

宽输入电流模式升压高亮度 LED 驱动集成电路

HM5304

概述:

HM5304是一款固定频率电流模式PWM控制器,用于升压型高亮度LED驱动。HM5304输入电压范围为4.5V到32V,驱动外部N沟道场效应晶体管(MOSFET),LED电流通过外部电流检测电阻设置。

HM5304内部集成有基准电压源单元,误差放大器,330KHz振荡器,斜坡补偿发生器,电流模式PWM控制单元,电感过流保护电路,LED亮度调整单元,芯片关断单元,软启动电路和栅极驱动电路等模块。

HM5304采用电流模式PWM控制,改善了瞬态响应特性,简化了频率补偿网络。内置的软启动电路有效降低了上电时的浪涌电流。

其它功能包括芯片关断功能,过压保护,LED亮度调整,内置5V电压调制器和斜坡补偿等。

HM5304采用10管脚SSOP封装。

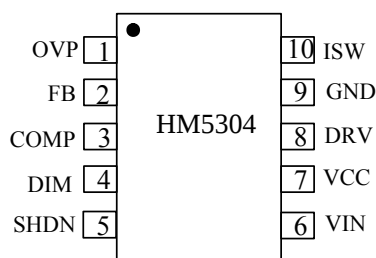
特点:

- 恒流高亮度 LED 驱动
- LED 电流通过外部电阻设置
- LED 电流精度 $\pm 10\%$
- 峰值电流控制模式
- 输入电压范围 4.5V 到 32V
- 开关频率: 330kHz
- PWM 亮度调整
- 每个周期电感电流限制
- 内部斜坡产生电路
- 内部软启动电路
- 内置+5V 电压调制单元
- 低关断电流
- 工作环境温度范围:
-40°C 到 85°C
- 采用10管脚SSOP封装
- 产品无铅,满足Rohs, 不含卤素

应用:

- 高亮度 LED 照明
- 手电筒
- 建筑物和街道照明
- 恒流源应用
- 便携式装置

管脚排列



典型应用电路:

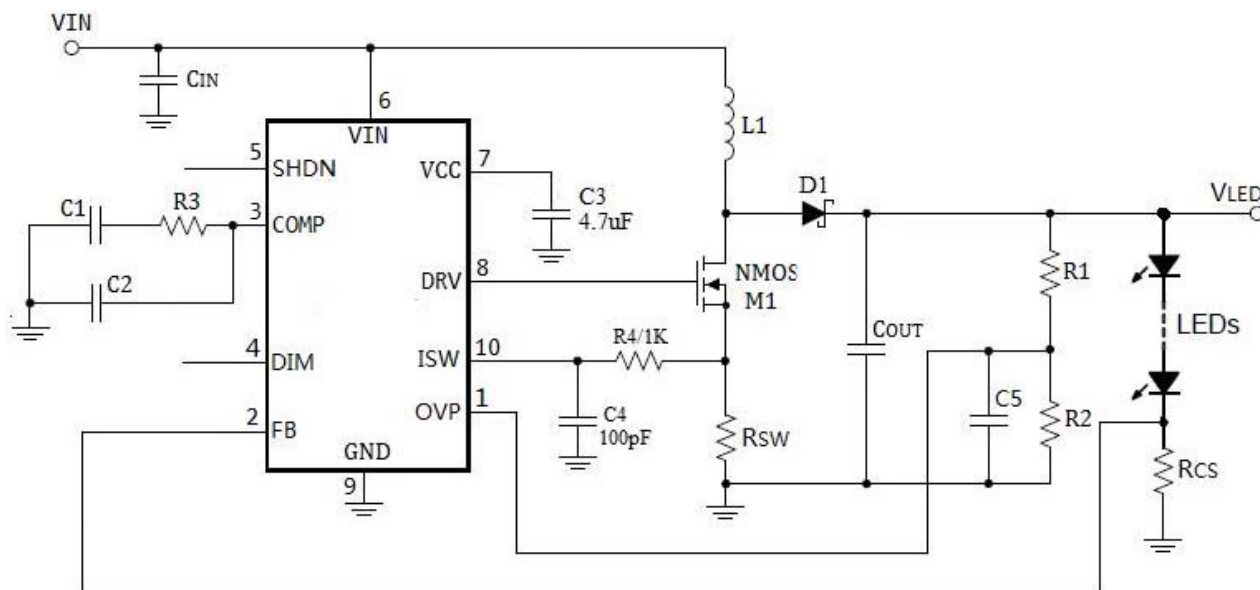


图 1 典型应用电路

订购信息:

型号	包装	工作环境温度范围
HM5304	编带, 盘装, 3000/盘	-40℃ 到 +85℃

管脚描述

序号	名称	描述
1	OVP	过压保护输入管脚。 当OVP管脚电压大于1.205V(典型值)时, PWM调制电路关断, DRV管脚输出低电平; 当OVP管脚电压下降到1.151V(典型值)以下时, HM5304 回复到正常工作模式。
2	FB	LED电流反馈管脚。 LED电流反馈到此管脚, 通常此管脚到地之间接一个电流检测电阻。在正常工作时, LED电流由下式决定: $I_{LED} = \frac{120mV}{R_{CS}}$ 其中, I_{LED} 是LED电流, R_{CS} 是FB管脚的电流检测电阻(如图1所示)。
3	COMP	回路频率补偿管脚。 此管脚到地之间连接频率补偿网络。
4	DIM	LED亮度调整输入管脚。 PWM调光信号输入到DIM管脚。当DIM管脚为低电平时, PWM调制电路被关断, DRV管脚输出低电平, 没有能量传输到LED; 当PWM为高电平时, PWM调制电路正常工作, LED被点亮。
5	SHDN	芯片关断管脚。 将此管脚接到高电平, HM5304进入关断模式。在关断模式, 内部电路模块, 包括5V电压调制器, 全部被禁止工作, 消耗的电流极低。将此管脚接到低电平, HM5304进入正常工作模式。
6	VIN	输入电压正极。 输入电源正极, 输入电压范围是4.5V 至 32V。此管脚到地之间需要滤波电容。
7	VCC	5V电压调制器输出。 此管脚到地之间需要连接一个4.7uF或10uF的电容。当输入电压在5.5V到32V之间时, 此管脚输出5V电压; 当输入电压低于5.5V时, 此管脚电压可能低于5V。
8	DRV	栅极驱动管脚。 将此管脚连接到外部N沟道场效应晶体管(MOSFET)的栅极。
9	GND	地。 输入电源负极。
10	ISW	电感电流检测管脚。 从ISW管脚检测电感电流用于电流控制和过流保护。

极限参数

VIN 管脚电压.....	-0.3V 到 36V	最高结温.....	150℃
其它管脚电压.....	-0.3V 到 6.5V	存储温度.....	-65℃ to 150℃
工作环境温度.....	-40℃ 到 85℃	焊接温度(10 秒).....	260℃
热阻(Junction to Case)	200℃/W		

超出以上所列的极限参数可能造成器件的永久损坏。以上给出的仅仅是极限范围, 在这样的极限条件下工作, 器件的技术指标将得不到保证, 长期在这种条件下还会影响器件的可靠性。

电气参数

(VIN = 12V, TA = -40°C到+85°C, 除非注明, 典型值在TA = +25°C测得)

参数	符号	测试条件	最小	典型	最大	单位
输入电压	VIN		4.5		32	伏特
工作电流	IVIN	VFB = 1.3V, VSHDN = 0V	700	810	920	微安
关断电流	ISD	SHDN = 3V, VIN = 12V	3.6	5.2	6.8	微安
		SHDN = 3V, VIN = 30V	9	13	17	
开关频率	fSW	正常工作	285	330	375	KHz
最大占空比	DMAX			93		%
最小开启时间	TMIN			100		纳秒
软启动时间	TSS			9.5		毫秒
过流保护阈值	VSW(OC)	在ISW管脚测量	170	180	190	毫伏
FB管脚						
反馈电压	VFB	正常工作	108	120	132	毫伏
FB 管脚偏置电流	IFB		-100	0	+100	纳安
SHDN管脚						
输入高电平	VIH		2.3			伏特
输入低电平	VIL				0.5	伏特
SHDN管脚偏置电流	ISHDN		-100	0	+100	纳安
OVP管脚						
OVP电压上升阈值	VOVPR	OVP管脚电压上升	1.155	1.205	1.255	伏特
OVP电压下降阈值	VOVPF	OVP管脚电压下降	1.101	1.151	1.201	伏特
OVP管脚偏置电流	IOVP		-100	0	+100	纳安
DIM管脚						
输入高电平	VDIR	DIM管脚电压上升	2.0			伏特
输入低电平	VDIRF	DIM管脚电压下降			0.6	伏特
SHDN管脚偏置电流	IDIM		-100	0	+100	纳安
DRV管脚						
输出电流		VDRV = 4V		0.8		安培
吸收电流		VDRV = 1V		1.5		安培
下降时间	tf	CDRV = 2nF		22		纳秒
上升时间	tr	CDRV = 2nF		30		纳秒
VCC管脚						
输出电压	VCC	IVCC = 0.1mA到4mA, VIN = 5.5V到32V	4.7		5.3	伏特
负载调制特性		IVCC = 0.1mA到4mA		5		欧姆
输入电源调制特性		VIN = 6V到32V, IVCC = 3mA		6		毫伏
输入电源抑制比	PSRR	IVCC = 3mA, fIN = 10kHz		-35		分贝
启动时间	tSTART	VCC = 0到4.5V, COUT = 4.7uF		5		毫秒

详细描述:

HM5304是一款固定频率电流模式PWM控制器,用于升压型高亮度LED驱动。HM5304输入电压范围为4.5V到32V,驱动外部N沟道场效应晶体管(MOSFET),LED电流通过外部电流检测电阻设置。

HM5304内部集成有基准电压源,误差放大器,330KHz振荡器,斜坡补偿发生器,电流模式PWM控制单元,过流保护电路,LED亮度调整单元,芯片关断单元,软启动电路和栅极驱动电路等模块。

HM5304采用电流模式PWM控制,改善了瞬态相应,简化了频率补偿网络。内置的软启动电路有效降低了上电时的浪涌电流。

HM5304内部的过压比较器和OVP管脚监测LED端的电压,可用于LED开路保护。如果OVP管脚电压大于1.205V(典型)时,DRV管脚输出低电平,关断片外N沟道场效应晶体管;只有当OVP管脚电压下降到1.151V以下时,才会允许片外N沟道场效应晶体管导通。

应用信息

输入电压范围

HM5304用来实现升压LED驱动功能,在输入电压4.5V到32V区间均能正常工作。

关断功能

SHDN管脚是高有效的芯片关断输入端。将此管脚接到高于2.3V的电压, HM5304进入关断模式。在关断模式,内部电路模块,包括5V电压调制器,全部被禁止工作,工作电流极低。将此管脚接到低于0.5V电压, HM5304进入正常工作模式。

+5V电压调制器

HM5304内部有一个+5V的电压调制器,此电压调制器在VCC管脚输出+5V电压,最大可输出4毫安电流,为芯片内部低压电路和栅极驱动电路供电。

在VCC管脚到地之间需要连接一个4.7μF或10μF电容。

不建议使用VCC管脚为外部电路供电,否则可能影响栅极驱动能力。

当HM5304被关断时(SHDN为高电平),5V调制器也被关断。

设置LED电流

LED电流通过连接在FB管脚与地(GND)之间的电流检测电阻来设置。LED电流计算公式为:

$$I_{LED} = \frac{120mV}{R_{CS}}$$

其中,

I_{LED} 是LED电流

R_{CS} 是连接在FB管脚与地(GND)之间的电流检测电阻

设置过压保护阈值

HM5304内置有过压保护功能(OVP),可用于LED开路保护。当OVP管脚电压大于1.205V(典型值),DRV管脚输出低电平,外部N沟道MOS开关关断;当OVP管脚电压低于1.151V(典型值)时,N沟道MOS开关再次导通。在图1所示的电路中,输出端的过压保护阈值为:

$$V_{OUT} = 1.205 \times \left(1 + \frac{R1}{R2}\right)$$

其中, $R1$ 和 $R2$ 是组成OVP管脚分压网络的电阻。

LED亮度调整

当DIM管脚为低电平时,PWM调制电路被关断,DRV管脚输出低电平,没有能量传输到LED;当PWM为高电平时,PWM调制电路正常工作,LED被点亮。

HM5304可以通过控制DIM管脚向LED提供脉冲化或断续的电流。在DIM管脚施加PWM信号可以实现PWM调光。在DIM管脚施加的PWM信号频率应该在30KHz到100KHz之间。

N沟道场效应晶体管驱动 (DRV管脚)

HM5304内部集成有N沟道场效应晶体管(MOSFET)栅极驱动电路, 驱动信号通过DRV管脚输出。DRV管脚可以输出800毫安电流, 可以吸收1.5A电流。栅极驱动电路由内部5V电压调制器供电, 所以DRV管脚高电平为5V。

估算占空比

对于工作于连续导通模式(CCM)的升压型LED驱动电路, 其占空比为:

$$D = 1 - \frac{V_{IN}}{V_{LED} + V_D}$$

其中, V_{IN} 是输入电压, V_{LED} 是LED的正向导通压降, V_D 是续流二极管的正向导通压降。

所以当 V_{IN} 最小时, 占空比最大, 即:

$$D_{max} = 1 - \frac{V_{INmin}}{V_{LED} + V_D}$$

在输入电压最大时, 占空比最小, 即:

$$D_{min} = 1 - \frac{V_{INmax}}{V_{LED} + V_D}$$

最大电感电流 (输入电流)

HM5304通过连接于外部N沟道MOSFET的源极与地之间的电阻(图1中的 R_{SW})检测电感电流(输入电流)。在正常工作时, 输出电流同输入电流有一定的对应关系。在理想情况下, 输出功率和输入功率相等, 所以:

$$I_{IN} = I_L = \frac{I_{LED}}{1 - D_{max}}$$

内部过流保护电路限制最大电感电流为0.18A, R_{SW} 为在实际应用中, 考虑到元器件的偏差, 比较合理的做法将电感电流峰值设置为:

$$I_{INpeak} = I_{Lpeak} = 1.8 \times \frac{I_{LED}}{1 - D_{max}}$$

选择电感

电感饱和电流应该大于最大输入电流的要求, 最大输入电流在输入电压最低时出现。选择电感时, 还要使得电感纹波电流峰-峰值不大于其最大电流的30%, 即:

$$\Delta I_L = 30\% \times \frac{I_{LED}}{1 - D_{min}}$$

所以, 电感值应该满足下面的公式:

$$L \geq \frac{V_{INmax} \times D_{min}}{f_{sw} \times \Delta I_L}$$

其中, f_{sw} 是开关频率, 典型值为330KHz。

选择电流检测电阻

HM5304采用电流控制模式, 通过连接于外部N沟道场效应晶体管(MOSFET)的源极与地之间的电感电流检测电阻(图1中的 R_{SW})检测电感电流, 检测到的电感电流信号反馈到ISW管脚, 既用于过流保护, 也用于回路控制。当ISW管脚电压超过过流保护阈值 $V_{SW(oc)}$ 时, DRV管脚输出低电平, 外部N沟道MOSFET被关断。所以 R_{SW} 应该满足的第一个条件为:

$$R_{SW} \leq \frac{V_{SW(oc)}}{I_{Lpeak}} = \frac{1-D_{max}}{10 \times I_{LED}}$$

HM5304采用峰值电流控制模式调制LED电流，为了抑制谐波振荡(Sub-Harmonic Oscillation)，芯片内部有固定斜率的斜坡信号补偿电流回路。等效到ISW管脚，斜坡信号的斜率是：

$$S_e = 5.5 \times 10^4 \text{ V/S}$$

为了避免谐波振荡，补偿斜坡的斜率 S_e 应该至少大于电感电流下降斜率 m_2 的一半。因为HM5304内部的补偿斜坡斜率是固定的，所以限制了电感电流检测电阻的最大值。

等效到ISW管脚，电感电流下降斜率为：

$$m_2 = \frac{R_{CS} \times (V_{LED} + V_D - V_{IN})}{L}$$

其中，

- S_e 是HM5304内部补偿斜坡的斜率，单位是V/s
- m_2 是ISW管脚电感电流下降斜率，单位是V/s
- R_{SW} 是ISW管脚的电感电流检测电阻，单位是欧姆(Ω)
- V_{LED} 是LED正向导通电压，单位是伏特(V)
- V_D 是续流二极管的正向导通电压，单位是伏特(V)
- V_{IN} 是输入电压，单位是伏特(V)
- L 是电感值，单位为亨利(H)

由于补偿斜坡的斜率至少应该为电感电流下降斜率的一半，最好为电感电流下降斜率，所以有：

$$S_e \geq \frac{1}{2} m_2$$

所以，对于工作于占空比大于50%的连续导通模式的转换器，电感电流检测电阻应满足下式要求：

$$R_{SW} \leq \frac{2 \times 5.5 \times 10^4 \times L}{V_{LED} + V_D - V_{INmin}}$$

综上所述，电感电流检测电阻 R_{SW} 应该同时满足下面两个条件：

$$R_{SW} \leq \frac{V_{SW(oc)}}{I_{Lpeak}} = \frac{1-D_{max}}{10 \times I_{LED}} \quad \text{和}$$

$$R_{SW} \leq \frac{2 \times 5.5 \times 10^4 \times L}{V_{LED} + V_D - V_{INmin}}$$

在实际设计中，应该保留一定的裕量， R_{SW} 值应该不大于上述计算值的80%。

电流检测滤波电路

多数情况下，ISW管脚的滤波电路能改善升压转换电路的性能，图1中的R4和C4即构成此滤波电路。一般滤波电路的时间常数在100纳秒即可。R4的电阻值不能大于2K欧姆。

选择整流二极管

为了较少的功耗和较高的效率，整流二极管(图1中的D1)应该选用肖特基二极管。该二极管的击穿电压应该比LED正向导通电压至少高几伏特，通过电流能力应该大于最大LED电流，瞬间电流应该大于电感的峰值电流：

$$I_{Npeak} = I_{Lpeak} = 1.8 \times \frac{I_{LED}}{1-D_{max}}$$

选择N沟道场效应晶体管(MOSFET)

HM5304驱动片外N沟道场效应晶体管。一般情况下，该N沟道MOSFET的耐压值应该大于 $1.3 \times V_{LED}$ 。流经该MOSFET的电流有效值为：

$$I_{RMS} = \frac{I_{LED} \times \sqrt{D_{MAX}}}{(1-D_{MAX})}$$

所以，该N沟道MOSFET的功耗由下式给出：

$$P_D = I_{RMS}^2 \times R_{dson}$$

其中， R_{dson} 是该MOSFET的导通电阻。根据上式可以确定该MOSFET的额定功耗和导通电阻。

选择输出电容

在升压LED驱动电路中，对输出电容的要求是由输出电压的纹波电压决定的。输出电压的纹波电压由下式给出：

$$\Delta V_{OUT} = I_{LED} \left(\frac{1}{f_{sw} \cdot C_{OUT}} + \frac{r_{esr}}{1-D_{MAX}} \right)$$

上式中的第一项是输出电容值决定的纹波电压，第二项是由输出电容的串联等效电阻(ESR)决定的纹波电压。多数情况下，用一种电容即可满足纹波电压的要求；在某些情况下，使用两种电容并联，可以明显改善纹波电压。例如，用ESR比较低的陶瓷电容可以减小由ESR引起的纹波电压，同时，使用一个与陶瓷电容并联的电解电容可以提供足够的电容值，又可以减小由电容值决定的纹波电压。

输出电容的纹波电流的有效值为：

$$I_{RMS(COUT)} \approx I_{LED} \cdot \sqrt{\frac{V_O - V_{IN(MIN)}}{V_{IN(MIN)}}}$$

所以，输出电容处理纹波电流的能力应该大于上式的有效值。

选择输入电容 C_{IN}

输入电容值取决于输入电源的输出阻抗和电源线的长度，一个低ESR的电容或者两种电容并联可以满足要求，一般情况下，电容值在10uF到100uF。

输入电容纹波电流的有效值可用下式估算：

$$I_{RMS(CIN)} = 0.3 \cdot \frac{V_{IN(MIN)}}{L \cdot f} \cdot D_{MAX}$$

所以，输入电容处理纹波电流的能力应该大于上式的有效值。

当输入电源突然接入时，输入电源对输入电容充电，瞬间电流可能很大，在此种情况下，有些钽电容可能会失效，所以选用钽电容作为输入电容时，需要留意。

设计频率补偿网络

图2示出了与HM5304构成的升压LED驱动电路频率响应有关的电路。

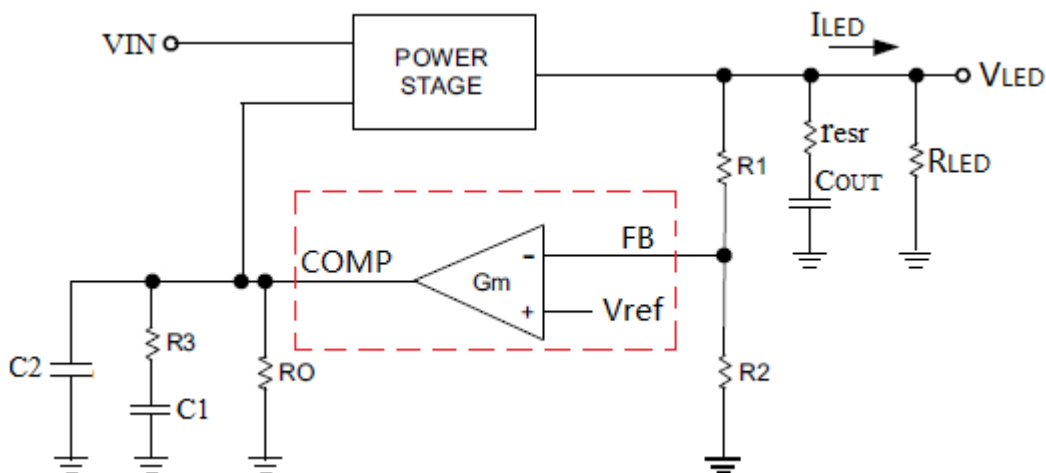


图 2 频率响应相关电路

电感，输出电容和 LED 负载构成一个极点和两个零点，它们是：

- 输出电容 C_{OUT} 和 LED 负载构成的极点：

$$\omega_{p1} = \frac{2 I_{LED}}{V_{LED} C_{OUT}}$$

- 输出电容 C_{OUT} 和其串联等效电阻(ESR)构成的零点：

$$\omega_{z1} = \frac{1}{r_{esr} C_{OUT}}$$

如果输出电容是低 ESR 的陶瓷电容，此零点可以忽略。

- 一个右半平面的零点：

$$\omega_{z2} = \frac{V_{LED}(1-D)^2}{L I_{LED}}$$

在上面的三个公式中， V_{LED} 是 LED 正向导通电压， I_{LED} 是 LED 电流， C_{OUT} 是输出电容， r_{esr} 是输出电容的串联等效电阻， D 是占空比， L 是电感值。

在图 2 中， $C1$ ， $C2$ 和 $R3$ 构成频率补偿网络。频率补偿网络的设计步骤如下：

步骤 1: 基于上述三个公式计算 ω_{p1} ， ω_{z1} 和 ω_{z2}

步骤 2: 确定转换器整个回路开环增益的 0dB 频率 ω_c

为了保证系统的稳定性，整个回路开环增益应该以 -20dB/10 倍频的斜率与横轴相交。由于右半平面零点的存在，整个回路开环增益 0dB 频率应该在 $0.3 \times \omega_{z2}$ 和 $0.4 \times \omega_{z2}$ 之间。

步骤 3: 确定电阻 $R3$ 的值，单位为欧姆

$$R3 = 276.6 \cdot V_{LED} \sqrt{\frac{\omega_c^2}{\omega_{p1}^2} + 1}$$

步骤4: 计算C1的电容值, 单位为法拉(F)

$$C1 = \frac{1}{R3 \cdot \omega_{p1}}$$

步骤5: 确定C2的电容值, 单位为法拉(F)

R3和C2构成一个极点以抵销输出电容 C_{OUT} 和其串联等效电阻(ESR)构成的零点 ω_{z1} 。如果输出电容使用低ESR的电容, 那么零点 ω_{z1} 可以忽略, 其它情况下, C2的电容值可由下式计算:

$$C2 = \frac{1}{R3 \cdot \omega_{z1}}$$

关于电容C5

在图1所示的电路中, 电容C5用来滤除高频干扰信号对过压保护电路的影响。C5的电容值可由下式估算:

$$C5 = \frac{5\pi}{f_{sw} \times \frac{R1R2}{R1+R2}}$$

其中,

- π 等于3.14
- f_{sw} 是开关频率, f_{sw} 典型值是330KHz
- R1和R2是OVP管脚的电压检测电阻(如图1所示)

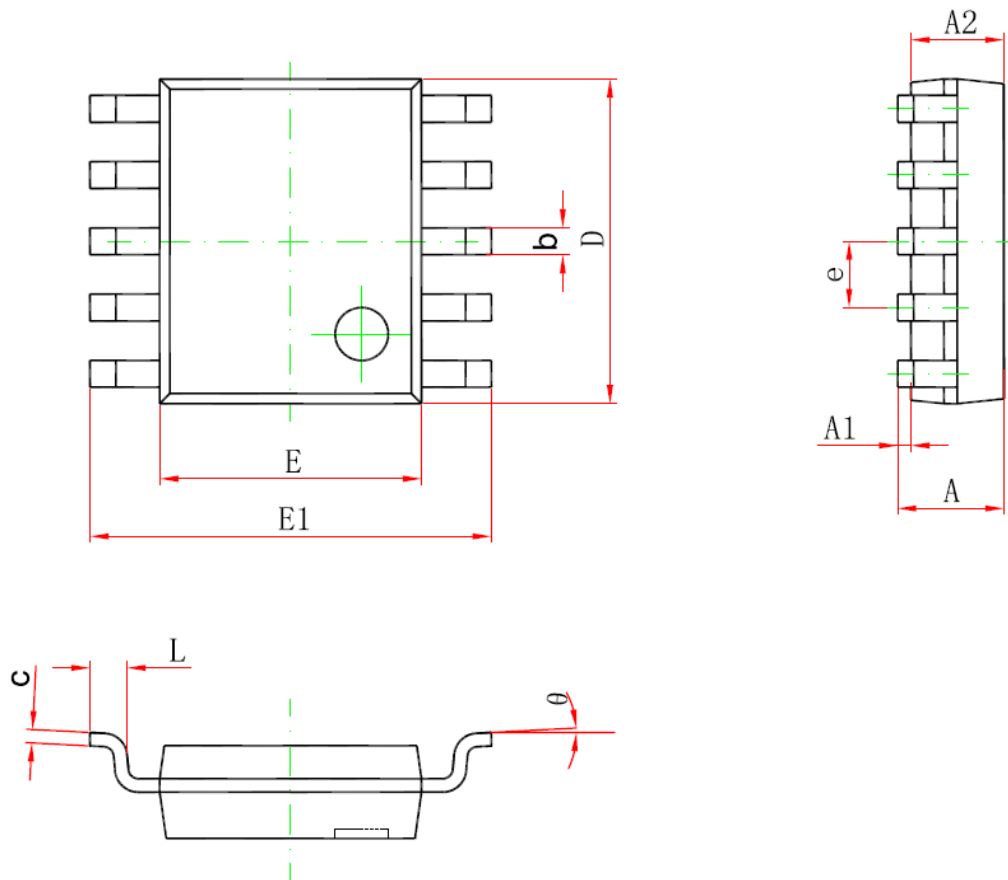
C5的电容值不能比上述计算值大很多, 否则会导致LED开路保护延时过长, 输出电压过高, 可能导致某些电路损坏。

PCB设计考虑

PCB设计对保证升压LED驱动转换器的正确功能和良好性能非常关键。针对图1所示的应用电路, 应按照下面指引设计PCB。

- 所有流经大电流的节点, 其铜皮要尽量短, 足够宽。由于这些节点的电流变化很快, 这些节点的寄生电感必须尽量小。即输入电容, 电感, MOSFET, 二极管和输出电容的铜皮要尽量短, 足够宽。铜皮面积小也有助于降低电磁辐射。
- 为降低电磁辐射, 连接MOSFET的铜皮面积要尽量小。
- 流经大电流地的功率地应该同模拟地分开返回系统地。输入电容, 输出电容, 电感电流检测电阻和LED电流检测电阻的接地端要尽量靠近。这里可以把输入电源负极作为系统地。
- HM5304的GND管脚, R2, C1, C2, C3, C4和C5的接地端连接到一起与功率地分开, 单独返回系统地。
- 对于输出电流比较大的应用, 最好使用多层PCB。
- R1, R2, R3, R4, C1, C2, C3, C4和C5要尽量靠近HM5304。

封装信息



Symbol	Dimensions In Millimeters		Dimensions In Inches	
	Min	Max	Min	Max
A	1.350	1.750	0.053	0.069
A1	0.100	0.250	0.004	0.010
A2	1.350	1.550	0.053	0.061
b	0.300	0.450	0.012	0.018
c	0.170	0.250	0.007	0.010
D	4.700	5.100	0.185	0.201
E	3.800	4.000	0.150	0.157
E1	5.800	6.200	0.228	0.244
e	1.000 (BSC)		0.039 (BSC)	
L	0.400	1.270	0.016	0.050
θ	0°	8°	1°	8°