



MAX16809评估板

评估板：MAX16809

概述

MAX16809评估板(EV kit)是16通道、恒流LED驱动器，能以每通道40mA电流驱动总正向电压高达32V的16个LED串。MAX16809评估板基于MAX16809器件，具有16通道恒流吸电流输出(16个通道的吸电流由单个电阻设置)和高性能电流模式脉宽调制(PWM)控制器，用于实现DC-DC转换器，产生电源电压驱动LED串。

MAX16809评估板工作于9V至16V电源电压、0°C至+70°C温度范围，提供PWM亮度控制、基于LED串工作电压的自适应LED电源电压控制、内建时钟发生器和低电流关断。MAX16809评估板是经过完全安装和测试的电路板。

特性

- ◆ 9V至16V电源电压范围
- ◆ 40mA LED电流(每一个LED串)
- ◆ 通过单个电阻调节16个通道的电流
- ◆ LED串电压高达32V
- ◆ Boost转换器产生LED供电电压
- ◆ 自适应LED供电电压控制，提高效率
- ◆ PWM亮度控制
- ◆ 具有输出电压尖峰保护，用于感性输出线
- ◆ 经过验证的PCB设计

订购信息

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

+表示评估板无铅并符合RoHS标准。

*该温度范围限制只适用评估板PCB，MAX16809 IC的温度范围为-40°C至+125°C。

†EP = 裸焊盘。

元件列表

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评估板

元件列表(续)

DESIGNATION	QTY	DESCRIPTION
C34	1	10nF $\pm 10\%$, 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. CSMH1-40M Central Semiconductor CSMH1-40M
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	27 μ H, 3.2A inductor Coilcraft MSS1260-273ML
Q1	1	Switching transistor (SOT523) Diodes Inc. MMBT2222AT-7-F

DESIGNATION	QTY	DESCRIPTION
Q2	1	60V, 5.5A N-channel MOSFET Vishay Si4450DY
R1	1	430 Ω $\pm 1\%$ resistor (0603)
R2	1	330k Ω $\pm 1\%$ resistor (0603)
R3	1	8.45k Ω $\pm 1\%$ resistor (0603)
R4, R6, R10	3	22k Ω $\pm 1\%$ resistors (0603)
R5	1	180k Ω $\pm 1\%$ resistor (0603)
R7	1	10.5k Ω $\pm 1\%$ resistor (0603)
R8	1	10 Ω $\pm 1\%$ resistor (0603)
R9	1	1.2k Ω $\pm 1\%$ resistor (0603)
R10	1	22k Ω $\pm 1\%$ resistor (0603)
R11	1	50k Ω $\pm 1\%$ resistor (0603)
R12	1	75m Ω $\pm 1\%$ resistor (0603)
R13	0	Not installed, resistor
R14	1	2.2k Ω $\pm 1\%$ resistor (0603)
R15	1	10k Ω $\pm 1\%$ 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 SN74LVLC2G14DCKR
—	1	PCB: MAX16809 Evaluation Kit+

元件供应商

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：与上述元件供应商联系时，请表明您正在使用MAX16809。

MAX16809评估板

快速入门

推荐设备

- 16V、5A可调电源
- 一个5V电源
- 16串LED，正向总压降 $\leq 32V$
- 一个万用表
- 一台PWM信号发生器(可选)

步骤

MAX16809评估板是经过完全安装和测试的电路板，请按照以下步骤验证电路板的工作状况。**注意：在所有连接完成之前，不要开启电源。**

- 1) 将VLED (J1的1-4引脚)和OUT0-OUT15 (J1的5-20引脚)之间大约32V的工作电压连接到LED串，全部16个通道的LED串负载都应按相同方式连接。
- 2) 将直流电源(16V，5A)连接至VIN和GND。
- 3) 将直流电源(0至5V)连接至VBIAS和GND。
- 4) 打开电源，在VIN上加10V电压，在VBIAS上加3V至5V电压，连接SHDN和PWM到3V至5V电压。所有的LED应当开启，测量任意一串LED的电流，其值应为40mA $\pm 7\%$ 。
- 5) 增大电源电压至16V，LED电流稳定。测量流经任意一个LED串的电流，其值应为40mA $\pm 7\%$ 。
- 6) 连接幅度为3V至5V、频率为100Hz至2kHz的PWM信号至PWM输入，PWM信号的占空比提高时，LED亮度应随之提高，反之亦然。
- 7) 连接SHDN至GND，所有LED应当关闭。

详细说明

MAX16809评估板是16通道、恒流LED驱动器，能以每通道40mA电流驱动总正向电压高达32V的16个LED串。MAX16809评估板能够驱动16串共160个白光LED，工作电流高达40mA，输入的电源电压范围为9V至16V。

利用MAX16809评估板评估MAX16809 IC时，有两个关键部分，第一部分由16路恒流LED驱动器组成，开启时可以吸收高达55mA的电流，关闭时可阻断高达36V的电压。第二部分是高性能、电流模式PWM控制器，控制DC-DC转换器产生驱动LED串的供电电压。MAX16809评估板使用PWM控制器驱动boost转换电路，可以接受9V至16V输入，产生33V的LED供电电压。将LED串连接至33V输出和16路恒流吸电流输出的任意一路，以恒流模式驱动LED串。每路输出的吸电流通过连接在SET引脚和地之间的电阻(R1)设置，每路输出吸电流可高达55mA，并且所有输出吸电流具有相同幅度。LED供电电压与总的正向导通压降的差值作用到恒流吸电流输出和地之间，被作为功率在器件内部损耗掉。

MAX16809评估板上的boost转换器自适应产生LED供电电压，LED串的最高正向总压降支配控制环路。可调节boost转换电压，使得作用在每串LED上的电压恰好满足电流驱动的需求，其它具有较低正向总压降的LED串会产生过压，相关的驱动器将随后拉低电压。这种反馈机制保证了线性电流控制电路的功耗最小。板上反相器(U4A)配置为MAX16809的时钟输入信号发生器，恒流输出驱动电路和U4需要外部提供的3.3V至5V输入，如果没有5V电压，可利用射随器对MAX16809的REF输出进行缓冲获得。

Boost转换器

评估板的boost转换器可产生33V的LED供电电压，以连续导通模式(CCM)工作在350kHz的开关频率。MAX16809电流模式PWM控制器驱动外部MOSFET (Q2)，以控制boost转换器。MOSFET在每个开关周期的起点开启，当流过电感(L1)的电流达到误差放大器输出电压设定的峰值时关闭。通过检测以地为参考的检流电阻(R12和R13并联)的压降来检测电感电流，检流电压通过CS引脚送入MAX16809内部的检流比较器。

MOSFET导通时，电感储存由输入电源获得的能量，开关关闭时，电感对VLED进行反向放电，为其提供足够的电压。这个电压相当于一个与输入电源串联的电压源，通过整流二极管(D2)驱动VLED。

MAX16809评估板

当boost转换器工作在CCM模式时,电感储存的能量只有一部分供给VLED。CCM模式的优势在于降低了对输入、输出滤波的要求,峰值电流的降低使EMI大大减小,并可提高转换效率。然而,上述优势是以转换器传输函数在右半平面产生一个零点为代价的,补偿此零点需要降低系统带宽,从而会影响转换器的动态响应。由于16通道固定吸收电流的输出控制LED电流,VLED的低速控制环路不会影响LED的工作。关于反馈补偿电路的详细信息,请参考反馈补偿部分。

如果CS引脚的电压超过0.3V,内部比较器将关断外部MOSFET的栅极驱动脉冲,导致CS引脚电压达到0.3V的电感电流是其可能达到的最大值(由于CS引脚到MOSFET驱动输出之间存在60ns的传输延时,实际电流可能比规定的上限稍高一些)。该种情况发生在反馈环路开路、上电时输出电容充电或输出过载的情况下,能够通过限制上述情况下流经MOSFET的最大电流,实现对MOSFET的保护。

由R9、C10组成的RC滤波器消除了MOSFET的栅极开启电流和D2反向恢复电流引起的检流电阻上的电压毛刺。如果没有该滤波器,这些电流毛刺可能造成检测比较器误触发,过早地关闭栅极脉冲。滤波器的时间常数不能高于规定值(MAX16809评估板采用120ns时间常数),因为较高的时间常数会给检流电压增加额外的延时,从而提高了电流限。

正常工作情况下,反馈环路控制峰值电流,误差放大器对经过比例调整的LED供电电压(VLED)和2.5V精密基准进行比较。误差放大器和补偿网络对误差信号进行放大,电流比较器将该信号与检流电压进行比较,产生PWM驱动输出。

供电电路设计

首先确定输入电源的电压范围、输出电压VLED(LED正向总电压最大值与固定吸电流输出的1V偏置电压之和)和输出电流 I_{OUT} (所有LED串电流总和)。

利用下式计算最大占空比 D_{MAX} :

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

其中 V_D 为整流二极管D2的正向压降(~0.6V), $V_{IN_{MIN}}$ 为最小输入电源电压(该例中为9V), V_{FET} 为MOSFET Q2开启时漏极到源极的平均电压。

开关频率(F_{SW})取决于系统对尺寸、噪声、动态响应和效率的要求,选择最大电感电流纹波峰值 IL_{PP} ,对于MAX16809评估板, F_{SW} 为350kHz, IL_{PP} 为平均电感电流的±30%。使用下式计算最大平均电感电流 IL_{AVG} 和峰值电感电流 IL_{PEAK} :

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

当 IL_{PP} 为平均电感电流 IL_{AVG} 的±30%时:

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

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

计算电感电流纹波达到最大时的最小电感值 L_{MIN} :

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

所选择的电感值应大于计算得到的最小值。

使用下式计算电流检测电阻(R12并联R13):

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

其中0.3V为最大检流信号的电压,系数0.75用来补偿由于斜率补偿造成的最大检流电压的跌落。计算斜率补偿后,需重新检验并调整该系数。有关斜率补偿的详细信息,参见斜率补偿部分。

MAX16809评估板

电感的饱和电流(I_{L_SAT})应大于下列公式计算的数值, 最好选择饱和电流比额定 I_{L_SAT} 高出10%的电感。

$$I_{L_SAT} = 1.1 \times I_{L_PEAK}$$

使用下式计算输出电容 C_{OUT} (C16、C17、C18和C24并联):

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

其中, V_{LED_PP} 为LED供电电压纹波的峰峰值。输出电容的计算值将比实际反馈环路补偿需要的值小很多, 请参考反馈补偿部分, 根据补偿需求计算输出电容。

根据下式计算输入电容 C_{IN} (C12、C13、C14和C5的并联):

$$C_{IN} = \frac{I_{L_PP}}{8 \times F_{SW} \times V_{IN_PP}}$$

其中 V_{IN_PP} 为输入电压纹波的峰峰值, 该式假设输入电容产生的纹波电流占主要成分。

功率元件的选择

MOSFET (Q2)开关应有足够的额定电压, 能够承受最大输出电压与二极管D2压降之和, 以及任何因寄生电感和电容引起的电压过冲。选择额定电压高于下式计算值的MOSFET:

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

系数1.3用于提供30%的安全裕量。

所选择的MOSFET, 在环境温度达到+70°C时的连续漏极电流额定值应大于下式计算值。考虑到散热需求, MOSFET必须按照制造商的规定安装在电路板上:

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

MOSFET功率损耗包括开关损耗和导通损耗, 按照下式计算MOSFET的导通损耗:

$$P_{COND} = \frac{I_{L_AVG}^2}{D_{MAX}} \times R_{DS_ON}$$

其中, R_{DS_ON} 是假设结温为+100°C时, 漏源之间的导通电阻。

使用下式计算MOSFET的开关损耗:

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

其中, I_{GON} 和 I_{GOFF} 为MOSFET分别在导通、关闭时的栅极电流(V_{GS} 等于门限电压), C_{GD} 为MOSFET的栅漏电容。选用环境温度为+70°C时, 额定功率大于下式计算值的MOSFET:

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

MAX16809评估板采用肖特基二极管作为boost转换器的整流管(D2)。肖特基整流二极管具有更低的导通压降, 并在反向恢复时为MOSFET提供最轻的负荷。如果使用反向恢复时间相对较长的二极管, 应考虑MOSFET的开关损耗。

需选择额定电压比boost转换器最大输出电压高出20%的肖特基二极管, 二极管的额定电流应大于下式中的 I_D :

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

MAX16809评估板

斜率补偿

当boost转换器工作在占空比大于50%的CCM模式时，如果不进行斜率补偿，将会产生谐振。谐振状态使PWM占空比无法建立电压反馈环路设定的峰值电流，占空比在所要求的数值附近摆动(通常在开关周期的一半左右)。如果对电感峰值电流施加足够的负斜率，谐波振荡就会消除。这意味着对任何反馈环路的峰值电流设置，输出脉冲将比正常情况更快终止。保持环路稳定所需的最小斜率补偿是最差工作条件下电感电流下降斜率(最大值)的一半。

增加一个与开关频率同步的正斜率斜坡信号后，电流检测信号可以完成所要求的操作。占空比越大，增加的电压越大，设置电流与实际电感电流的差值就越大。MAX16809评估板上，斜坡振荡信号经Q1缓冲，经过适当的比例调整叠加到电流检测信号上，以达到斜率补偿的目的，按照下列步骤计算斜率补偿元件值。

按照下式计算最差工作条件下电感电流的下降斜率：

$$I_{LSLOPE} = \frac{(V_{LED_{MAX}} + V_D - V_{IN_{MIN}})}{L_{MIN}}$$

根据电感电流的下降斜率，用下式计算检流电阻 R_{CS} (R_{12} 和 R_{13} 并联)上的等效电压斜率：

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

叠加到检流波形上的最小电压斜率是 V_{SLOPE} 的一半，可确保100%占空比下电路的稳定性。实际应用中，最大连续占空比小于100%，所需最小补偿斜率为：

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

系数1.1提供10%的裕量。电阻 R_9 、 R_{10} 决定Q1发射极缓冲电压斜率的衰减。信号二极管D11的正向导通压降，与

Q1的 V_{BE} 一起，几乎可以抵消斜坡波形的1.1V偏移。利用下式近似计算斜坡振荡信号的斜率：

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

其中，1.7V是斜坡幅度， F_{SW} 为开关频率。

选择 R_9 ，使电流检测比较器的输入偏置电流不会对检流信号产生明显误差，用于斜率补偿的 R_{10} 由下式计算：

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

LED驱动

MAX16809提供16通道恒流LED驱动，每个通道能吸收高达55mA的LED电流。LED串可以连接至VLED和恒流吸电流输出端，用稳定的电流驱动每串LED。所有16个通道的电流通过连接在SET引脚和地之间的电阻(R_1)控制。MAX16809评估板设置每串LED的驱动电流为40mA，最大LED供电电压为33V。MAX16809评估板可以驱动最高正向总压降为32V的LED串。

具有四路输入(DIN、CLK、LE和 $\overline{OE}$)的4线串行接口分别控制恒流输出，在MAX16809评估板中，由U4A产生的50kHz的时钟信号，通过将DIN和LE连接至5V，为内部移位寄存器提供16个逻辑1。如果微控制器具有此功能，则可以省去时钟发生电路。

输出使能($\overline{OE}$)可用于PWM亮度调节，由反相器U4B产生的反向PWM信号驱动 $\overline{OE}$ 引脚。当PWM信号为低(LED驱动关闭)时，还可通过 R_6 和D12组成的网络影响反馈环路，详细信息请参考自适应LED供电电压控制部分。

反向PWM信号产生后，采用图1所示的电路驱动 $\overline{OE}$ 输入和反馈网络。

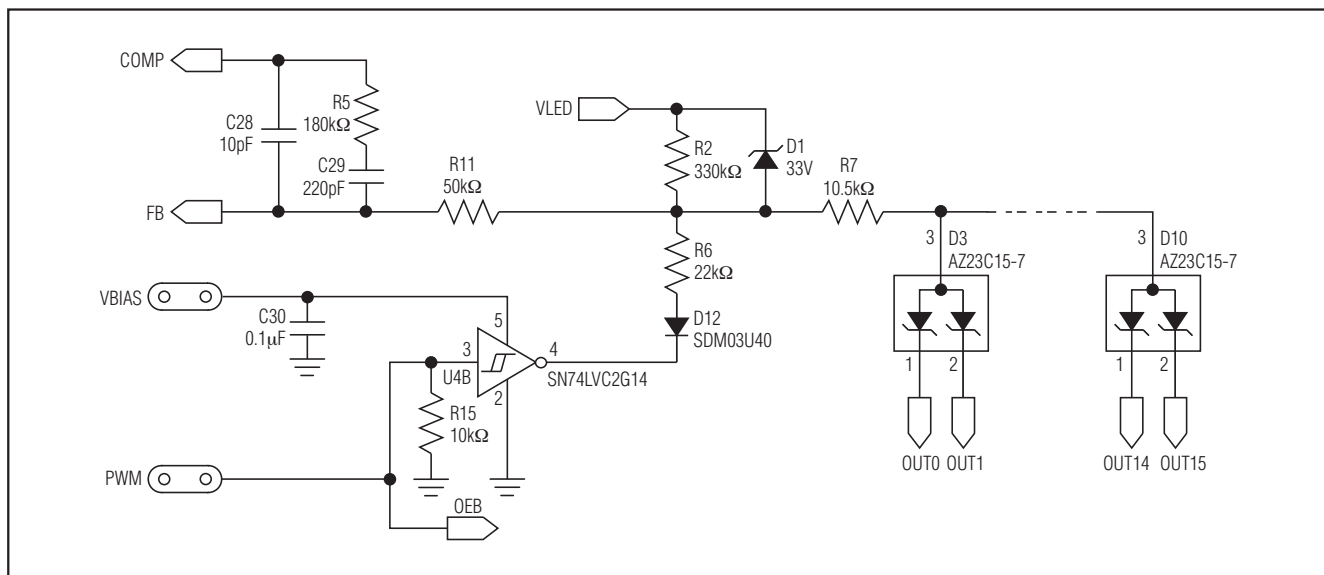


图1. 反相PWM驱动电路

输出电流设置

16个通道的吸电流输出幅度均由SET引脚和地之间的电阻(R1)设置为相同值， R_{SET} 最小值为311Ω，将输出电流设置为55mA。 R_{SET} 最大值为5kΩ。MAX16809评估板上的 R_{SET} 电阻为430Ω，将输出电流设置为40mA。如需设置其它输出电流，请使用下列公式计算电阻：

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

其中， R_{SET} 是电流设置电阻(R1)的值，单位为欧姆， I_{OUT} 是所需要的输出电流，单位为毫安。

自适应LED供电电压控制

为降低IC功耗，MAX16809评估板根据LED串的工作电压自适应调整VLED电压。恒流吸电流输出能够在输出电压低至0.8V时吸收稳定的电流。16路输出中的每路电压为VLED与连接到该路输出的LED串正向总压降的差值。MAX16809评估板采用反馈机制检测16路恒流吸电流输出的每路输出电压。利用双齐纳二极管(D3-D10)，MAX16809评估板选择所有通道中的最低驱动电压(具有最大的LED串电压)进行调节。PWM boost转换器通过环路调节，获

得足够高的VLED驱动电压，使吸电流输出端的电压稳定在0.8V左右。由于其它LED串的总正向导通电压更低，因此，可以保证它们具有足够的驱动电压。这种反馈机制确保IC功耗降至最低。为了更有效地进行自适应控制，最好将LED连接到所有16个通道，每个通道最好连接相同数量、同一批次的LED。如果16个通道中有些通道没有使用，应该将齐纳二极管(D3-D10)从未使用的通道中移除。

利用下式计算电阻R2的阻值，设置吸电流通道的最低输出电压：

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

其中，2.5V为反馈基准电压， V_{DZ} 为ORing二极管(D3-D10)的正向压降， $V_S = 0.5V$ 是吸电流环路所需要的输出电压， V_{FLED} 为LED串的标称正向总压降。选择大约10kΩ的R7，计算R2的数值。

齐纳二极管(D3-D10)还提供输出过压保护，如果一串LED部分或全部发生短路，吸电流通道的输出电压将上升，连接在该输出端的15V齐纳二极管反向导通，从而限制VLED电压。这种情况下，其它LED串可能不会开启。

MAX16809评估板

输出关闭时, LED驱动器为高阻态, 反馈网络通过R6和D12提供反馈电流通路, 控制VLED。利用下式计算R6值, 设置PWM关断时所需的LED供电电压:

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

其中, 2.5V为反馈基准电压, 0.4V为二极管D4和PWM输入的总压降, V_{LED_OFF} 为PWM关断期间所需要的LED的供电电压。 V_{LED_OFF} 应设置为最差工作条件下LED串的电压, 加上LED驱动器的附加压降(0.8V), 以及反向压降(约1V)。反向压降允许MAX16809能够在非常短的PWM亮度控制脉冲下提供电流。脉冲宽度低至2 μ s时, VLED控制环路将无法响应, 此时由输出电容提供所需电流。对于较长的PWM亮度控制脉冲宽度, 控制环路可以响应, 电源工作将提供适当的电压。

出现一个LED开路的情况下, 33V齐纳二极管(D1)将最大LED供电电压限制在35.5V。如果VLED试图超出这一电压, D1将反向导通, 将FB引脚拉至高电平, 从而使boost转换器关闭PWM信号, 降低输出电压。

PWM亮度调节

PWM亮度调节通过调整PWM输入信号的占空比调节LED亮度。为PWM输入提供逻辑高电平将开启电流输出, 提供逻辑低电平将关闭电流输出。将峰值幅度为3V至5V、频率在100Hz至2kHz的信号连接到PWM输入, 通过改变占空比调整LED亮度: 占空比增大, 亮度提高; 反之亦然。如果有反相PWM信号, 则采用其进行PWM亮度控制, 如图1所示。

反馈补偿

与其它具有反馈的电路一样, boost转换器产生LED供电电压时, 也需要进行补偿, 以达到稳定控制输出电压的目的。当boost转换器工作在连续导通模式时, 电源电路传输函数存在一个位于右半平面(RHP)的零点。该零点增

加了20dB/十倍频程的增益和90°的相位滞后, 很难补偿。消除该零点的最简单的方法是在低于RHP零点频率一半的频点处, 通过-20dB/十倍频程的斜率将环路增益衰减到0dB。对于boost转换器, 最差工作条件下, 位于RHP的零点频率(F_{ZRHP})由下式给出:

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

其中, D_{MAX} 是最大占空比, L是电感值, I_O 是输出电流, 即各串LED电流的总和。

MAX16809评估板使用的boost转换器工作在电流模式控制。电流模式控制的转换器具有2个反馈环路: 内部环路控制电感电流, 外部环路控制输出电压。由外部电压环路提供的放大后的电压误差输入到内部电流环路, 控制峰值电感电流。

内部电流环路将由电感和输出电容 C_{OUT} 构成的双极点2阶系统转换成由输出滤波电容和输出负载构成的单极点1阶系统。由于输出负载为固定电流(非常高的戴维南等效阻抗), 该极点的位置在原点(0Hz)附近。任意频率下的输出极点均会造成相位延迟90°。然而, 由于电源电路的直流增益受其它因素限制, 增益在电路增益稳定前的非零频点就开始以-20dB/十倍频程的斜率衰减。

反馈环路的直流增益由下式给出:

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

其中 G_P 为电源电路的直流增益, G_{EA} 为误差放大器的开环直流增益, 典型值为100dB。 G_{FB} 是VLED自适应控制反馈网络的增益, 是从VLED到误差放大器输入(FB引脚)的等效增益。自适应控制检测16路恒流吸电流输出端的电压, 通过反馈控制将这些电压调整到最低值(图2)。由于LED具有固定电流, LED两端的电压不会随着VLED的变化而变化。VLED的任何变化将直接反映到恒流吸电流输出端和误差放大器输入端, 使 G_{FB} 等于单位增益。

MAX16809评估板

电源电路的直流增益可以表示为输出电压的变化量与误差放大器输出电压的变化量的比值。由于MAX16809评估板的boost转换器驱动恒流负载,则基于恒流负载的电源电路的直流增益可通过下式计算:

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

用下式计算电源电路的直流增益:

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

其中, R_{CS} 为检流电阻, F_{SW} 为开关频率, 系数3考虑了误差放大器输出在送入电流检测比较器之前的衰减。

电源电路的增益在最低输入电源电压时最小, 在最高输入电源电压时最大。任何9V到16V之间的输入电源均可用来计算电源电路的增益, 最终补偿后的数值相等。

用下式计算频率 F_{P2} , 在该频点电源电路增益以-20dB/十倍频程开始衰减:

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

其中, C_{OUT} 是输出滤波电容, 为C16、C17、C18和C24的并联值。调整输出电容, 使 F_{P2} 和 G_P 的乘积小于 $F_{ZRHP} / 6$ 。通过这种方式获得的输出电容比使用最大输出电压纹波计算的数值大很多。

补偿策略如下: 反馈环路的增益频率响应应该在小于或等于RHP零点频率的一半处低于0dB点, 以-20dB/十倍频程的斜率衰减使反馈环路稳定, 并有足够的相位裕量。MAX16809的COMP引脚到FB引脚的补偿网络(由R5、C28、C29和R11组成)提供一个主极点(P1)、一个零点(Z1)和一个高频极点(P3)。在过零频点之前, 环路有两个频率非常低的极点和一个零点。零点(Z1)用于补偿输出极点, 并将环路增益的斜率从-40dB/十倍频程降至-20dB/十倍频程, 还可以减小相位延迟90°。

选择过零频率至最差条件下RHP零点频率的一半:

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

将零点(Z1)放置在过零频率的1/3处, 从而使相位裕量在极低的频率处开始增加:

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

由下式计算主极点的位置, 使环路增益在 F_C 处跨过0dB:

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

由于误差放大器的开环增益不同, 每个器件的主极点位置也不尽相同。MAX16809评估板的主极点位置由误差放大器的增益决定, 综合效果为固定增益带宽积。

选择R11, 使误差放大器的输入偏置电流不会在其两端产生明显的压降。FB引脚的等效交流阻抗为R11与R7之和。最好使R7远远小于R11, 以便很好地控制交流阻抗。利用下式计算C29:

$$C29 = \frac{1}{2\pi \times G_{EA} \times (R11 + R7) \times F_{P1}}$$

零点(Z1)的位置取决于R5和C29, 由下式给出:

$$F_{Z1} = \frac{1}{2\pi \times R5 \times C29}$$

设置C28、C29和R5组成的高频极点(P3)为开关频率的一半, 进一步衰减系统的高频信号。高频极点的位置(F_{P3})由下式给出, 可按照下式计算C28:

$$F_{P3} = \frac{1}{2\pi \times R5 \times \left(\frac{1}{C28} + \frac{1}{C29} \right)^{-1}}$$

MAX16809评估板

MAX16809评估板使用电解电容作为输出滤波电容，所以，电容ESR产生的零点非常低，接近或达到过零频率。该零点应当由放置在ESR零点位置的额外极点(P4)补偿，用下式计算ESR零点频率：

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

可通过下式计算C35，放置极点(P4)至ESR零点频率：

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

如果陶瓷电容用于输出滤波，ESR产生的零点频率将比反馈环路的过零频点(0dB增益频率)大很多，因此无需考虑补偿设计。

布局考虑

基于MAX16809设计的LED驱动电路通过高频开关转换器产生LED供电电压。需合理考虑电路布局，以保证系统正常工作。电路的开关转换器部分有一些节点具有非常快的电压变化，从而产生高频电场；一些PCB引线具有非常快的电流变化，会产生高频磁场。电路进行功率转换时，由于这些场的辐射幅度较大，很容易耦合到噪声敏感电路，产生不良效果。按照以下布板指南可以最大限度地降低噪声：

- 1) REF和VCC引脚的旁路电容应该尽可能靠近器件放置，电容的接地引脚应通过靠近电容的过孔连接到模拟地层。器件的AGND引脚应通过靠近引脚的过孔连接到模拟地层。将模拟地层放置在中间层，最好是紧靠顶层的电路板层。用模拟地层覆盖电源转换器的关键信号处理元件下方的区域。
- 2) 振荡器的定时电容、电阻应尽量靠近RTCT引脚，引线应该尽可能短。定时电容的接地端通过靠近电容的过孔连接到模拟地层。确保RTCT节点附近没有开关节点，连接该引脚的覆铜区域应该尽可能小。保持REF与定时电阻的连线尽可能短，并远离开关节点。
- 3) 开关转换器的功率电路有一个功率地，位于功率元件(输入滤波电容、输出滤波电容、电感、MOSFET、整流二极管和检流电阻)下方。通过靠近引脚处的过孔将所有地连接到功率地层。
- 4) 电源电路有2个环路承载高频开关电流，一个环路是MOSFET开启时的通路(从输入滤波电容正端，通过电感、MOSFET和检流电阻返回到输入电容的负端)；另一环路是MOSFET关闭时的通路(从输入电容正端，通过电感、整流二极管、输出滤波电容返回到输入电容的负端)。分析这两个环路，使环路区域尽可能小。可能的话，在顶层覆铜区域或通过功率元件，为开关电流提供一个到功率地的回路，这有助于减小环路区域，为开关电流提供一条低电感通路。减小环路区域还可以降低开关辐射。
- 5) MOSFET的栅极驱动电流是另一个需要考虑的高频开关电流，有两个主要环路：一个是MOSFET开启时的通路，另一个是关闭时的通路。MOSFET开启时的环路从VCC旁路电容正端，通过器件的MOSFET驱动、栅极驱动电阻、MOSFET栅极、源极(CGS和CGD)，以及检流电阻返回到VCC旁路电容的负端。由于VCC旁路电容连接在模拟地，检流电阻连接至功率地，从检流电阻到VCC旁路电容没有直接的电流通路。最好的解决方法是在MOSFET栅极驱动引线下方，直接连接模拟地与功率地。这样还能保证在关闭时电流也有返回到地的回路。
- 6) MOSFET的漏极是开关节点，保持该节点区域尽可能小，以减少对敏感电路的辐射噪声和电容耦合。然而，要保证足够宽的引线，以承载较大的开关电流。
- 7) 保持FB引脚的节点区域尽可能小，引线尽可能短，从而减小拾取噪声。
- 8) 恒流LED驱动电路的功率地应该连接到boost转换器输出滤波电容的负端。

MAX16809评估板

评估板：MAX16809

功耗

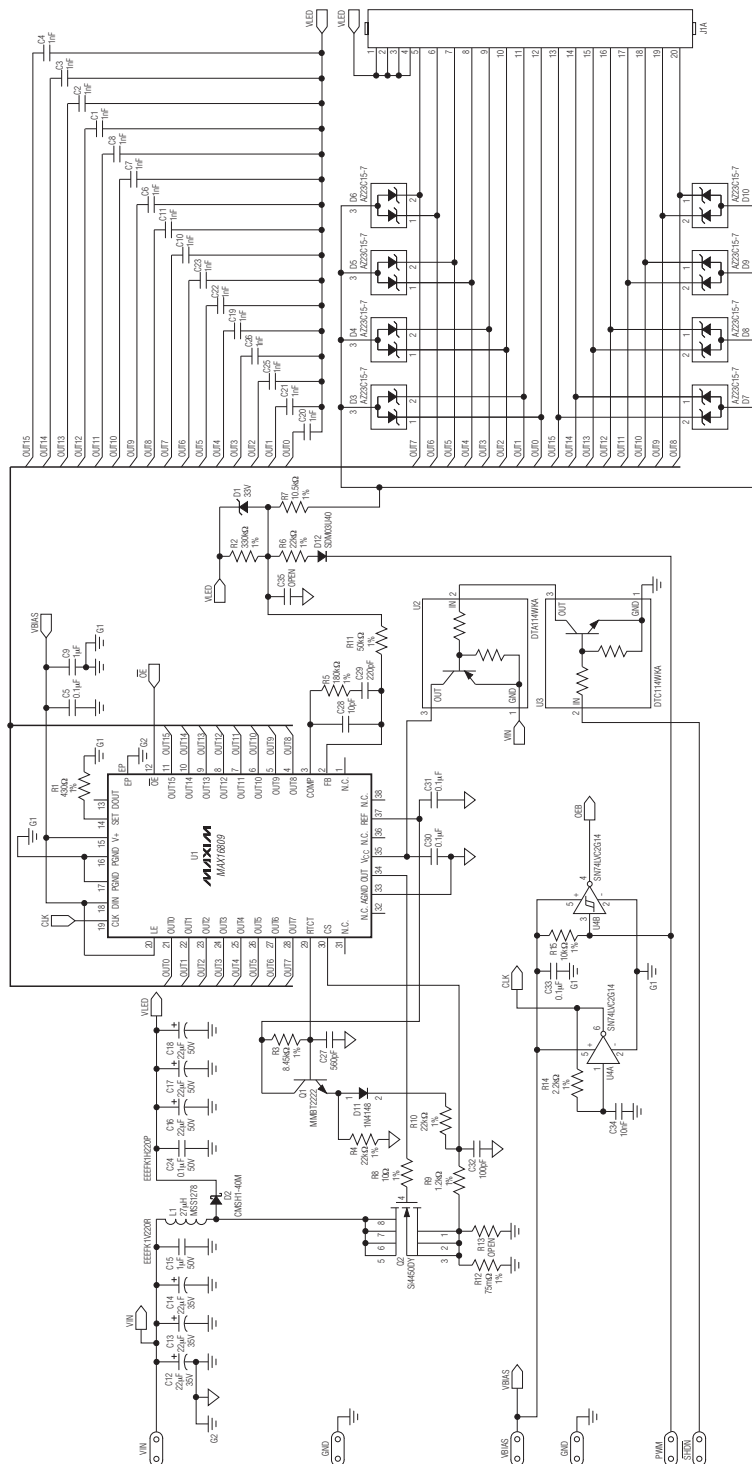
MAX16809正常工作情况下会消耗功率，从管芯传递到裸焊盘的热量应适当地消散到电路板上，保护器件不会进入热关断。顶层裸焊盘的焊接区域应与裸焊盘面积相等。通过导热过孔将热量从裸焊盘扩散到电路板的其它层，并通过覆铜区域扩散到电路板。这些导热过孔的孔径为0.4mm，按1mm中心间距放置。对于4层板，这些过孔应当连接到底层的电路地和中间地层。这些导热过孔不要使用中空过孔，而是要使用实心的镀铜过孔，使导热电阻最小。

利用下式计算MAX16809器件正常工作时的总功耗：

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

其中IN为通道N中的LED电流，VS为驱动每个LED工作的输出电压，以GND为参考，IB为MAX16809的输入偏置电流，包括MOSFET平均驱动电流，VIN为输入电源电压。功耗为1W时，器件的裸焊盘应当连接至最小2平方英寸、70μ覆铜的地层。

MAX16809评估板



MAX16809评估板

评估板：MAX16809

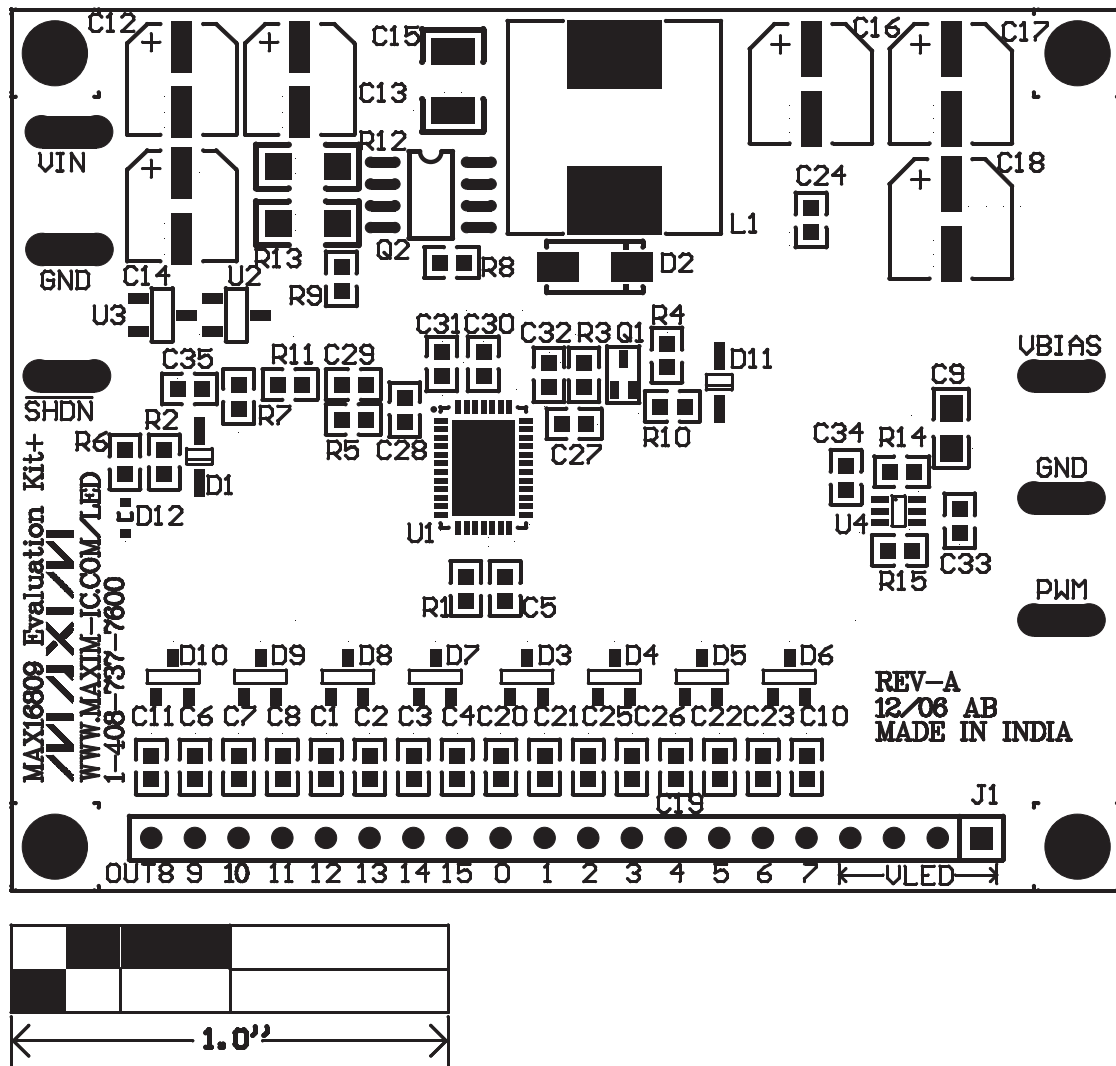


图3. MAX16809评估板元件布局—元件层

MAX16809评估板

评估板：MAX16809

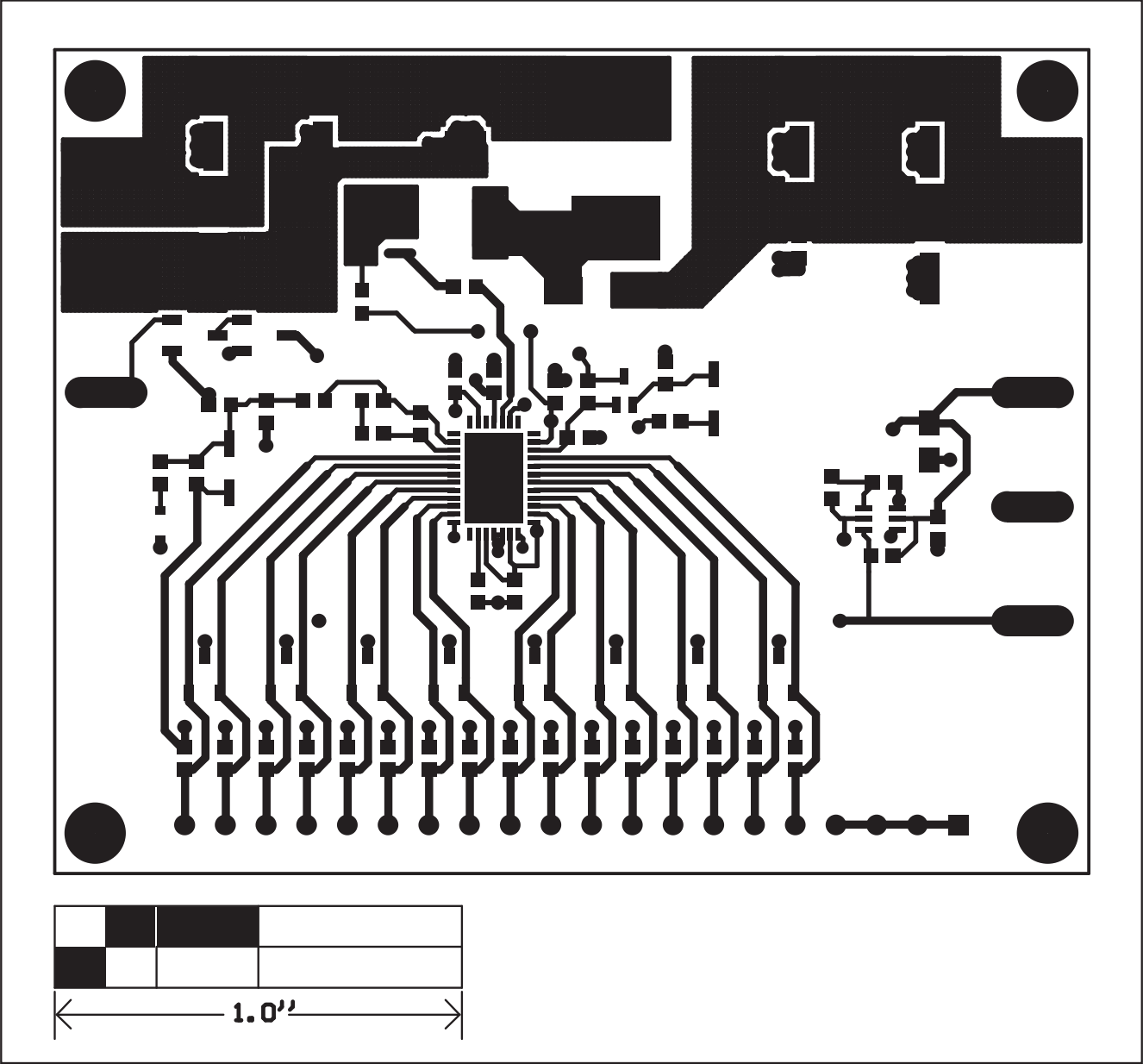


图4. MAX16809评估板PCB布局—元件层

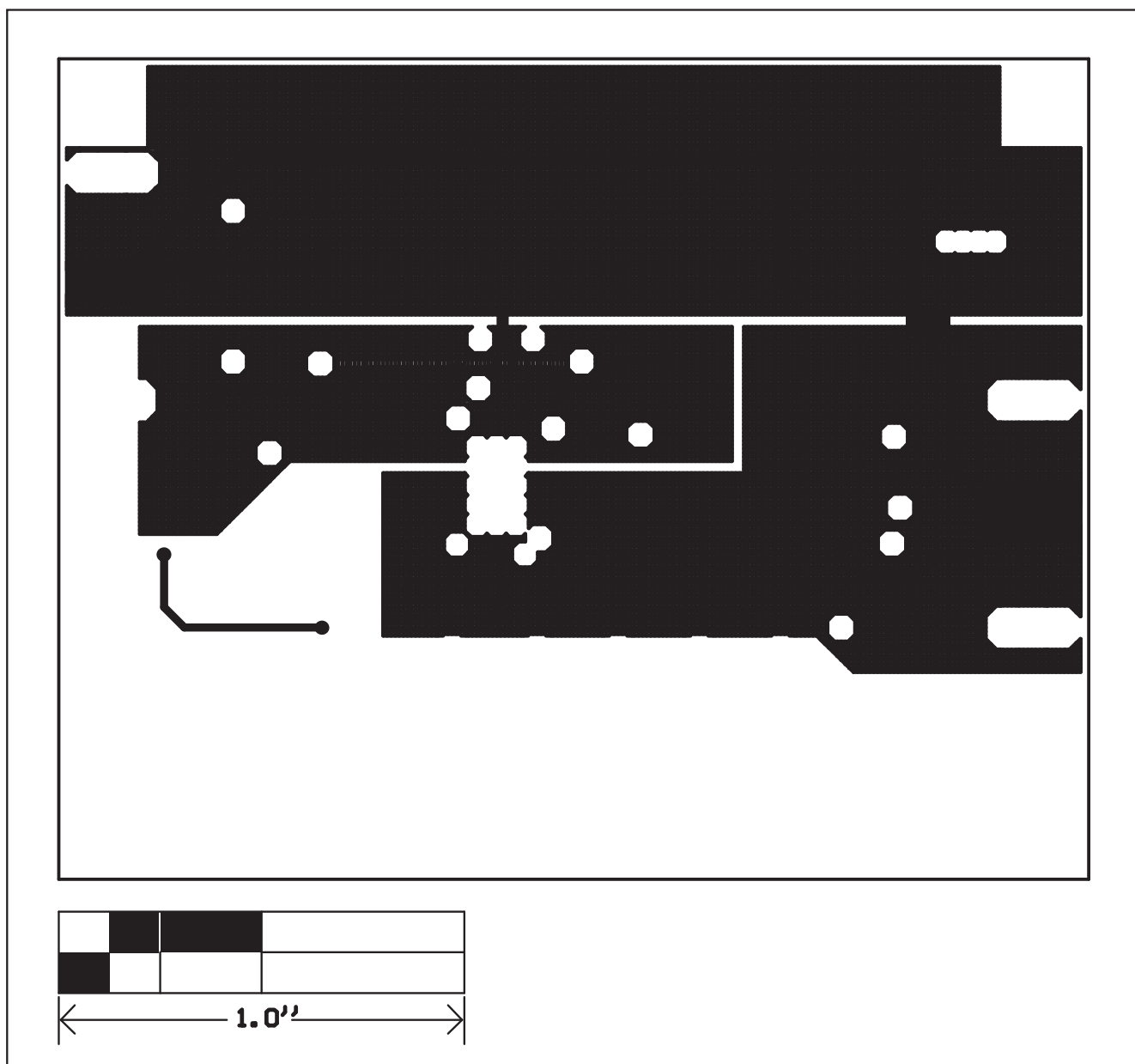


图5. MAX16809评估板PCB布局—中间层1

MAX16809评估板

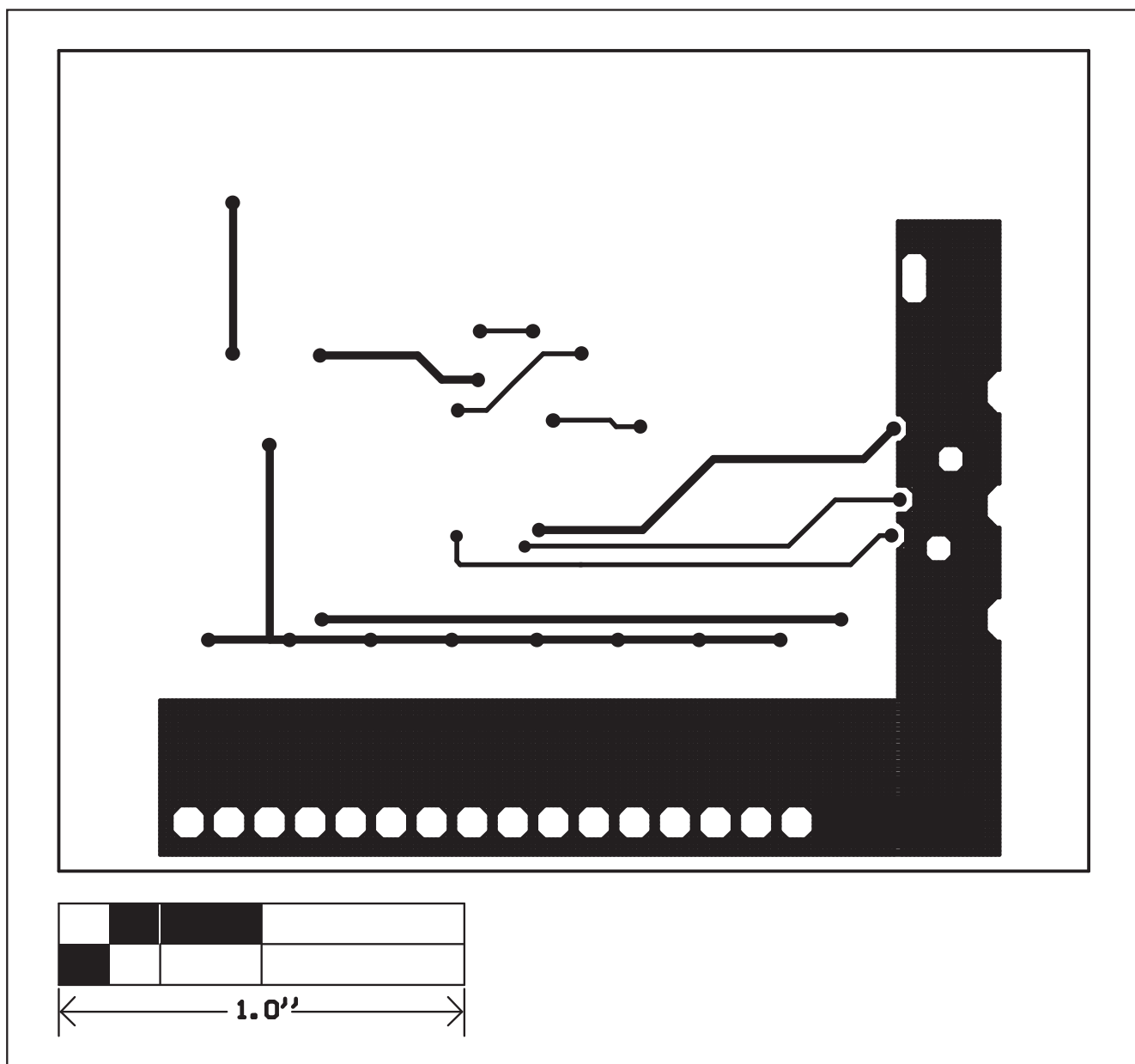


图6. MAX16809评估板PCB布局——中间层2

MAX16809评估板

评估板：MAX16809

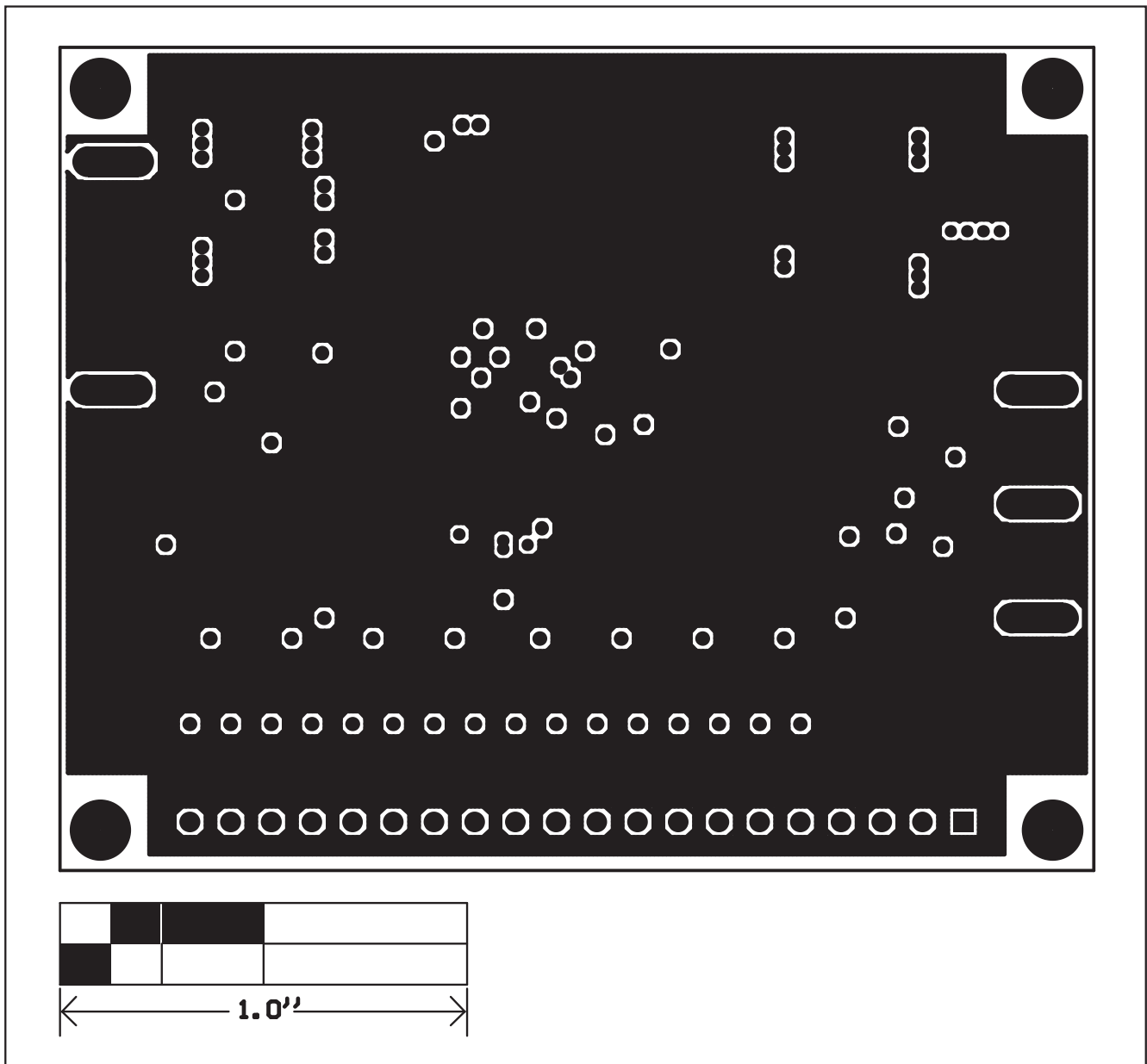


图7. MAX16809评估板PCB布局—焊接层

Maxim北京办事处

北京 8328信箱 邮政编码 100083

免费电话：800 810 0310

电话：010-6211 5199

传真：010-6211 5299

Maxim不对Maxim产品以外的任何电路使用负责，也不提供其专利许可。Maxim保留在任何时间、没有任何通报的前提下修改产品资料和规格的权利。

Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 408-737-7600 _____ 17