

42V 3A CC/CV 降压转换器

概述

HM4523 是一款宽输入范围，高效率 CC/CV 功能的降压芯片，既可以 CV（恒压）输出也可以 CC（恒流）输出。HM4523 最高可在 230kHz 的开关频率下提供 3A 输出电流。

HM4523 不需要使用高成本的精密电流采样电阻，非常适用于有精确恒流需求的电池和适配器应用场合。通过消除产生功耗的电流采样电阻，HM4523 相比传统恒流开关稳压器拥有更高的转换效率。

保护特性包括逐周期限流，热关断以及短路频率折回等功能。芯片提供 SOP8-EP 封装，工作时仅需要非常少的外围器件。

应用

- 汽车充电器/适配器
- 可充电便携式设备
- 通用CC / CV供电

特性

- 承受42V 输入电压瞬间浪涌
- 36V 稳态工作
- 高达3A输出电流
- 输出电压可高达12V
- 230kHz 开关频率
- 高达91%的转换效率

典型应用电路

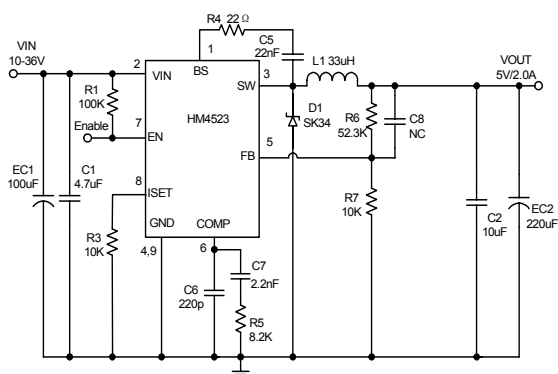


图 1 典型应用电路

- 稳定工作于低ESR瓷片电容应用以实现小型化设计
- 230kHz开关频率减少EMI 设计
- 无外置电流检测电阻的恒流控制可提高效率，降低成本
- 通过电阻可调限流从1.5A到3.5A
- 高达0.5V极佳的线电压补偿
- $\pm 7.5\%$ CC 恒流精度
- 2% 反馈电压精度
- 其他特性
 - 集成软启动
 - 热关断
 - 逐周期限流
- SOP8-EP 封装

封装

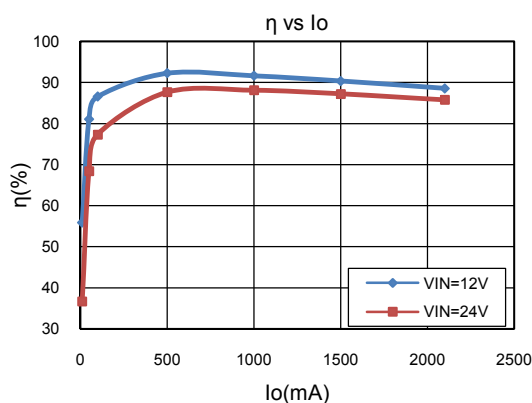
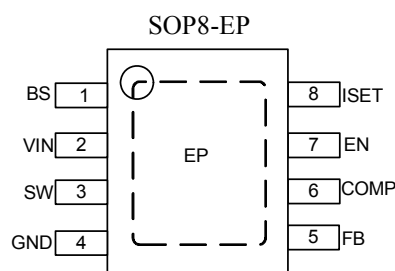


图 2 典型效率曲线

订货信息

订购代码	标记	封装
HM4523	HM4523 YYWW	SOP8-EP

1.YYWW=日期代码

引脚描述

引脚序号	引脚名称	引脚功能
1	BS	上管栅极偏置引脚。提供MOSFET开关栅极驱动。 从 SW 到 BS 端连接一个 22nF 电容。
2	VIN	电源输入。接一个至少 10μF 的瓷片电容到 GND，尽可能的靠近 IC。
3	SW	功率开关输出接到外部电感。
4	GND	GND 引脚。连接此引脚到大面积的 PCB 铜箔以获得最佳散热面积。FB，COMP 以及 ISET 均参考此 GND 为信号返回点，单点连接到功率地可获得最佳抗干扰性能。
5	FB	反馈输入。反馈调节电压为 0.808V。在输出和 GND 之间连接电阻分压器来设置输出电压。
6	COMP	误差放大器输出。此引脚用做转换器补偿。
7	EN	使能输入。EN 通过 10μA 电流上拉到 5V，包含一个精确的 1.6V 逻辑阈值。驱动该引脚到逻辑高电平或悬空使 IC 开启。加一个逻辑低电平来关闭 IC 于此同时芯片进入关断模式。
8	ISET	输出电流设置引脚。从 ISET 到 GND 连接一个电阻来设置输出电流。
9	Exposed Pad	散热片。连接此裸露焊盘到大面积的铜箔和通孔。

功能框图

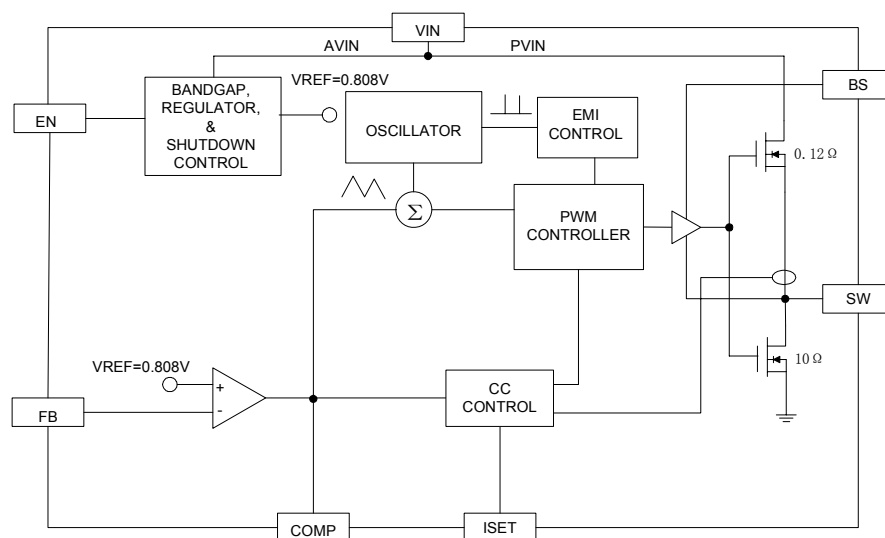


图3 功能框图

绝对最大额定值^(注1)

输入电压..... -0.3V ~ 42V
SW 电压..... -1V ~ $V_{IN} + 1V$
Boost 电压..... $V_{SW} - 0.3V \sim V_{SW} + 7V$
其他引脚电压..... -0.3V ~ 6V
环境热阻..... 46°C/W

工作结温..... -40~160°C
存储温度..... -55°C ~ 150°C
工作温度..... -40°C ~ 85°C
引脚温度(焊接, 10s) 300°C

注1: 超过这些额定值可能损坏器件。

电气特性($V_{IN} = 20V$, $T_A = +25^\circ C$, 除非另有说明。)

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入电压		10		36	V
输入电压浪涌				42	V
UVLO 开启电压	输入电压上升	6	7	8	V
UVLO 迟滞	输入电压下降		0.1		V
待机输入电流	$V_{EN} = 3V$, $V_{FB} = 1V$		2.5		mA
	$V_{EN} = 3V$, $V_{OUT} = 5V$, 无负载		3		mA
关断电流	$V_{EN} = 0V$		10		uA
反馈电压		792	808	824	mV
内部软启动时间			3		ms
误差放大器跨导	$V_{FB} = V_{COMP} = 0.8V$, $\Delta I_{COMP} = \pm 10\mu A$		500		$\mu A/V$
误差放大器直流增益			4000		V/V
开关频率	$V_{FB} = 0.808V$		230		kHz
短路开关频率	$V_{FB} = 0V$		50		kHz
最大占空比			98		%
最小导通时间			200		ns
COMP 极限电流跨导	$V_{COMP} = 1.2V$		4		A/V
二级循环周期电流限制	$V_{out}=3.5V$		4.5		A
斜坡补偿	$Duty = D_{MAX}$		1.2		A
ISET 电压			1		V
室温下 ISET 到 IOU 直流增益	I_{OUT} / I_{SET} , $R_{ISET} = 11.5k\Omega$		27500		A/A
恒流控制精度	$R_{ISET} = 22k\Omega$, $V_{IN}=14V$, $V_{OUT} = 3.5V$ 开环测试		1250		mA
EN 关断电压	EN 引脚上升		1.2		V
EN 关断电压迟滞	EN 引脚下降		20		mV
EN 锁定电压	EN 引脚上升	1.47	1.6	1.73	V
EN 锁定电压迟滞	EN 引脚下降		125		mV
EN 内部上拉电流			10		uA
上管导通电阻			0.12		Ω
SW 关断漏电流	$V_{EN} = V_{SW} = 0V$		1	10	μA
热关断温度	温度上升		160		$^\circ C$
热关断温度迟滞	温度下降		40		$^\circ C$

功能描述

CV/CC 环路调整

如功能框图所示，HM4523是一个带CC/CV控制的峰值电流模PWM转换器，它的运行原理如下：

一个开关周期开始时，振荡器时钟输出上升沿使上功率管导通且下功率管关闭。从SW端来看电感被连接到VIN，电感电流斜线上升，能量储存于电磁场中，电感电流值通过电流取样放大器侦测并和三角波信号叠加。如果叠加结果大于COMP电压，PWM比较器输出变高。与此发生的同一时间（另一种情况是振荡器时钟输出变低时）上管关闭。

这时SW端电感电位变为比GND低一个二极管压降的负电压，这使得电感电流下降，磁场转换为输出电能。这个状态一直维持到下一个周期开始。BS脚泵升电压驱动上功率管，在下管导通时它的电压为 $V_{SW} + 5V$ 。COMP电压采样FB输入与内部0.808V基准间的误差，如果FB比基准低，COMP趋于变高来增加输出电流，直到ISET电阻设置的CC限流。而在这时IC将从电压模式输出转换到电流模式输出，即输出电压将随着负载的不断增加而慢慢下降。

振荡器通常以230kHz开关，但当FB电压小于0.6V，开关频率会下降到50kHz。

使能引脚

HM4523 配置了一个 EN 输入引脚来实现打开、关闭 IC 功能。EN 脚内含一个精确的 1.6V 比较器（迟滞为 125mV）和一个大约为 10μA 的上拉电流源。这个比较器可以接到一个从 VIN 引出的电阻分压电路中，用来设置一个比 UVLO 电压高的开启电压。也可以接到 Vout 端的电阻分压电路，用来关闭充电应用中对深度放电电池的充电。或者被接到含有热敏电阻的分压器，提供一个温度相关的电源切断电路来做电池过温保护功能。在这种应用中，热敏电阻应该热耦合到电池组内。

如果将 EN 脚悬空，EN 脚被内部 10μA 的电流源上拉到大约 5V。EN 脚可以被高于 1.6V 的标准逻辑信号驱动控制，也可以被开漏输出驱动提供开关控制。

热关断

当芯片结温超过160℃，HM4523将禁止开关，直到温度下降40℃恢复工作。

应用信息

输出电压设置

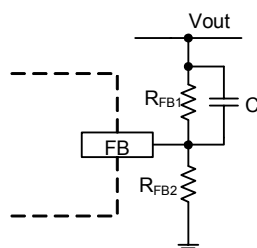


图4：输出电压设置

图4显示了输出电压的设置连接方式。可根据输出电压来选择两个适当比例的反馈电阻 R_{FB1} 和 R_{FB2} 。在 R_{FB1} 上并联一个电容有助于系统的稳定。通常， $R_{FB2} \approx 10k\Omega$ ，通过以下方程确定 R_{FB1} ：

$$R_{FB1} = R_{FB2} \left(\frac{V_{OUT}}{0.808V} - 1 \right)$$

CC 电流设置

HM4523恒流值通过ISET到GND的电阻来设置。CC输出电流与ISET引脚电流成近似的线性比例。ISET电压为1V，ISET到输出的电流增益为27500（27.5mA/1μA）。要为所需电流确定一个合适的电阻，请参照下图5。

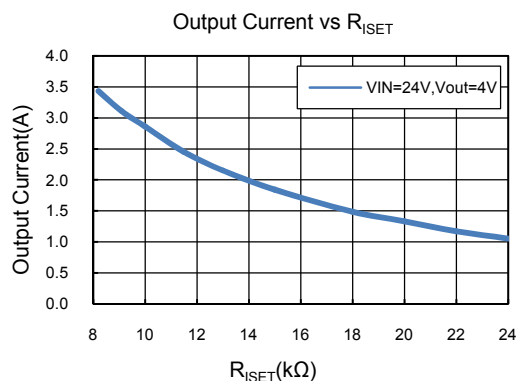


图5：ISET电阻对应输出CC电流曲线

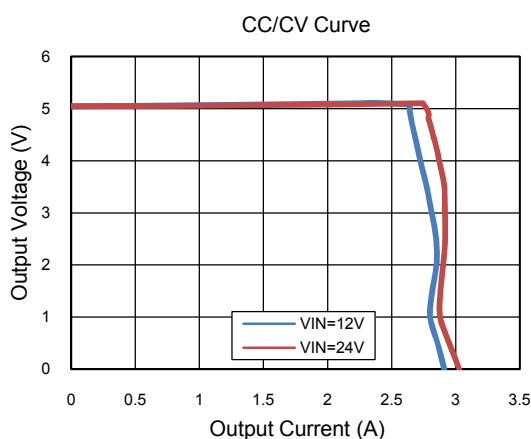


图6: CC/CV曲线 (R3=11.5k, R8=52.3k, R2=10k)

电感选择

电感维持一个持续的电流到负载端，电感上的纹波电流是取决于电感值的：

大感值减小电流峰-峰值。但是考虑到电感值会增加磁芯面积、导线串联电阻以及也会减小一定的电流带载能力，一般来说，电感值基于纹波电流的需求容限来选择，即按下式：

$$L = \frac{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN} f_{SW} I_{LOADMAX} K_{RIPPLE}}$$

式中，VIN是输入电压，VOUT为输出电压，f_{SW}为开关频率，I_{LOADMAX}为最大负载电流，K_{RIPPLE}为纹波系数。通常选择K_{RIPPLE} = 30%使得纹波电流峰-峰值为最大负载的30%左右。

电感值确定后，电感电流峰-峰值可按下式计算：

$$I_{LPK-PK} = \frac{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}{L \times V_{IN} \times f_{SW}}$$

峰值电感电流按下式计算：

$$I_{LPK} = I_{LOADMAX} + \frac{1}{2} I_{LPK-PK}$$

选择的电感不能在电流达到I_{LPK}时饱和，最大输出电流可按下式计算：

$$I_{OUTMAX} = I_{LIM} - \frac{1}{2} I_{LPK-PK}$$

I_{LIM} 为内部限流典型值，如电气特性所示为4.5A。

外部高压偏置二极管

当系统有一路5V固定输入或电源适配器产生一个5V输出时，建议增加一个高压偏置二极管。这样可以提高芯片的效率。可以选择一些低成本的二极管例如IN4148 或BAT54。

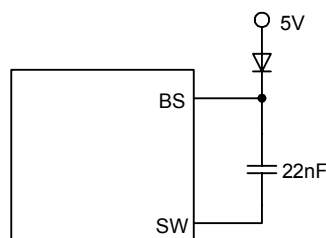


图7: 外部高压偏置二极管

也推荐在高占空比应用和高电压输出应用使用这个二极管。

输入电容

为了保证芯片足够低的输入纹波电压，须仔细选择输入电容。强烈推荐使用低ESR电容。因为在这个电容上流过的电流变化很大，它的ESR同样会影响到转换效率。

输入电容须大于10μF。瓷片电容是首选，如果是钽电容和电解电容需考虑电容选型中额定RMS纹波电流比芯片工作在VOUT/VIN=50%时的RMS纹波电流要大(即大于输出电流的50%)。输入电容要尽可能的紧靠IC的IN脚和 GND脚，走线也要尽可能的短。在使用钽电容和电解电容时，如果紧挨IC并联了一个10μF 瓷片电容，钽电容或电解电容可放置的远一些。

输出电容

输出电容也需要用低 ESR电容来保持低输出纹波电压。输出纹波电压可按下式计算：

$$V_{RIPPLE} = I_{OUTMAX} K_{RIPPLE} R_{ESR} + \frac{V_{IN}}{28 \times f_{SW}^2 L C_{OUT}}$$

式中，I_{OUTMAX} 是最大输出电流，K_{RIPPLE} 为纹波系数，R_{ESR}为输出电容的ESR值，f_{SW} 是开关频率，L 是电感值，C_{OUT}为输出电容值。在使用瓷片电容输出时，R_{ESR} 非常小几乎不产生纹波，因此，瓷片电容的容值可相对低一些。在使用钽电容或电解电容时，R_{ESR}与纹波电流的乘积影响纹波电压，这时就要选择足够低ESR值的电容。对瓷片输出电容来说一般选择22μF，对钽电容或电解电容来说选择小于50mΩ ESR的电容。

整流二极管

选择肖特基二极管作为上管关闭时的续流管。选择的肖特基二极管的额定电流需大于最大输出电流，反向耐压要大于输入电压。

稳定性和补偿

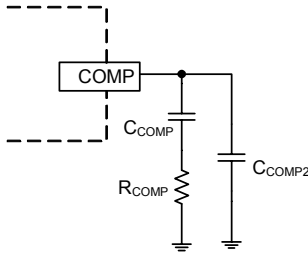


图8：外部补偿

C_{COMP2} 只能使用高 ESR 输出电容。IC 的反馈环路由 COMP 脚上的元件来稳定，如图 8 所示。

系统的 DC 环路增益由下式计算：

$$A_{VDC} = \frac{0.808V}{I_{OUT}} A_{VEA} G_{COMP}$$

主极点 $P1$ 由 C_{COMP} 而来：

$$f_{P1} = \frac{G_{EA}}{2\pi A_{VEA} C_{COMP}}$$

次极点 $P2$ 是输出极点：

$$f_{P2} = \frac{I_{OUT}}{2\pi V_{OUT} C_{OUT}}$$

第一个零点 $Z1$ 由 R_{COMP} 和 C_{COMP} 而来：

$$f_{Z1} = \frac{1}{2\pi R_{COMP} C_{COMP}}$$

最后，第三个极点由 R_{COMP} 和 C_{COMP2} 而来(如果使用了 C_{COMP2})：

$$f_{P3} = \frac{1}{2\pi R_{COMP} C_{COMP2}}$$

补偿过程可用以下步骤：

第一步：设置穿越频率为 1/10 的开关频率来确定 R_{COMP} ：

$$R_{COMP} = \frac{2\pi V_{OUT} C_{OUT} f_{SW}}{10 G_{EA} G_{COMP} \times 0.808V}$$

$$= 5.12 \times 10^7 V_{OUT} C_{OUT} \quad (\Omega)$$

第二步：设置补偿零点 f_{Z1} 为 1/4 的穿越频率。如果 R_{COMP} 小于 15k Ω ， C_{COMP} 可按下式计算：

$$C_{COMP} = \frac{2.83 \times 10^5}{R_{COMP}} \quad (F)$$

如果 R_{COMP} 限定为 15k Ω ，实际的穿越频率为 $6.58 / (V_{OUT} C_{OUT})$ ，因此：

$$C_{COMP} = 6.45 \times 10^{-6} V_{OUT} C_{OUT} \quad (F)$$

第三步：输出电容的 ESR 足够大而在 4 倍穿越频率以下产生一个零点，需要外加一个补偿 C_{COMP2} 电容。使用 C_{COMP2} 的条件是：

$$R_{ESRCOUT} \geq \left(\text{Min} \frac{1.77 \times 10^{-6}}{C_{OUT}}, 0.006 \times V_{OUT} \right) (\Omega)$$

C_{COMP2} 为：

$$C_{COMP2} = \frac{C_{OUT} R_{ESRCOUT}}{R_{COMP}}$$

虽然在输出电容 ESR 足够低时 C_{COMP2} 不是必要的，但使用一个小容量的 C_{COMP2} 例如 100pF，可以防止 PCB 寄生参数的影响而提高系统稳定性。

表 1 展示了一些基于以上补偿方法的计算值。

表 1：不同输出电压和输出电容的典型补偿参数

V_{out}	C_{out}	R_{COMP}	C_{COMP}	$C_{COMP2}^{\text{①}}$
2.5V	47uF Ceramic CAP	5.6K Ω	2.2nF	None
3.3V	47uF Ceramic CAP	6.2K Ω	2.2nF	None
5.0V	47uF Ceramic CAP	12K Ω	2.2nF	None
2.5V	220uF/10V/30m Ω	20K Ω	2.2nF	47pF
3.3V	220uF/10V/30m Ω	20K Ω	2.2nF	47pF
5.0V	220uF/10V/30m Ω	20K Ω	2.2nF	47pF

C_{COMP2} 在高 ESR 输出电容时使用。

$C_{COMP2} \leq 47\text{pF}$ 为推荐值。

CC 环路稳定

恒流控制环路从 1500mA-3000mA 输出范围采用内部补偿，无需外加补偿元件来稳定 CC 电流。

输出线阻补偿

为了补偿充电器输出线上的线损，HM4523 集成了一个简单、用户可编程的线电压补偿功能，此功能通过 FB 脚的电阻来实现。用户可使用图 9 中展示的曲线来选择合适的电阻值连接到 FB。其中 R_{FB1} 为的分压电阻中位于 FB 与 V_{out} 间的电阻，在改变 R_{FB1} 同时需要调整补偿，如图 10 所示，可以增加一个电容并联在 R_{FB1} 两端或加大 COMP 脚补偿电容以提高系统稳定性。

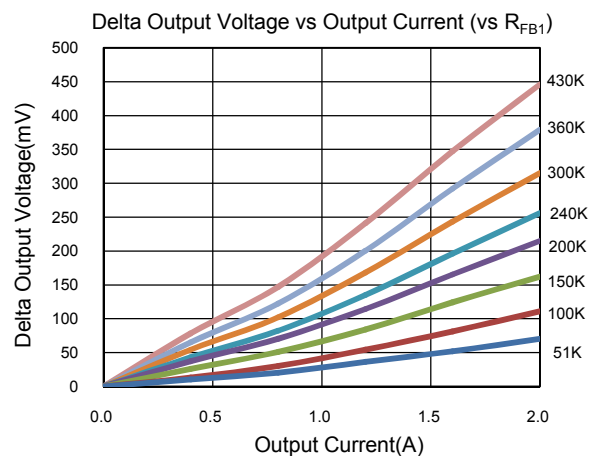


图9：不同 R_{FB1} 电阻值对应线补曲线

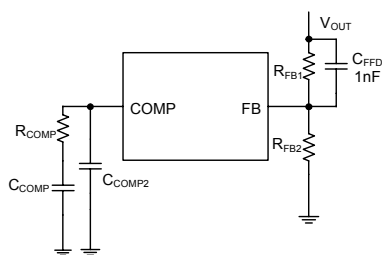


图10: R_{FB1} 补偿

PCB推荐布局

为了保证IC理想的性能，请按下列内容检查PCB布局：

- 1) 排列好功率器件以减小AC回路面积，包括CIN，VIN脚，SW脚以及肖特基二极管
- 2) 尽可能的将去耦瓷片电容CIN紧挨IN脚和功率地GND（增加通孔或以最宽，最短的路径返回）。
- 3) FB，COMP和ISET的信号GND返回点以单点连接到功率地可获得最佳抗干扰性能。通过铜箔或一系列通孔连接散热焊盘到功率地。
- 4) 使用铜箔铺功率地可获得最佳的散热和抗干扰性能。

5) 紧挨FB脚放置反馈电阻。

6) 以最短的走线连接 BS-C_{BS}-SW回路。

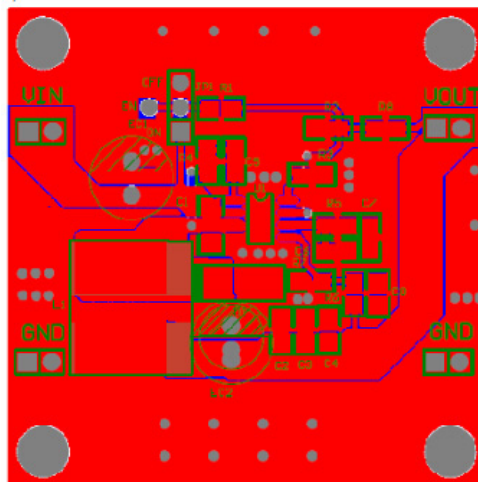
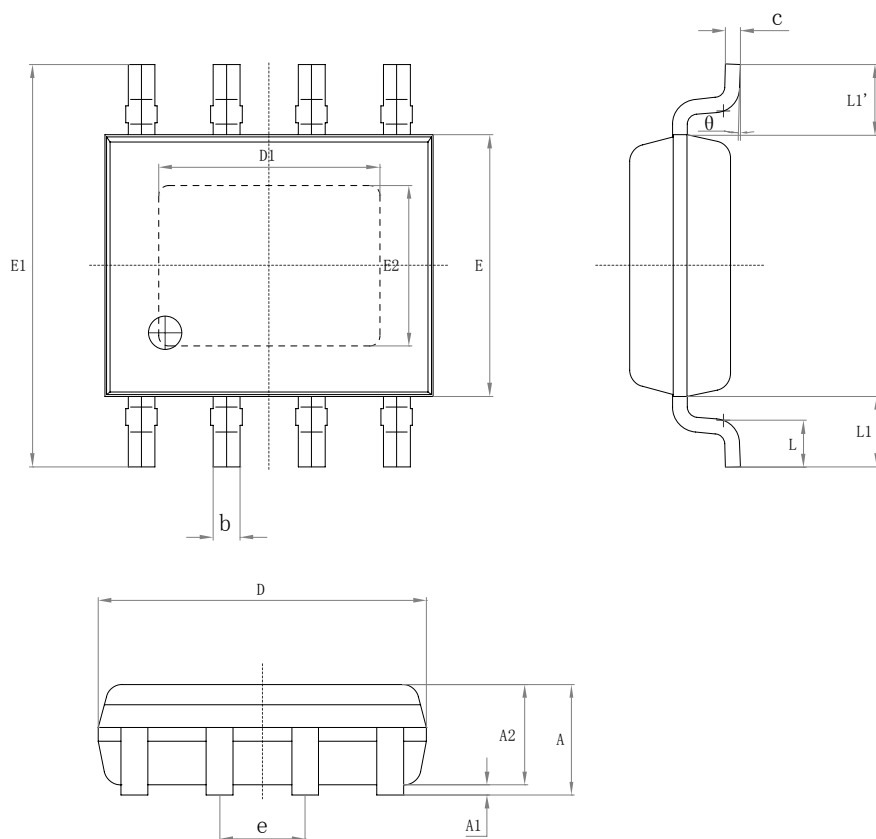


图11: PCB布局举例

封装信息 SOP8-EP



Symbol	Dimensions In Millimeters		Dimensions In Inches	
	Min	Max	Min	Max
A	1.400	1.700	0.055	0.067
A1	0.050	0.150	0.002	0.006
A2	1.350	1.550	0.053	0.061
b	0.330	0.510	0.013	0.020
c	0.170	0.250	0.007	0.010
D	4.700	5.100	0.185	0.200
D1	3.202	3.402	0.126	0.134
E	3.800	4.000	0.150	0.157
E1	5.800	6.200	0.228	0.244
E2	2.313	2.513	0.091	0.099
e	1.270(BSC)		0.050(BSC)	
L	0.400	1.270	0.016	0.050
L1	1.04REF		0.041REF	
L1-L1'	----	0.12	----	0.005
θ	0°	8°	0°	8°