の電流を供給することが可能になります。2μs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、制御ループが反応して電源はアダプティブ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(D8)が最大VLED供給電圧を35.5Vに制限します。VLEDがこのレベルを超えて上昇しようとする、D8は逆方向に導通し、FB端子をハイに強制して、PWM信号でブーストレギュレータがカットバックされ、出力電圧が低下します。

### ブーストコンバータ

EVキットのブーストコンバータ回路は、最高33VのLED電圧(VLED)を生成するように設定され、連続導通モード(CCM)において350kHzのスイッチング周波数で動作します。MAX16807の電流モードPWMコントローラは、外付けのMOSFET N1を駆動します。このMOSFETは、各スイッチングサイクルのはじめにオンとなり、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、電流検出抵抗R9の両端電圧を使ってMAX16807のCS端子で検出されます。

R5とC8で構成されるRCフィルタは、MOSFET N1のゲートのターンオン電流およびD1の逆回復電流によって生成される電流検出信号の中の電圧スパイクを除去します。フィルタがないと、これらの電流スパイクによってMAX16807がN1を早期にオフにする原因になります。フィルタの時定数は120nsに設定されています。

通常の動作状態では、フィードバックループと補償回路(R1、R10、R11、C6、およびC7)がピーク電流を制御します。エラーアンプは、VLED電圧の縮小電圧と

MAX16807の高精度2.5Vリファレンスを比較します。エラーアンプと補償回路は、その後エラー信号を増幅し、電流コンパレータは、この信号を検出電流の電圧と比較して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、LED列の駆動に要する最大電圧(VLED)、および1V(定電流シンクの両端間の最小電圧 = 0.8 + VLEDリップルピーク)を決定し、次に出力電流I<sub>OUT</sub>(すべてのLED列電流の和)を決定します。

次の式を用いて最大デューティサイクルD<sub>MAX</sub>を計算してください。

$$D_{MAX} = \frac{VLED + V_D - VIN_{MIN}}{VLED + V_D - V_{FET}}$$

ここで、V<sub>D</sub>は整流ダイオードD1の順方向電圧降下(約0.6V)、VIN<sub>MIN</sub>は最小入力電源電圧(この場合は9V)、そしてV<sub>FET</sub>はオンとなっているときのMOSFET N1のドレインとグランド間の電圧です。

スイッチング周波数(F<sub>SW</sub>)は、スペース、ノイズ、ダイナミック応答、および効率を考慮して選んでください。インダクタ電流の最大ピークトゥピーク電流(IL<sub>PP</sub>)を決めてください。MAX16807のEVキットの場合、F<sub>SW</sub>は350kHzで、IL<sub>PP</sub>は平均インダクタ電流の±30%です。インダクタの最大平均電流IL<sub>AVG</sub>とピークインダクタンス電流IL<sub>PEAK</sub>は、次の式を用いて計算してください。

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

IL<sub>PP</sub>は平均インダクタ電流IL<sub>AVG</sub>の±30%であるため、次のようになります。

$$IL_{PP} = IL_{AVG} \times 0.3 \times 2$$

$$IL_{PEAK} = IL_{AVG} + \frac{IL_{PP}}{2}$$

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<sub>MIN</sub>を計算してください。

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

この計算値よりも大きい最小インダクタンスを持ったインダクタを選択してください。

次の式を使って電流検出抵抗(R8とR9の並列値)を計算してください。

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

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の補償用です。スロープ補償を計算したあと、

# MAX16807の評価キット

この係数をチェックして調整してください。スロープ補償はあとの項で詳細に説明します。

選択したインダクタの飽和電流限界値( $I_{L_{SAT}}$ )は、次の式による値よりも大きくなければなりません。10%大きい定格の $I_{L_{SAT}}$ を持つインダクタを選択することをお奨めします。

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

次の式を用いて出力コンデンサ $C_{OUT}$  (C1、C2、およびC15の並列構成)を計算してください。

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

ここで、 $V_{LED_{PP}}$ はLED電源電圧のピークトゥピークのリップルです。算出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。補償要件によ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 $C_{IN}$  (C9、C10、およびC11の並列構成)を計算してください。

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

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と仮定しています。

## パワー半導体の選択

スイッチングMOSFET (N1)は、D1のダイオードの電圧降下および寄生インダクタンスとキャパシタンスに起因するリングングによって起こる可能性があるオーバーシュートを含めて、最大出力電圧に十分に耐える電圧定格を持っている必要があります。次の式で計算される電圧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°C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。MOSFETは、熱を放散するためにボードに実装しなければなりません、これはメーカーの仕様に従ってください。

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

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てください。

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

ここで、 $R_{DS_{ON}}$ は、接合部温度を+100°Cと仮定した場合の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てください。

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

ここで、 $I_{GON}$ と $I_{GOFF}$ は、それぞれオンとオフになった場合のMOSFET (スレッシュホールド電圧と等価の $V_{GS}$ を含む)のゲート電流であり、 $C_{GD}$ はMOSFETのゲートとドレイン間の容量です。MOSFETのケース温度が+70°Cの場合は、次の式で計算される損失よりも大きい電力定格のMOSFETを選択してください。

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

MAX16807のEVキットは、ブーストコンバータの整流器(D1)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の電圧降下が小さく、逆方向の回復期間のMOSFETへの負担を最小にします。逆回復時間が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する必要があります。

選んだショットキダイオードは、ブーストコンバータの出力電圧の最大値よりも20%大きい電圧定格を持っている必要があります。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50%を超えるデューティサイクルでCCM動作する場合は、スロープ補償がない場合に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設定できなくなります。デューティサイクルは、必要とする値(通常はスイッチング周波数の半分)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追加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て正極性のスロープを持った傾斜を電流検出信号に加算すると、所望の機能が得られます。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。MAX16807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、スロープ補償を行う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。スロープ補償用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。

$$I_{LSLOPE} = \frac{(V_{LEDMAX} + V_D - V_{INMIN})}{L_{MIN}}$$

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 $R_{CS}$  ( $R_8$ と $R_9$ の並列)の両端間の等価電圧スロープを求めてください。

$$V_{SLOPE} = I_{LSLOPE} \times R_{CS}$$

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、100%のデューティサイクルまで安定性を保証するためには、 $V_{SLOPE}$ の半分です。使用する最大の連続デューティサイクルは100%以下ですので、必要とする最小の補償スロープは次のようになります。

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

ここで、係数1.1は10%のマージンに相当します。抵抗 $R_5$ と $R_6$ は、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を決定します。Q1の $V_{BE}$ と合わせた信号ダイオードD7の順方向電圧降下は、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ランプの近似スロープを計算してください。

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

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。

$R_5$ 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 $R_6$ の値は次の式によって与えられます。

$$R_6 = \left( \frac{V_{RSLOPE}}{V_{CSLOPE}} - 1 \right) \times R_5$$

## 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列用の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は、電源回路の伝達関数に右半面(RHP)ゼロが存在します。このゼロは、90°の位相遅れと共に20dB/ディケードの利得を追加し、補償が困難になります。このゼロを回避する最も容易な方法は、RHPゼロ周波数の半分以下の周波数において-20dB/ディケードのスロープで、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用には、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、 $I_O$ はすべてのLED列電流の和です。

MAX16807のEVキットで使用されるブーストコンバータは、ピーク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、インダクタ電流を制御する内側ループと、出力電圧を制御する外側ループの2つのループがあります。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/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一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、いずれの周波数に対しても、出力ポールによって作られる位相遅れは90°です。しかし、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/ディケードで降下し始めます。

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利得で、 $G_{EA}$ はエラーアンプのオープンループのDC利得で、通常は100dBです。 $G_{FB}$ は、 $V_{LED}$ のアダプティブ制御用のフィードバック回路の利得で、これは $V_{LED}$ からエラーアンプ入力(FB端子)までの利得です。アダプティブ制御は、8個の定電流シンク出力点で電圧を検出し、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。LEDには定電流が流れるため、LEDの両端間の電圧は $V_{LED}$

# MAX16807の評価キット

が変化しても変わりません。VLEDのいかなる変化も直接定電流シンク出力およびアンプ入力に影響し、 $G_{FB}$ は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( $\Delta E_{AOUT}$ )に対する出力電圧の変化( $\Delta V_{LED}$ )として表現されます。MAX16807のEVキット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利得は次の式で計算されます。

$$G_P = \frac{\Delta V_{LED}}{\Delta E_{AOUT}}$$

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パレータに供給される前の減衰度です。

電源回路の利得は最低の入力電源電圧で最小になり、最高の入力電源電圧で最大になります。9V~16Vの範囲の電源電圧は、最後に得られる補償値が同じになるため、電源回路の利得計算に使用することができます。

電源回路の利得が-20dB/ディケードで降下を始める周波数 $F_{P2}$ を、次の式を使って計算してください。

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

ここで、 $C_{OUT}$ は、C1、C2、およびC15の並列合成値となる出力フィルタのコンデンサ値です。 $F_{P2}$ と $G_P$ の積が $F_{ZRHP} / 6$ 以下となるように、出力コンデンサの値を選んでください。この方法で得られ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。

補償方法は次の通りです。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周波数応答は-20dB/ディケードを持ち、

RHPゼロ周波数の半分またはこれ以下で0dBと交差するようにしてください。MAX16807のCOMP端子とFB端子の間に接続する補償回路(R1、C6、C7、およびR11で形成)は、主ポール(P1)、ゼロ(Z1)、および高周波ポール(P3)を生じます。クロスオーバー周波数の前には、2つの非常に低い周波数のポールと1つのゼロがあります。ゼロ(Z1)の機能は、出力ポールを補償してループ利得のスロープを-40dB/ディケードから-20dB/ディケードに小さくし、また位相遅れを90°減らします。

クロスオーバー周波数をワーストケースのRHPゼロ周波数の半分を選択してください。

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

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に配置してください。

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

ループゲインが $F_C$ で0dBと交差するように、主ポールの位置を次の式で計算してください。

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

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間で変わります。MAX16807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ります。

R11の値は、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選んでください。FB端子から見た実効ACインピーダンスはR11とR12の和です。R11に比べてR12をずっと小さくするほうが、ACインピーダンスの制御が良好になります。C6は次の式を使って求めてください。

$$C6 = \frac{1}{2\pi \times G_{EA} \times (R11 + R12) \times F_{P1}}$$

R1とC6によって決定されるゼロ(Z1)の位置は、次の式で与えられます。

$$F_{Z1} = \frac{1}{2\pi \times R1 \times C6}$$

C6、C7、およびR1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の周波数に置き、高周波信号がシステムを伝播するのをさらに減衰させてください。高周波ポール( $F_{P3}$ )の位置は次式で与えられ、C7の値を計算するために使用します。

$$F_{P3} = \frac{1}{2\pi \times R1 \times \left( \frac{1}{C6} + \frac{1}{C7} \right)^{-1}}$$

MAX16807のEVキットは、出力のフィルタ用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またはこれ以下となります。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に、C25の値は次の式を用いて計算してください。

$$C25 = \frac{1}{2\pi \times F_{ZESR} \times R12}$$

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(OdBとなる周波数)よりもずっと高くなるため、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

MAX16807の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列用の電圧を生成します。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部には、高周波電界を作り出す非常に高速の電圧変化を持った幾つかのノードと、高周波磁界を作り出す高速の電流変化を持ったPCBトレースがあります。回路は電力を変換しますので、これらの電磁界の振幅は大きく、回路の敏感な部分に容易に結合し、望ましくない影響を与えます。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は、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端子は、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、できるだけ最上面層の隣にしてください。電源コンバータの重要な信号部品の下全体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コンデンサと抵抗をRTCT端子の非常に近くに配置し、接続をできるだけ短くしてください。タイミング用コンデンサのグランド側は、コンデンサ端子の近くの1個のビアを使ってアナロググランドプレーンに接続してください。RTCTノードの近くにはスイッチングノードが絶対に存在しないようにして、端子に接続する銅領域は小さくしてください。タイミング用コンデンサへのREFの接続は短くし、すべてのスイッチングノードから離してください。
- 3) スwitch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、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)の下に配置してください。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がオンの場合で、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のループです。もう1つのループはMOSFETがオフの場合で、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までのループです。これらの2つのループを理解したうえで、ループ面積をできるだけ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用に、パワーグランドプレーンに戻りの経路を作ってください。このことによって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経路が作られます。ループ面積を縮小すると、スイッチング時の放射も軽減されます。

- 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。MOSFETがオンになるエッジとオフになるエッジの2箇所において、2つの主要なループがあります。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、ゲート駆動抵抗、MOSFETのゲートからソース(CGSとCGD)、および電流検出抵抗を通じて、VCCのバイパスコンデンサの負端子に至るループです。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、かつ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ますので、電流検出抵抗からグランドプレーンを通してVCCバイパスコンデンサに至る直接の電流経路はありません。最良の解決方法は、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直接パワーグランドプレーンに接続することです。こうすることによって、ターンオフ電流もグランドプレーンに戻り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。他の感度の高い回路部分への放射および容量性結合を減らすために、このノード領域を小さくしてください。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する必要があります。
- 7) ノイズを拾うことを減らすために、FB端子のノード領域を小さくし、トレース長を短くしてください。
- 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出力のコンデンサの負端子に接続してください。

## 電力消費

MAX16807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され、デバイスが熱シャットダウンを起こさないようにしてください。最上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、サーマルビアを使用します。複数のサーマルビアは最大0.4mmの穴径とし、そのセンチ間を1mm間隔にします。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、サーマルビア用に熱リリーフを使用しないで、その代わりに銅のベタ面を使用してください。

通常動作時のMAX16807デバイスの合計の熱消費は、次の式で計算してください。

$$P_D = \sum_{N=0-7} V_{S_N} \times I_{OUT} + I_B \times V_{IN}$$

ここで、 $V_S$ 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のドライバ電流を含んだMAX16807の入力バイアス電流、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、1オンスの銅厚を持った最小2平方インチの銅のグランドプレーンに接続してください。

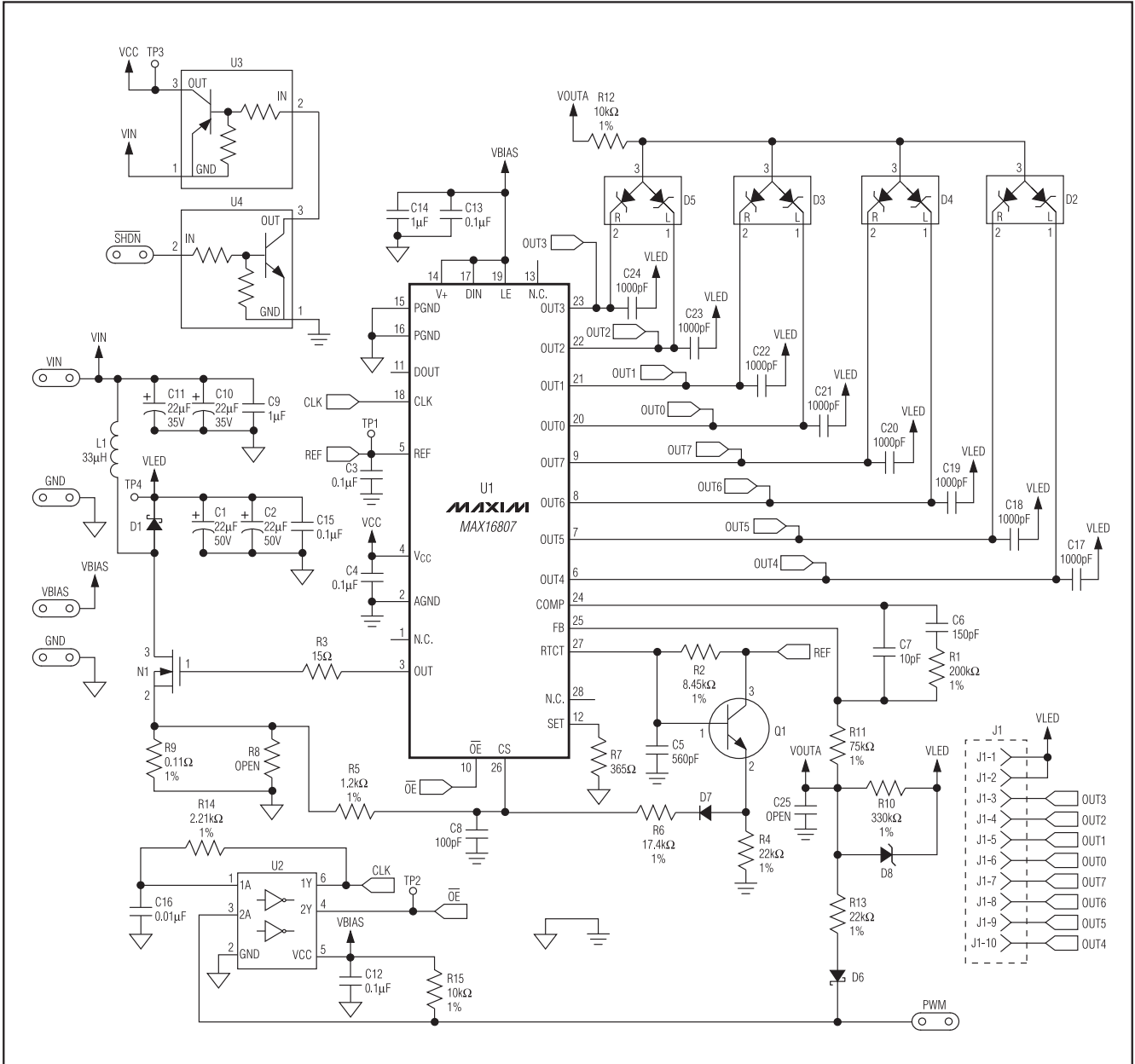


図1. MAX16807のEVキット回路図

# MAX16807の評価キット

Evaluates: MAX16807

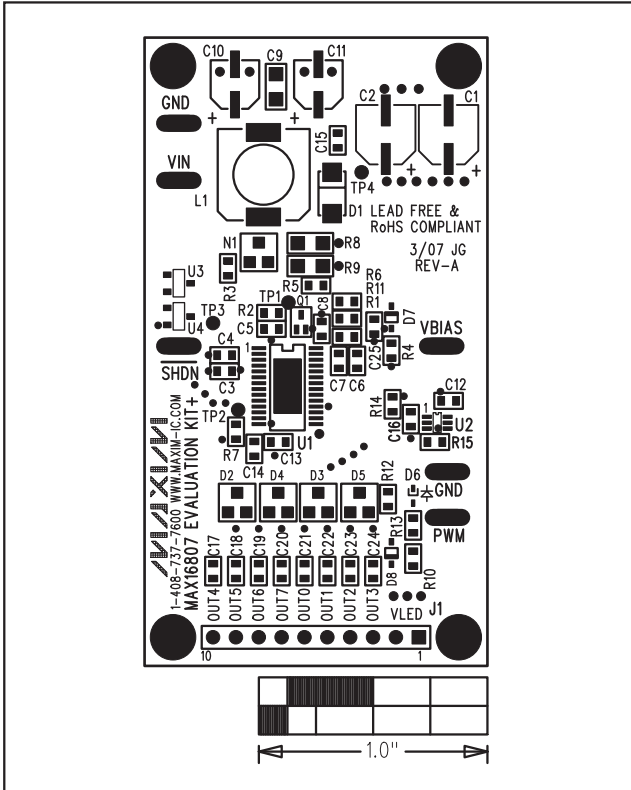


図2. MAX16807のEVキットの部品配置ガイド—部品面



図3. MAX16807のEVキットのPCBレイアウト—部品面

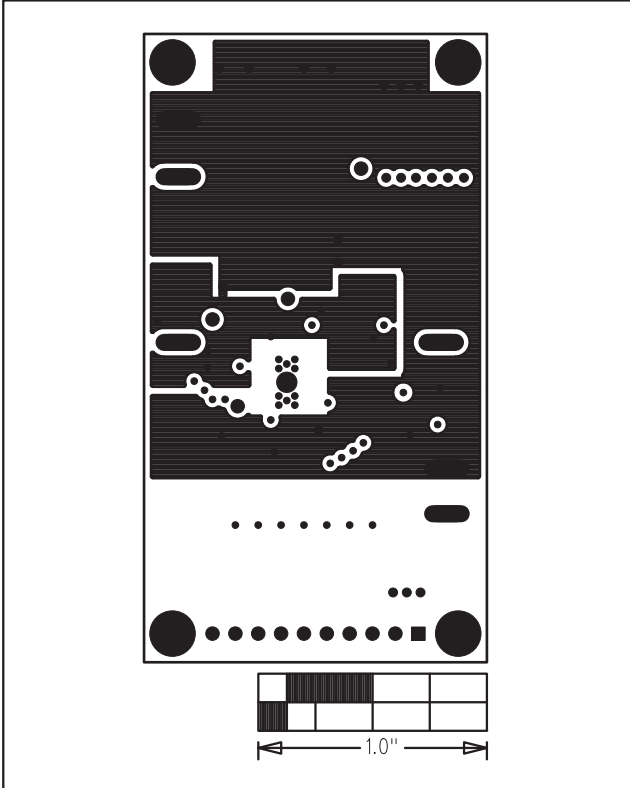


図4. MAX16807のEVキットのPCBレイアウト—第2グラウンド層

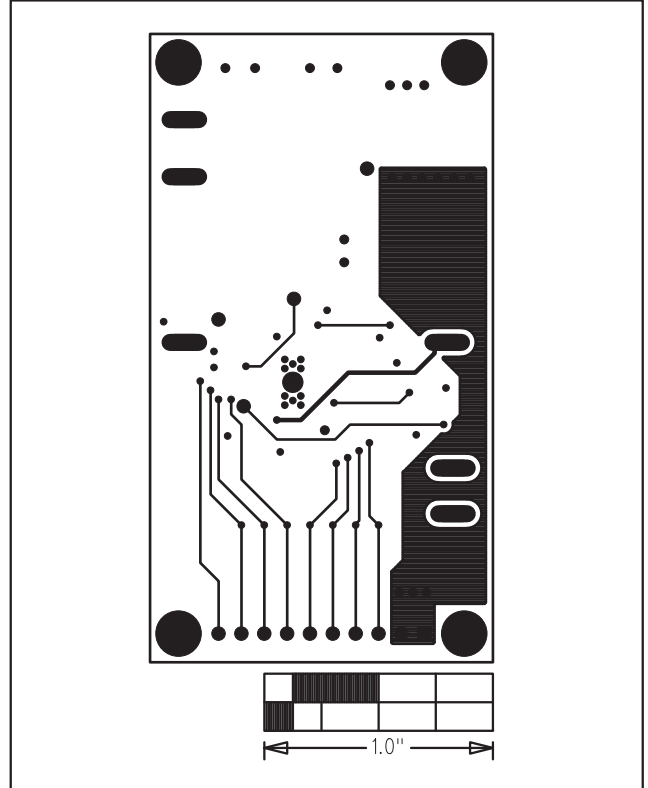


図5. MAX16807のEVキットのPCBレイアウト—第3グラウンド層

# MAX16807の評価キット

Evaluates: MAX16807

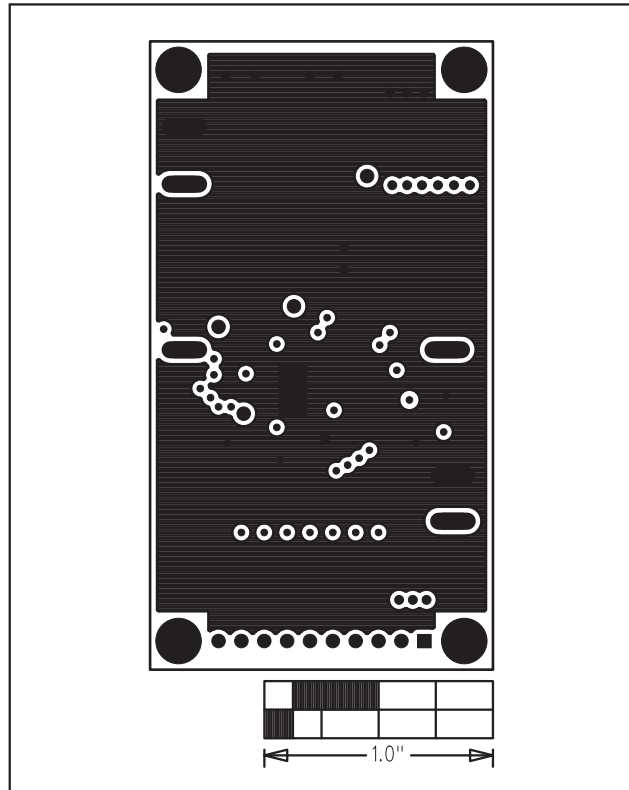


図6. MAX16807のEVキットのPCBレイアウト—半田面

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み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。

14 \_\_\_\_\_ **Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 408-737-7600**