



MAX16807评估板

评估板：MAX16807

概述

MAX16807评估板(EV kit)是8通道、恒流LED驱动器，每通道能驱动50mA电流，并自适应调整通道的电源电压。每个通道可以驱动一串总正向电压高达32V的LED。评估板上的MAX16807 IC集成了8路固定吸电流输出电路和高性能电流模式脉宽调制(PWM)控制器，用于实现DC-DC电源转换，产生驱动每个通道LED串的电源电压。8个通道的吸电流由单个电阻设置。

MAX16807评估板可以工作在高达16V的电源电压。评估板电路还提供PWM亮度控制和关断控制输入的PCB焊盘，MAX16807评估板是经过完全安装与测试的电路板。

特性

- ◆ 高达16V电源电压范围
- ◆ 每通道可提供50mA输出电流
- ◆ 通过单个电阻调节8个通道的电流
- ◆ LED串的正向电压高达32V
- ◆ Boost转换器产生LED电压
- ◆ 自适应LED电压控制提高效率
- ◆ PWM亮度控制和关断控制输入
- ◆ 经过检验的PCB设计
- ◆ 经过完全安装和测试

订购信息

PART	TEMP RANGE	IC PACKAGE
MAX16807EVKIT+	0°C to +70°C*	28 TSSOP-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，MAX16807 IC的温度范围为-40°C至+125°C。

**EP = 裸焊盘。

元件清单

DESIGNATION	QTY	DESCRIPTION
C1, C2	2	22 μ F \pm 20%, 50V electrolytic capacitors (D-case) Panasonic EEEFK1H220P
C3, C4, C12, C13, C15	5	0.1 μ 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 μ F \pm 10%, 50V X7R ceramic capacitor (1206) Murata GRM31MR71H105K TDK C3216X7R1H105K
C10, C11	2	22 μ F \pm 20%, 35V electrolytic capacitors (C-case) Panasonic EEEFK1V220R
C14	1	1 μ F \pm 10%, 16V X5R ceramic capacitor (0603) Murata GRM188R61C105K TDK C1608X5R1C105K
C16	1	0.01 μ 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评估板

评估板: MAX16807

元件清单(续)

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 μ 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 Ω \pm 1% resistor (0603)
R2	1	8.45k Ω \pm 1% resistor (0603)

DESIGNATION	QTY	DESCRIPTION
R3	1	15 Ω \pm 5% resistor (0603)
R4, R13	2	22k Ω \pm 1% resistors (0603)
R5	1	1.2k Ω \pm 1% resistor (0603)
R6	1	17.4k Ω \pm 1% resistor (0603)
R7	1	365 Ω \pm 1% resistor (0603)
R8	0	Not installed, resistor (1206)
R9	1	0.11 Ω \pm 1%, 0.5W resistor (1206) IRC, Inc. LRC-LR1206LF-01-R110-F
R10	1	330k Ω \pm 1% resistor (0603)
R11	1	75k Ω \pm 1% resistor (0603)
R12, R15	2	10k Ω \pm 1% resistors (0603)
R14	1	2.21k Ω \pm 1% resistor (0603)
U1	1	MAX16807AUI+ (28-pin TSSOP-EP)
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+

元件供应商

SUPPLIER	PHONE	WEBSITE
Central Semiconductor	631-435-1110	www.centrasemi.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: 与上述元件供应商联系时, 请表明您正在使用MAX16807。

MAX16807评估板

评估板：MAX16807

快速入门

推荐设备

- 16V、2A可调电源
- 一个5V电源
- 一个伏特表
- 8串LED，额定总正向压降 $\leq 32V$ (可选)
- 一台PWM信号发生器(可选)

步骤

MAX16807评估板是经过完全安装和测试的表面贴装印刷电路板(PCB)，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) 调节16V电源输出至12V，将电源连接至评估板的VIN和GND焊盘。
- 2) 将5V电源连接至评估板的VBIAS和GND焊盘。
- 3) 将SHDN焊盘连接至VIN焊盘。
- 4) 打开2个电源。
- 5) 使用伏特表测量J1插头的J1-1和J1-2引脚的电压，以GND为参考，确认其电压大约为36V。
- 6) 关闭VIN电源输出。
- 7) 连接每串LED的阳极至VLED (引脚J1-1和J1-2)，分别连接每串LED的阴极至通道OUT0-OUT7 (引脚J1-3-J1-10)。
- 8) 打开VIN电源。
- 9) 检验所有LED点亮。
- 10) 连接幅度为5V、频率为100Hz至2kHz的PWM信号至PWM输入PCB焊盘，PWM信号的占空比提高时，LED亮度应随之提高，反之亦然。

详细说明

利用评估板评估MAX16807 IC时，有两个关键部分，第一部分由8路恒流LED驱动器组成，每路驱动开启时可以吸收高达55mA的LED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，控制电压转换器产生LED的驱动电压。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，在插头的引脚J1-1和J1-2 (VLED)处产生高达36V的LED电压。将LED串连接至VLED输出和8路固定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R7电阻设置为50mA。

MAX16807评估板上的boost转换器自适应产生LED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。

MAX16807评估板无需外部微控制器使能8路LED驱动。评估板电路配置通过将MAX16807的DIN (数据输入)和LE (闭锁使能)连接至逻辑高电平，使能所有LED驱动，并自动提供大约50kHz的时钟信号。U2反相器配置为时钟信号发生器，实现PWM亮度调节功能。还需5V (VBIAS)电源为MAX16807恒流输出驱动器和反相器供电。

电源

MAX16807评估板正常工作时需要8.8V至16V电源供电，连接到VIN和GND焊盘；一路5V电源，连接到VBIAS和GND焊盘。8.8V至16V电源用于MAX16807 IC (U1)和DC-DC升压型电源转换器供电；5V电源用于MAX16807的恒流LED驱动器和双施密特触发反相器(U2)供电。VBIAS电源还为DIN和LE引脚提供逻辑高电平信号。

MAX16807评估板

LED驱动

MAX16807提供8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 (J1-1和J1-2)和恒流吸电流输出端，用稳定的电流驱动每串LED。所有8个通道的电流通过连接在SET引脚和地之间的R7电阻控制。每串LED的驱动电流配置为50mA，最大VLED电压为33V。评估板可以驱动最高总正向压降为32V的LED串。

通过MAX16807的4线(DIN、CLK、LE和 \overline{OE})串行接口控制8路恒流输出，MAX16807评估板将DIN和LE连接至5V，并使用U2反相器产生的时钟信号，为IC的内部移位寄存器提供8个逻辑1，从而使能所有8个通道。输出使能(\overline{OE})引脚配置用于PWM亮度调节，由反相器U2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R13和D6组成的网络影响反馈环路，详细信息请参考自适应LED电压控制部分。

输出电流设置

8个通道的输出电流幅度均由R7电阻设置，R7最小值为324 Ω ，将输出电流设置为55mA。R7最大值为4.99k Ω ，将输出电流设置为3.6mA。MAX16807评估板上的R7电阻为365 Ω ，将输出电流设置为50mA。如需设置其它输出电流，请使用下列公式计算电阻：

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

其中， I_{OUT} 是所需要的输出电流。

PWM亮度调节

MAX16807评估板提供了一个PWM输入PCB焊盘，可以通过调整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。PWM信号到达MAX16807 \overline{OE} 引脚之前，通过U2反相器整形。将峰值幅度为3V至5V、频率在100Hz至2kHz的PWM信号连接到评估板PWM输入PCB焊盘。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。

\overline{SHDN} 输入

MAX16807评估板提供 \overline{SHDN} 输入PCB焊盘，用于使能或关闭MAX16807 IC。连接5V或VIN至 \overline{SHDN} 焊盘将使能IC；连接 \overline{SHDN} 焊盘至地或浮空，将关闭IC。还可以通过将VIN连接至测试点TP3使能IC。

自适应LED电压控制

为降低IC功耗，MAX16807评估板根据LED串的工作电压自适应调整VLED电压。恒流输出能够在通道电压低至0.8V时吸收稳定的电流。每路输出电压为VLED与连接在该路输出的LED串总正向导通电压的差。MAX16807评估板的反馈机制检测每路的输出电压。利用双齐纳二极管(D2-D5)选择所有输出通道中的最低电压。PWM boost转换器将调节VLED，使该输出通道的电压达到0.8V。由于其它LED串的总计正向导通电压与之相等或更低，因此，可以保证所有LED串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，8个通道最好连接相同数量的LED，并使用相同的额定 V_F 。利用下式计算电阻R10的阻值，设置最低输出电压：

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

其中，2.5V为反馈基准电压， V_{DZ} 为齐纳二极管(D2-D5)的正向压降(0.65V)， V_S (0.8V)是吸电流环路所需要的输出电压， V_{FLED} 为LED串总的标称工作电压。选择大约10k Ω 的R12，计算R10的数值。

齐纳二极管D2-D5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到17.5V以上，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。

MAX16807评估板

供电电路设计

输出关闭时，LED驱动器为高阻态，反馈网络通过R13和D6提供反馈电流通路，控制VLED。利用下式计算R13值，设置PWM关断时所需的LED供电电压：

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

其中，2.5V为反馈基准电压，0.4V为二极管D6的压降，VLED_{OFF}为PWM关断期间所需要的LED的供电电压。VLED_{OFF}应设置为最差工作条件下LED串的V_F电压，加上至少为0.8V的LED驱动器的附加压降，以及反向压降(约+1V)。反向压降允许MAX16807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2μs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(D8)将最大VLED供电电压限制在35.5V。如果VLED试图超出这一电压，D8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。

Boost转换器

评估板的boost转换器配置为产生33V的LED电压(VLED)，以连续导通模式(CCM)工作在350kHz的开关频率。MAX16807电流模式PWM控制器驱动外部MOSFET N1，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。MAX16807的CS引脚通过检测电阻R9的压降监测电感电流。

由R5、C8组成的RC滤波器消除了MOSFET N1的开启栅极电流和D1反向恢复电流引起的检流信号的电压毛刺。如果没有滤波，这些电流毛刺可能造成MAX16807过早关闭N1。滤波器的时间常数设置为120ns。

正常工作情况下，反馈环路和补偿网络(R1、R10、R11、C6和C7)控制峰值电流，误差放大器对经过比例调整的VLED电压和MAX16807的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。

首先确定输入电源的电压范围：驱动LED串所要求的最大电压(VLED)加上1V(恒流吸电流驱动电路的最小电压 = 0.8 + VLED纹波峰值)，以及输出电流I_{OUT} (所有LED串电流总和)。

利用下式计算最大占空比D_{MAX}：

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

其中V_D为整流二极管D1的正向压降(~0.6V)，VIN_{MIN}为最小输入电源电压(该例中为9V)，V_{FET}为MOSFET N1开启时漏极到地的电压。

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MAX16807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}：

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

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(R8并联R9)：

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

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内容将在随后的章节中讨论。

MAX16807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。

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

使用下式计算输出电容 C_{OUT} ($C1$ 、 $C2$ 和 $C15$ 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} ($C9$ 、 $C10$ 和 $C11$ 的并联):

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

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 (N1)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D1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:

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

其中, 系数1.3用于提供30%的安全容限。

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。

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

MOSFET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:

$$P_{COND} = \frac{I_{LAVG}^2}{D_{MAX}} \times R_{DS(ON)}$$

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:

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

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:

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

MAX16807评估板采用肖特基二极管作为boost转换器的整流管(D1)。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 :

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

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。保持电流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)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。MAX16807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：

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

根据电感电流的下降斜率，用下式计算检流电阻R_{CS} (R8和R9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：

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

其中，系数1.1提供10%的容限。电阻R5、R6决定Q1发射极缓冲电压斜率的衰减。信号二极管D7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R5，使检流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R6由下式计算：

$$R6 = \left(\frac{V_{RSLOPE}}{V_{CSLOPE}} - 1 \right) \times R5$$

反馈补偿

与其它具有反馈的电路一样，boost转换器产生LED驱动电压时，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CCM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。

MAX16807评估板使用的boost转换器工作在峰值电流模式控制。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的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。任何频率下输出极点造成相位延迟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8路恒流驱动器吸电流输出端的检测电压，通过反馈控制将这些电压调整到最低值。由于LED流过固定电流，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驱动器的吸电流输出端和误差放大器输入端，使G_{FB}等于单位增益。

MAX16807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(ΔV_{LED})与误差放大器输出电压的变化量($\Delta E_{A_{OUT}}$)的比值。由于MAX16807评估板的boost转换器驱动恒流负载,电源电路的直流增益可通过下式计算:

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

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检流比较器之前的衰减。

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之间的电源电压均可用来计算电源电路的增益, 最终补偿后的数值相等。

计算频率 F_{P2} , 在该频点电源电路增益开始以-20dB/十倍频程衰减时用下式计算:

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

其中, C_{OUT} 为输出滤波电容, 为C1、C2和C15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。

MAX16807的COMP引脚到FB引脚的补偿网络(由R1、C6、C7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, 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。MAX16807评估板的主极点位置由误差放大器的增益决定, 综合效果为固定的增益带宽积。

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R12之和。最好使R12远远小于R11, 以便很好地控制交流阻抗。利用下式计算C6:

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

零点(Z1)的位置取决于R1和C6，由下式给出：

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

设置C6、C7和R1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C7：

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

MAX16807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：

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

可通过下式计算C25，放置P4极点至ESR零点频率：

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

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MAX16807设计的LED驱动电路通过高频开关转换器产生LED的驱动电压。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——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。

MAX16807评估板

- 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。

功耗

MAX16807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。这些导热过孔的最大孔径为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地平面和中间地层。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MAX16807器件正常工作时的总功耗：

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

其中VS为驱动每个LED工作的输出电压，以GND为参考，IB为MAX16807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、1oz覆铜的地层。

MAX16807评估板

评估板：MAX16807

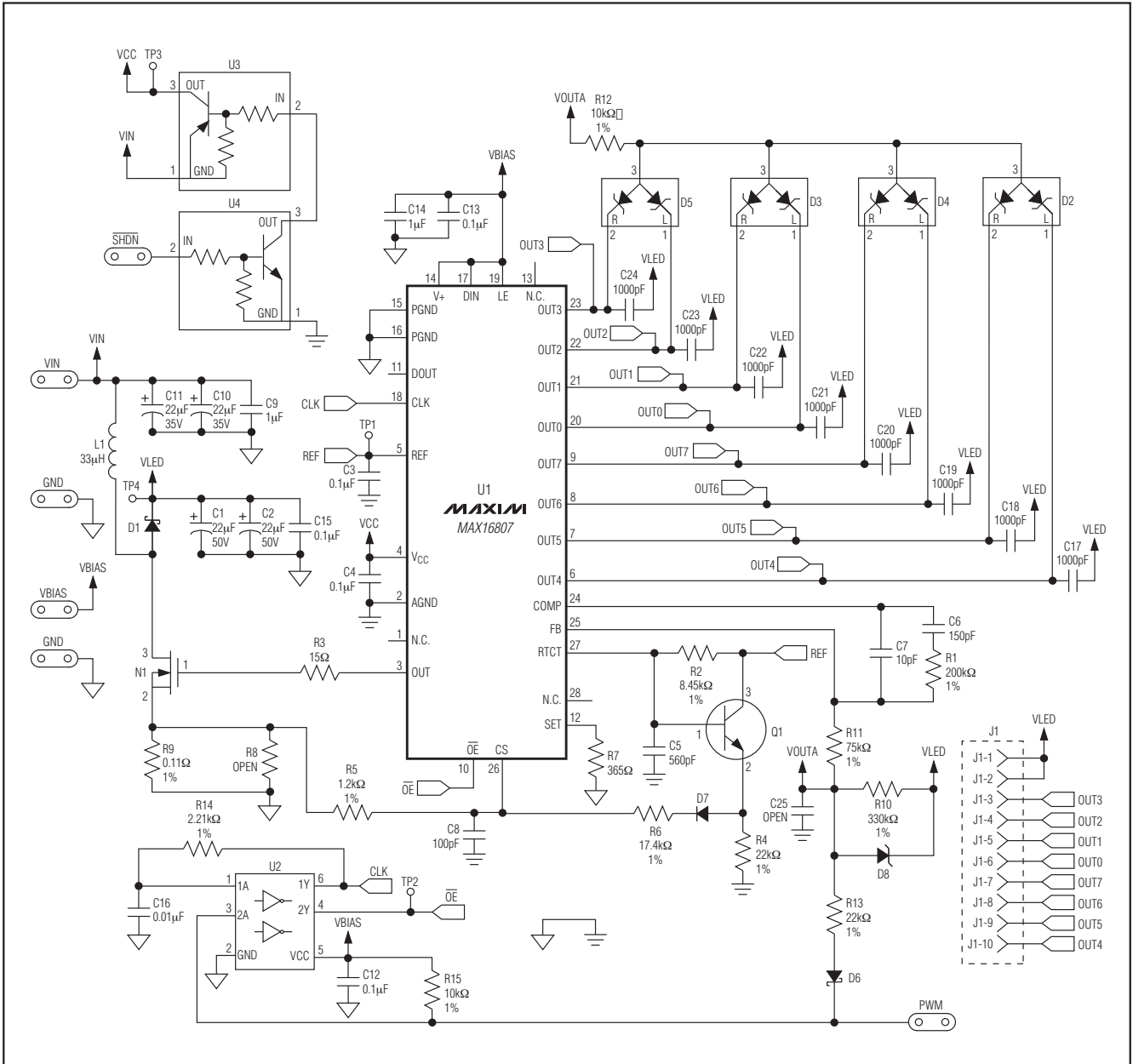


图1. MAX16807评估板原理图

MAX16807评估板

评估板：MAX16807

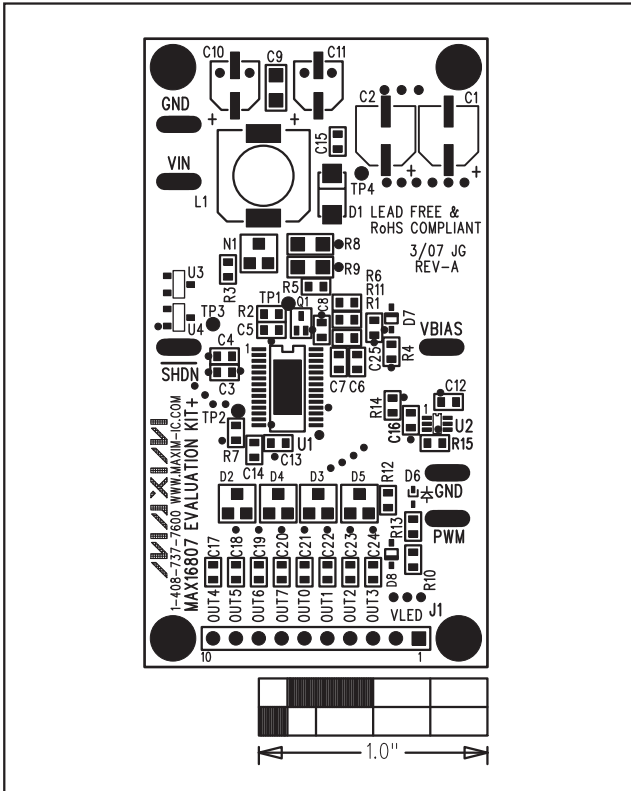


图2. MAX16807评估板元件布局——元件层

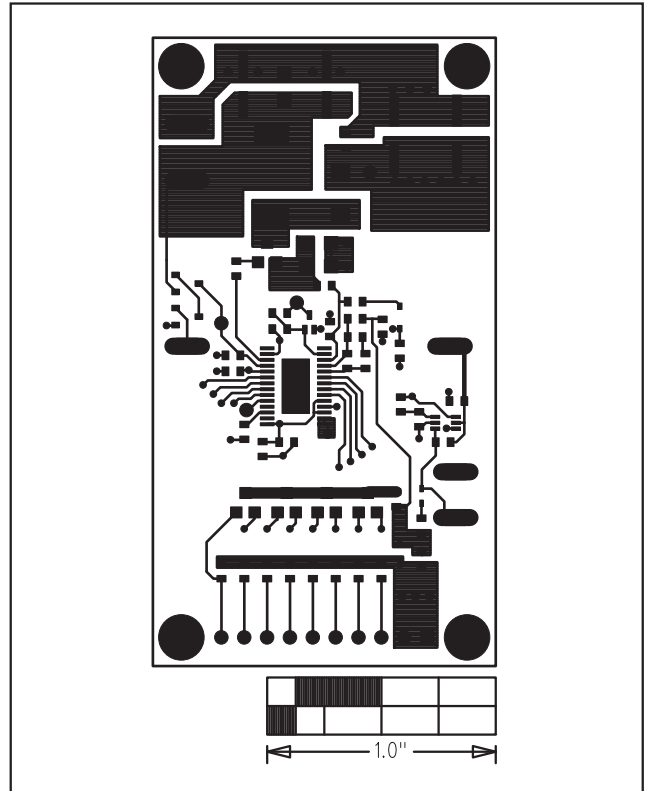


图3. MAX16807评估板PCB布局——元件层

MAX16807评估板

评估板：MAX16807

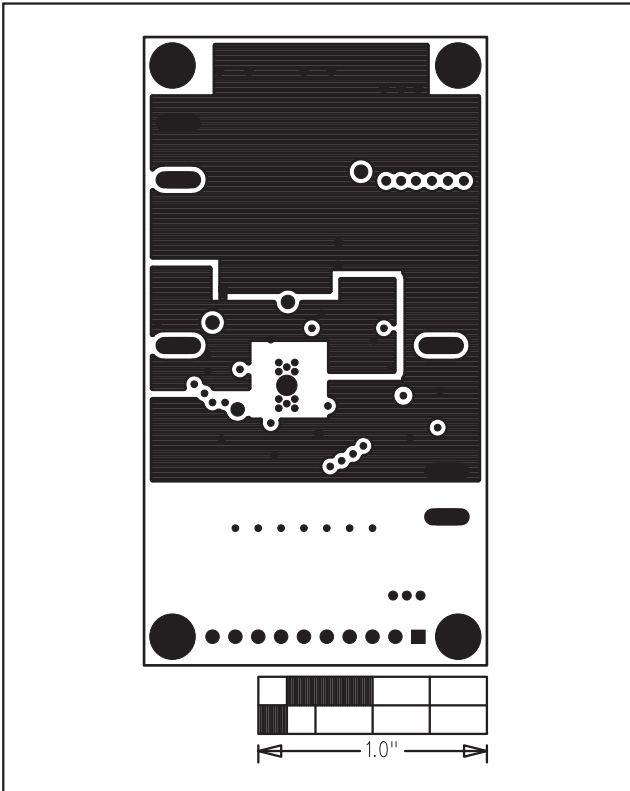


图4. MAX16807评估板PCB布局—地层，第2层

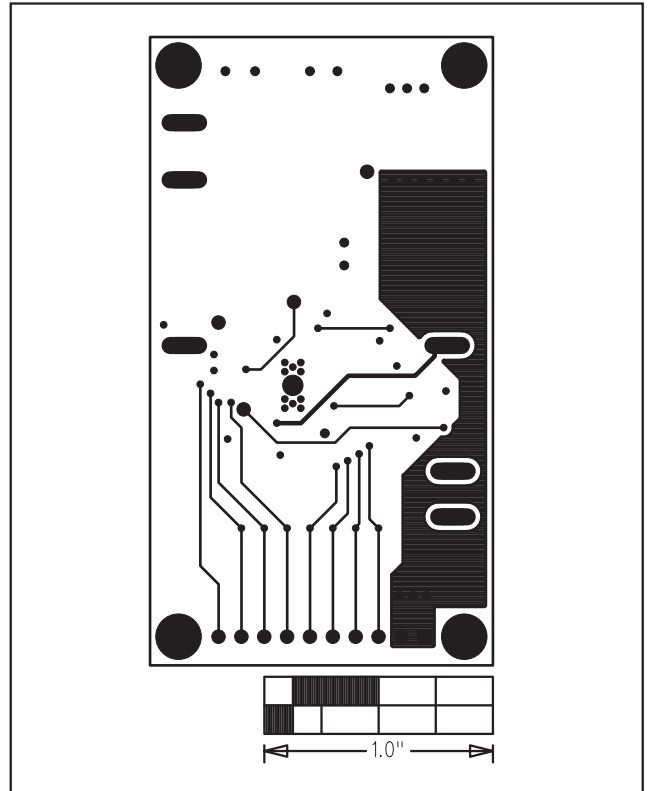


图5. MAX16807评估板PCB布局—地层，第3层

MAX16807评估板

评估板：MAX16807

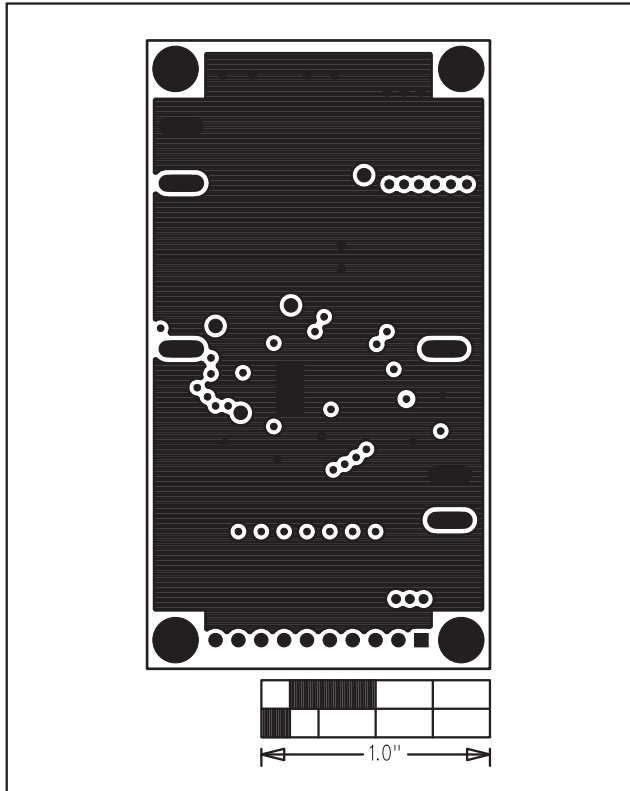


图6. MAX16807评估板PCB布局——焊接层

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。

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

© 2007 Maxim Integrated Products

MAXIM 是 Maxim Integrated Products, Inc. 的注册商标。