

外置功率管3~20V宽输入电压异步升压芯片

一、产品综述

HT5429 芯片是一款自动调频、最高 600KHz 工作频率、高效率、宽输入电压范围的电流模式异步升压（BOOST）芯片，且可调输入限流功能。用户可灵活地通过外部补偿建立动态环路，获得在所有条件下最优瞬态性能。

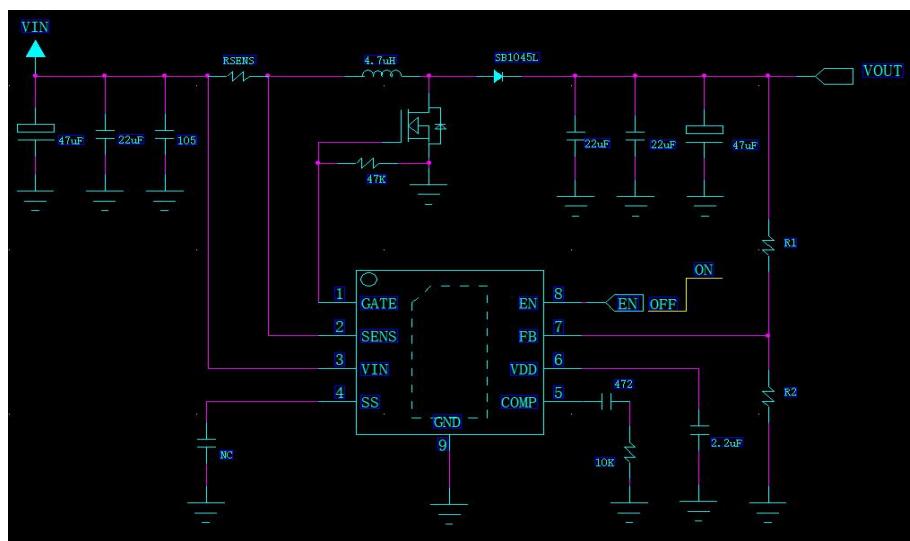
HT5429 芯片还包括欠压锁存，过流保护和过温保护，以防止在输出过载时产生损害。

HT5429 采用 ESOP8 小型封装，外围电路简单，功率管外置，可根据实际使用情况，实现更宽功率范围的输出能力。

三、产品应用

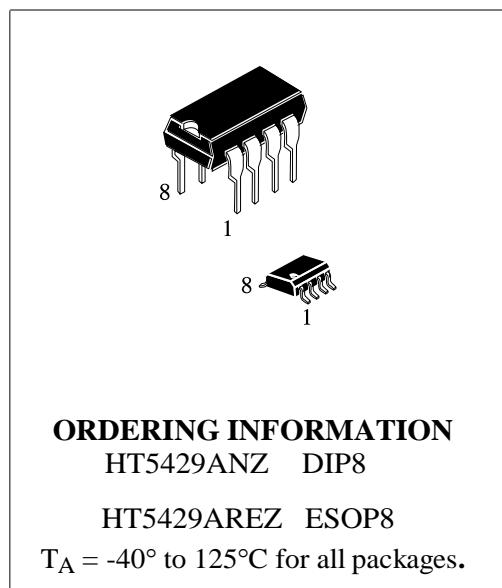
- Thunderbolt 接口
- 笔记本电脑和平板电脑
- 热插拔电源管理
- 通信供应电源

四、典型应用框图

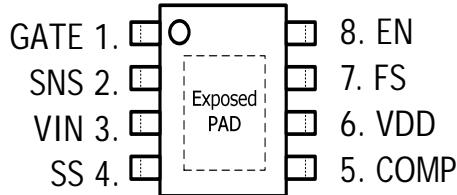


二、产品特点

- 完全符合 Intel Thunderbolt Power Spec.
- 开关功率管外置
- PWM 自动动态调频，效率最大化
- 增强 PWM 模式的快速瞬态响应
- 3.0 V-22V 宽输入电压范围
- 输出电压:5V To 36V
- 芯片停止工作时芯片功耗电流< 1μA
- 芯片停止工作温度为 160°C



五、采用 ESOP8 封装



六、管脚功能

| 引脚编号 | 引脚名称 | Description |
|-----------------|------|--|
| 1 | GATE | 功率管栅驱动输出端。 |
| 2 | SENS | SENS 端和 IN 端的电压检测决定了输入电流。 |
| 3 | IN | 输入供应端。 |
| 4 | SS | 软启动控制管脚。在软启动管脚接一个电容，该电容被恒流源控制。如果不使用软启动电路，将软启动管脚断开。 |
| 5 | COMP | 补偿管脚。为了环路稳定，在该管脚将电容和电阻串联连接到 GND 地面 |
| 6 | VDD | 内部偏置供应端。在尽可能靠近 VDD 端接一个 $2.2\mu\text{F}$ 陶瓷电容器。 |
| 7 | FB | 反馈电压输入。参考电压为 1.25 V。这个管脚连接一个电阻分压器。 |
| 8 | EN | EN 接高电平打开芯片，接低电平关闭芯片。当 EN 管脚不使用时，连接到输入源 (如果 $\text{VIN} > 6\text{V}$ ，外接 $100\text{ k}\Omega$ 电阻) 自动启动。EN 端还可用来作为 Vin 端的 UVLO。EN 管脚不能悬空。 |
| 9 (Thermal PAD) | GND | 芯片接地端。 |

绝对最大额定参数⁽¹⁾:

IN, SENSE -0.5V to +36V
 其他管脚 -0.3V to +6V
 EN 偏置电流 0.5mA
 结温度 150°C
 存储温度 -65°C to +150°C
 额定功耗 (TA.....= +25°C)....2.6W⁽²⁾
 VOUT-VIN 压差 +10V
 高压差环境使用请咨询我司技术支持。

推荐的操作条件⁽³⁾

电源电压 VIN.....3.0V to 20V
 输出电压 VOUT..... 5V to 22V
 EN 偏置电流.....0mA to 0.3mA
 操作临界温度.-40°C to +125°C

注:

- 1)超过这些额定参数可能损坏设备。
- 2)最大允许功耗是一个关于最大临界温度 $T_J(MAX)$ ，过热保护电阻 θ_{JA} ，环境温度 T_A 的函数。在任何环境温度下的最大允许额定功耗计算公式为 $P_D(MAX)=(T_J(MAX)-T_A)/\theta_{JA}$ 。超过了最大允许功耗将导致过温，导致产生过温保护。内部过温保护电路保护芯片免受永久性的损害。
- 3)芯片不能保证其在操作条件以外运行。

七、芯片电学特性

$V_{IN} = V_{EN} = 3.3V, T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.

| Parameter | Symbol | Condition | Min | Typ | Max | Units |
|-----------|-------------------|--|------|-------|-------|------------|
| 工作电压范围宽 | V_{IN} | | 3 | | 22 | V |
| 欠压锁定 | V_{UVLO} | V_{IN} Rising | | 2.90 | | V |
| 欠压锁定滞后 | ΔV_{UVLO} | | | 200 | | mV |
| VDD 电压 | V_{DD} | $C=10nF, V_{IN}=12V$ $-40^\circ C < T < 85^\circ C$ | 4.75 | 5 | 5.25 | V |
| 关机电流 | I_{SD} | $V_{EN} = 0V$ | | 0.8 | | μA |
| 静态电流 | I_Q | $V_{FB} = 1.4V$ | | 660 | | μA |
| 开关频率 | F_{REQ} | | | | 650 | kHz |
| 最低关断时间 | T_{ON} | $V_{FB} = 0V$ | | 100 | | ns |
| 最低开启时间 | T_{OFF} | $V_{FB} = 1.4V$ | | 100 | | ns |
| EN 高开启阈值 | EN-ON | V_{EN} Rising (switching) | | 1.584 | 1.700 | V |
| EN 低电平阈值 | EN-OFF | V_{EN} Falling | | 0.5 | | V |
| 软启动电流 | SS | | | 5.1 | | μA |
| FB 阈值电压 | V_{FB} | | 1.23 | 1.25 | 1.27 | V |
| FB 偏置电流 | I_{FB} | | | -100 | | nA |
| 热关机 | T_{SD} | | | 150 | | $^\circ C$ |
| 输入电流限制 | ICL | RSENSE=5m | | 11.4 | | A |
| | | RSENSE=10m | | 5.7 | | A |
| 输入电流限制阈值 | V_{CL} | VIN-SENS | | 57 | | mV |
| 输入电流限制时间 | T_{CL} | | | 500 | | μs |

八、设计说明

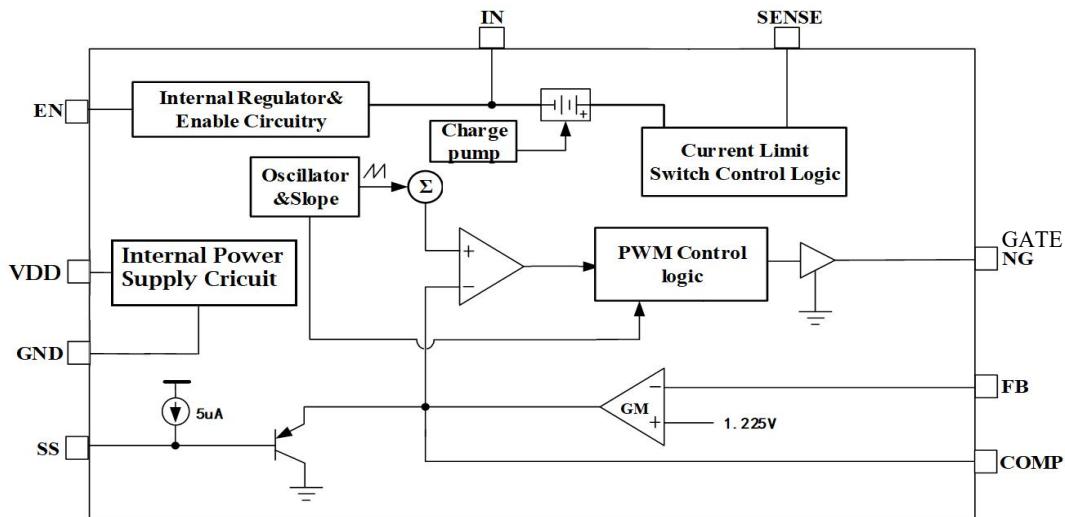


图 1：功能方框图

参考图 1 的功能方框图，可以理解 HT5429 的工作原理

1、升压功能

HT5429 芯片采用自动调频、峰值电流模式升压结构来调整反馈电压。在每个周期开时，N 沟道 MOSFET 开关管 Q_B 被打开，迫使电感电流上升。同时，开关管 Q_B 源端的电流被测量，该电流被电流检测放大器转换成电压信号，该电压信号和 COMP 端口的电压相比较。COMP 端口的输出电压是 1.25V 的参考电压和反馈电压差值经过误差放大器放大的结果，当二者相等时，PWM 比较器关断开关管 Q_B ，打开整流管，使电感的电流流到输出电容上，结果电感电流减小。峰值电感的电流被 COMP 端口的电压调控，COMP 端口的电压反过来受到输出电压调控。因此输出电压被调整使电感电流与负载相匹配。电流模式的调整器结构提高了瞬态响应和控制环路的稳定性。

2、应用说明

元件参考下面的“典型应用”电路

(1) 限流电阻选择

HT5429 芯片具有最大限制电流可调的特点。在输入管脚和 SENSE 管脚之间连接一个电阻 R_{SENSE} 来确定最大限制电流 (I_{CL})， V_{CL} 典型阈值电压 57mV。

$$I_{CL} = V_{CL} / R_{SENSE}$$

I_{CL} 单位是安培 (A), R_{SENSE} 单位是欧姆 (Ohms)。

当过流条件发生时，输入电流值将被限制在 I_{CL} ，该电流被允许流过限流管一段芯片内部设置的时间，典型值是 500us。

(2) UVLO 迟滞

HT5429 芯片具有 UVLO 迟滞可调的特点。4uA 下拉电流沉 (current sink) 被连接到 EN 管脚相连的电阻分压器，这意味着供电源 V_{IN} 必须增加一个额外的量来克服电流沉，额外的电压值等于下拉电流乘以 IN 与 EN 管脚之间的上拉电阻值。一旦 EN 管脚值达到 1.6V，电流沉将被关断，这会增加 IN 下降时的反向迟滞：

$$UVLO_{hysteresis} = 4uA \times R_{pullup}$$

同时 IN 启动阈值被下式决定：

$$V_{IN} = 1.5 \times (1 + R_{pullup} / R_{pulldown}) + UVLO_{hysteresis}$$

(3) 软启动电容的选择

HT5429 芯片包括一个限制 COMP 端口电压的软启动定时器，在启动期间可以阻止过大的输入电流。这阻止了在启动阶段由于输入电流过冲的原因，源电压过早的结束。当 HT5429 芯片上电、使能有效和限流管打开时，一个 5uA 内部电流源给外部的 SS 端的电容充电。随着 SS 端的电容被充电，SS 端的电压随之抬升。当 SS 端的电压达到 250mV，HT5429 芯片开始在 600kHz 的 1/4 固定开关频率处工作，在 800mV 时，开关频率变为 600kHz。当 SS 端的电压达到 2.5V 时，软启动过程结束。软启动过程限制了电感的电流，强迫输入电流缓慢的达到需要的电流来调整输出电压。

软启动时间有下式决定，单位是 ms。

$$t_{SS} = \frac{C_{ss} \times 2.5}{5}$$

C_{ss} 是 SS 端口与 GND 之间的软启动电容， t_{ss} 是软启动时间。

(4) 输出电压的设置

这是实际的输出电压，它通过两个检测电阻以串联的形式反馈。典型的反馈电压是 1.25V。输出电压方程是：

$$V_{OUT} = V_{REF} \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

R_2 是反馈电阻的上电阻。

R_3 是反馈电阻的下电阻。

V_{REF} 是反馈电压（典型值是 1.25V）。

为了高的效率，反馈电阻应该在 10k 以上。

(5) 输出电容的选择

输出电容被用来维持 DC 输出电压。低 ESR 的电容可以让输出电压纹波较小。输出电容的特性也影响调整器控制系统的稳定性。陶瓷电容、钽介质电容、低 ESR 电解电容可以被使用。在使用陶瓷电容的情况下，电容器的在开关频率处的阻值主要由电容值大小决定，因此输出电压纹波与 ESR 关系不大，输出电压纹波大小如下：

$$V_{RIPPLE} = \frac{(1 - \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}) \times I_{load}}{C_{OUT} \times F_{SW}}$$

V_{RIPPLE} 是输出电压纹波， V_{IN} 和 V_{OUT} 是直流输入输出电压， I_{load} 是负载电流， F_{SW} 是 600kHz 的固定开关频率， C_{OUT} 是输出电容的容值。

在钽介质电容或者低的 ESR 电解电容，在开关频率处 ESR 占主导地位。输出电压纹波可以用下式计算：

$$V_{RIPPLE} = \frac{(1 - \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}) \times I_{LOAD}}{C_{OUT} \times F_{SW}} + \frac{I_{LOAD} \times R_{ESR} \times V_{OUT}}{V_{IN}}$$

R_{ESR} 是输出电容的等效串联电阻。

选择一个输出电容去满足输出电压纹波和设计的负载瞬态要求。一个 4.7uF-22uF 的陶瓷电容适合大多数的应用。

(6) 选择输入电容

AC 纹波电流输入到电感，输入端需要提供电容，从而限制输入源的噪声。一个低 ESR 电容器把在集成电路产生的噪音降到最小值。陶瓷电容器是首选，但是钽介质或 low-ESR 电解电容器也足够了。

选择的输入电容值应大于 10μf。这个电容器可以电解电容、钽介质电容或陶瓷电容。然而，因为它吸收输入开关电流，它需要适合当前足够额定的纹波电流。选择一个 RMS 额定电流大于电感纹波电流的电容器。

以确芯片稳定运行，输入电容器尽可能接近 IC。较

小的高品质的 $0.1\mu\text{f}$ 陶瓷电容器相对于更大的电容器要放置更接近 IC。建议更大的电容器选择钽介质或电解类型电容器。应该把所有的陶瓷电容器都放置在 HT5429 附近。

(7) 电感的选择

当被输入电压驱动时，电感被要求驱动更高的输出电压。大的电感值导致更小的纹波电流和更低的峰值电感电流，减小了内部 N 沟道开关的压力。然而，大值电感有着更大的物理尺寸，更高的串联电阻和更低的饱和电流。

好的经验规则是允许峰-峰值纹波电流近似为最大输入电流的 30%-50%。确保峰值电感电流在操作占空比下低于电流限制值的 75%，这是为了阻止由于电流限制调整的损失。确保在最坏的条件和启动条件下，电感不饱和。需要的电感值由下式计算：

$$L = \frac{V_{IN} \times (V_{OUT} - V_{IN})}{V_{OUT} \times F_{SW} \times \Delta I}$$

$I_{LOAD(max)}$ 是最大负载电流

ΔI 是电感纹波电流的峰峰值

$\Delta I = (30\%-50\%) \times I_{LOAD(MAX)}$

推荐使用 $2.2\mu\text{H}$ 一体成型功率电感。

(8) 选择输出整流器

HT5429 在工作过程中，当功率管 MOSFET 关断时，一个低 VF 的肖特基的整流器可以释放电感电流。

肖特基的反向电压应该大于输出电压。平均电流额定值应大于预设的最大负载电流，峰值电流必须大于峰值电感电流。

使用肖特基整流器应考虑热耗散问题，选用 DFN 类型是比较理想的，避免器件因结温过高而导致电路损坏。

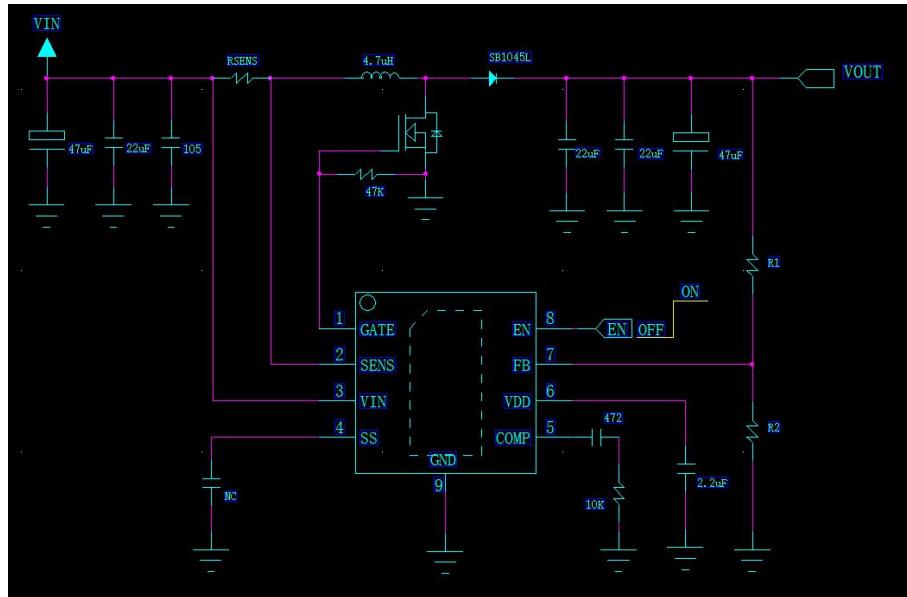
(9) 补偿

跨导误差放大器的输出 (COMP) 被用来补偿调整器控制系统。系统有两个极点和一个零点稳固。极点 FP1 由跨导放大器的输出阻抗和补偿电容 CCOMP 决定，极点 FP2 由输出电容 COUT 和负载电阻决定，零点 FZ 补偿电容 CCOMP 和补偿电阻 RCOMP 决定。

针对不同的输入电压，输出电压和常使用的输出陶瓷电容阻值，元件选择列表推荐了补偿元件值。陶瓷电容有着极其低的 ESR，因此第二补偿电容（从 COMP 到 GND）不是必须的。为了更快的控制环路和更好的瞬态响应，建议电容 C7 使用表格的推荐值。在测试平台中测试负载阶跃响应过程如下所述，缓慢地增加电阻 R6，确保在负载跳变边缘时输出电压的零振和过冲是最小的。最后，通过计算直流环路增益和交叉频率来检查补偿。交叉频率是环路增益降到 0dB 的频率，可以简单地得到，在每个极点让增益曲线以 -20dB/decade 的斜率下降，在每个零点以 20dB/decade 的斜率上升。在最大的输出电流下，为了稳定需要获得足够的相位裕度，这需要交叉频率至少比右半平面零点低 10 倍。

推荐 $CCOMP=4700\text{P}$, $RCOMP=4.7\text{K}\sim10\text{K}$ 。

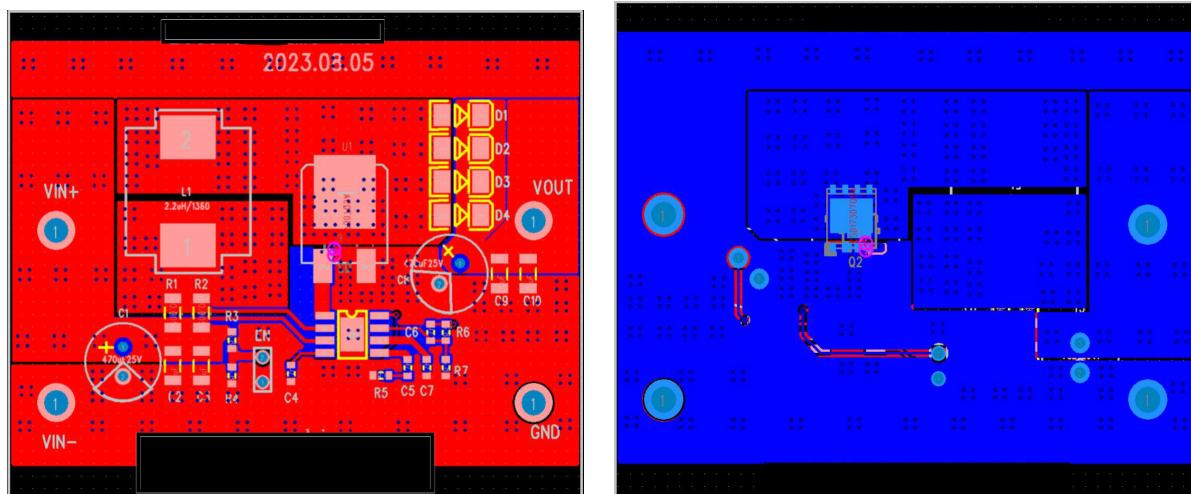
九、高效率简化应用电路

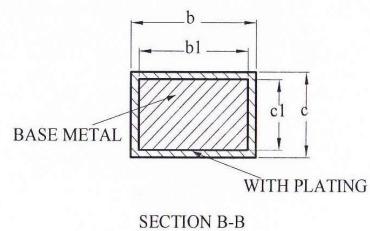
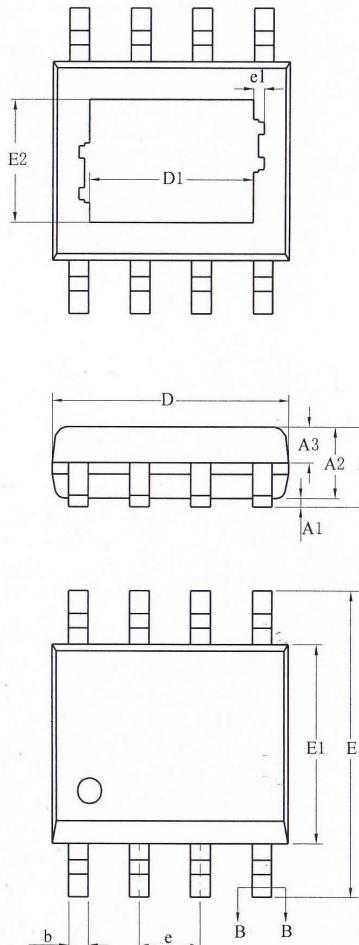


十、布线指导

1. 保证功率环路阻抗最低，大电流电路留足线宽，保证足够的过流能力，提升效率。
2. GND 环路完整。输入滤波电容、功率管 GND、芯片 GND 和输出滤波电容 GND 环路完整整定，阻抗最低，为环路稳定提供基础。
3. FB 电阻尽量靠近芯片，过长的走线可能会导致环境噪音影响系统稳定性。
4. VIN 与 SENS 采用平行走线，提升电流检测一致性。

十一、布线参考



十一 封装尺寸:


| SYMBOL | MILLIMETER | | |
|----------|------------|------|------|
| | MIN | NOM | MAX |
| A | — | — | 1.65 |
| A1 | 0.05 | — | 0.15 |
| A2 | 1.30 | 1.40 | 1.50 |
| A3 | 0.60 | 0.65 | 0.70 |
| b | 0.39 | — | 0.47 |
| b1 | 0.38 | 0.41 | 0.44 |
| c | 0.20 | — | 0.24 |
| c1 | 0.19 | 0.20 | 0.21 |
| D | 4.80 | 4.90 | 5.00 |
| E | 5.80 | 6.00 | 6.20 |
| E1 | 3.80 | 3.90 | 4.00 |
| e | 1.27BSC | | |
| h | 0.25 | — | 0.50 |
| L | 0.50 | 0.60 | 0.80 |
| L1 | 1.05REF | | |
| θ | 0 | — | 8° |

| Size (mm) L/F Size (mil) | D1 | E2 | e1 |
|--------------------------------|---------|---------|---------|
| 90*90 | 2.09REF | 2.09REF | 0.16REF |
| 95*130 | 3.10REF | 2.21REF | 0.10REF |