

描述

MP2361是一款单片式降压开关模式转换器内置了内置电源MOSFET.它达到2A连续输出电流在宽输入电源范围内出色的负载和线路调节.

电流模式操作提供快速瞬态响应并简化循环稳定.

故障状态保护包括逐循环限流和热关断.在

关机模式下,稳压器吸取20 μ A的电流供应.当前,可编程的慢启动最大限度地降低浪涌电源电流输出过冲在初始启动.

MP2361需要最少数量的随时可用的标准外部组件.

评估委员会参考

董事会编号	外形尺寸
EV2361DQ-00A	2.3"X x 1.5"Y x 0.5"Z

特征

- 采用QFN封装的2A输出电流
- 0.18 Ω 内部功率MOSFET开关
- 低ESR输出陶瓷稳定电容器
- 90%的效率
- 20 μ A关断模式
- 固定频率1.4MHz
- 热关机
- 逐周期过电流保护
- 4.75V至23V宽工作输入范围
- 输出可在0.92V至16V之间调整
- 可编程欠压锁定
- 采用10引脚QFN (3mm x 3mm) 和微小的MSOP包
- 评估板可用

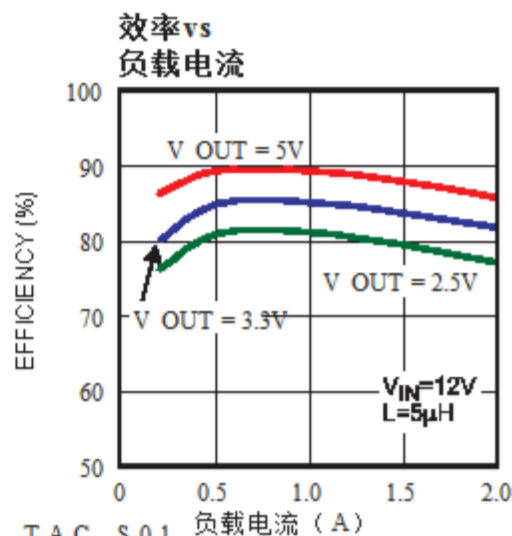
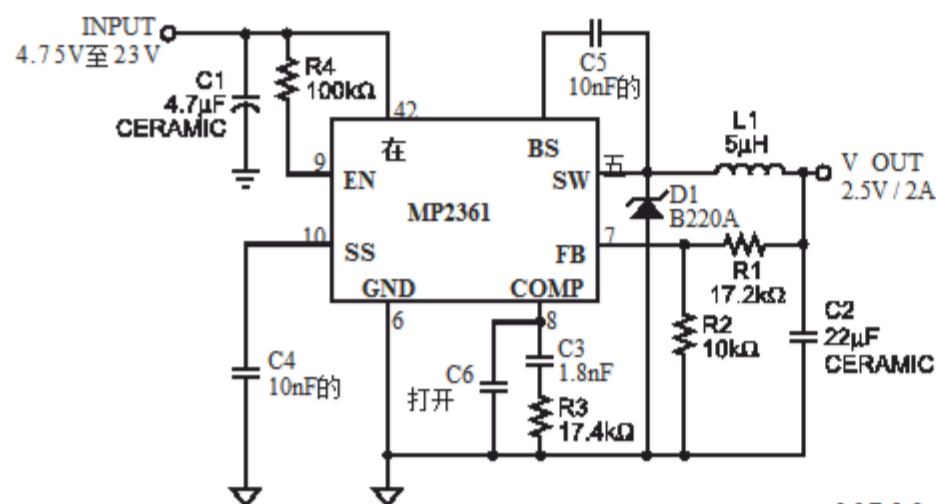
应用

- 分布式电源系统
- 充电器
- DSL调制解调器
- 线性稳压器的预调节器

"MPS"和"模拟IC技术的未来"是Monolithic的商标电力系统公司

www.wlxml.com

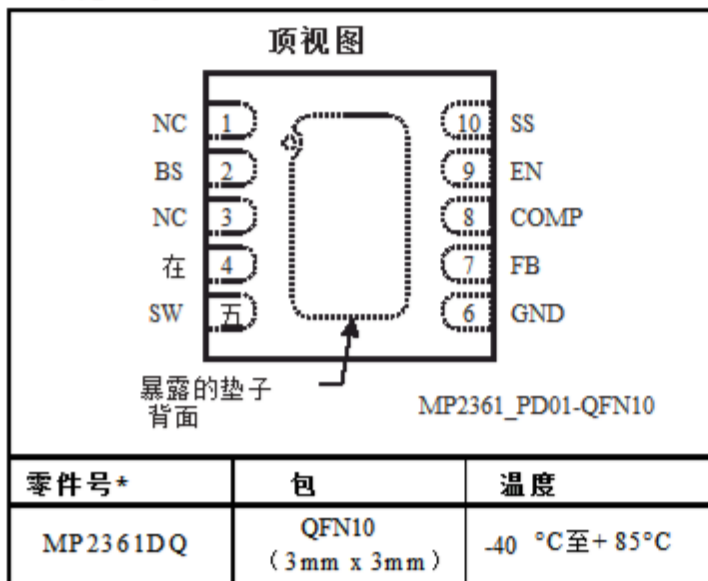
典型应用



MP2361_TAC_S01

MP2361-EC01

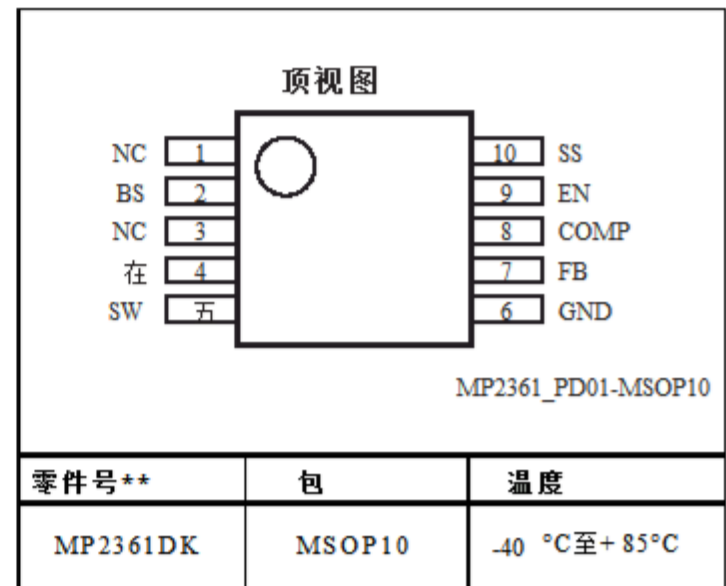
包装参考



* 对于Tape & Reel, 添加后缀-Z (例如MP2361DQ-Z)
对于无铅, 添加后缀-LF (例如MP2361DQ -LF-Z)

绝对最大额定值

电源电压 (V _{IN})	25V	(1)
开关节点电压 (V _{SW})	26V	
自举电压 (V _{BS})	V _{SW} + 6V	
反馈电压 (V _{FB})	- 0.3V至+ 6V	
使能/ UVLO电压 (V _{EN})	- 0.3V至+ 6V	
比较电压 (V _{COMP})	- 0.3V至+ 6V	
结温	+ 150	C
引线温度	+ 260	C
储存温度	-65°C至+150	C



** 对于Tape & Reel, 添加后缀-Z (例如MP2361DK-Z)
对于无铅, 添加后缀-LF (例如MP2361DK -LF-Z)

推荐工作条件

电源电压 (V _{IN})	4.75V至23V	(2)
工作温度	- 40	°C至+ 85°C

热阻

	(3)	θ _{JA}	θ _{JC}
QFN10 (3mmx3mm)	50	12	°C / W
MSOP10	150	65	°C / W

笔记:

- 1) 超过这些额定值可能会损坏设备.
- 2) 设备不能保证在其外部工作运行条件.
- 3) 在大约1平方盘盎司的铜上测量.

电气特性

V_{IN} = 12V, T_A = + 25°C, 除非另有说明.

参数	符号条件	敏	典型	马克斯	单位
反馈电压	V _{FB} 4.75V ≤ V _{IN} ≤ 23V	0.892	0.920	0.948	V
上开关导通电阻	R _{DS(ON)} 1		0.18		Ω
降低开关电阻	R _{DS(ON)} 2		10		Ω
上开关泄漏	V _{EN} = 0V; V _{SW} = 0V		0	10	μA
电流限制 (4)		2.8	3.5		一个
电流检测跨导	G _{CS}		1.95		A/V
输出电流到比较引脚电压	一个 V _{EA}		400		V/V
误差放大器电压增益	G _{EA} ΔI _C ≈ ±10μA	630	930	1230	μA/V
振荡器频率	f _S		1.4		兆赫
短路频率	V _{FB} = 0V		210		千赫
软启动引脚等效输出电阻			9		千欧

电气特性 (续)

VIN = 12V, TA = +25°C, 除非另有说明.

参数	符号条件	敏	典型	马克斯	单位
最大占空比	D MAX V FB = 0.8V		70		%
最短准时	t ON		100		NS
EN关断阈值电压	V EN I CC > 100μA	0.7	1.0	1.3	V
启用上拉电流	我 EN V EN = 0V		1.0		μA
EN UVLO阈值上升	V UVLO V EN 上升	2.37	2.50	2.62	V
EN UVLO阈值滞后			210		毫伏
电源电流 (关断)	我 关闭 V EN ≤ 0.4V		20	36	μA
电源电流 (静态)	我 在 V EN ≥ 3V		1.2	1.4	嘛
热关机			160		C

注意:

4) 等效输出电流 = 1.5A 占空比 ≥ 50%

2.0A ≤ 50% 占空比

假定纹波电流 = 负载电流的30%.

斜坡补偿将电流限制改变为40%以上的占空比.

引脚功能

Pin #	名称	描述
1	NC	无连接.
2	BS	Bootstrap (C5). 需要这个电容来驱动电源开关的电源电压. 它连接在SW和BS引脚之间, 形成跨电源的浮动电源开关驱动器. C5两端的电压约为5V, 由内部+5V电源供电. 当SW引脚电压低时.
3	NC	无连接.
4	在	电源电压. MP2361采用+4.75V至+23V的非稳压输入工作. C1是必需的, 以防止输入端出现大的电压尖峰.
五	SW	开关. 这将电感通过M1连接到IN或通过M2连接到GND.
6	GND	地面. 该引脚是稳压输出电压的参考电压. 为此原因, 必须采取其布局. 这个节点应该放置在D1到C1接地路径之外, 防止切换电流尖峰引起电压噪声进入器件.
7	FB	反馈. 从输出到GND的外部电阻分压器, 分接到FB引脚设置输出电压. 为了防止短路故障期间电流限制失控, 当FB电压低于时, 频率折返比较器降低振荡器频率为400mV.
8	COMP	补偿. 该节点是跨导误差放大器的输出和输入. 电流比较器. 频率补偿通过连接一个RC系列来完成. 地面. 有关确切详情, 请参阅补偿部分.
9	EN	启用/UVLO. 电压高于2.62V可以运行. 让EN不连接, 自动启动. 一个欠压锁定 (UVLO) 功能可以通过从VIN到GND增加一个电阻分压器. 为了完成低电流关机, 它是EN引脚电压需要小于700mV.
10	SS	软启动引脚. 将SS连接至外部电容器以编程软启动. 如果未使用, 请保留打开.

操作

MP2361是一款电流模式稳压器。那是，COMP引脚电压正比于峰值电感电流。在一开始周期：上晶体管M1断开；更低晶体管M2导通（见图1）；COMP引脚电压高于电流感应放大器输出；和当前的比较器输出低。1.4MHz的上升沿CLK信号设置RS触发器。它的输出关闭M2并打开M1从而连接SW引脚和电感连接到输入电源。感应电流越来越大，由电流检测放大器放大。斜坡补偿总计为Current Sense放大器输出与误差进行比较。放大器由电流比较器输出。当电流检测放大器加斜率时补偿信号超过COMP引脚电压，RS触发器复位和

MP2361恢复到其初始M1关闭状态，M2处于开启状态。如果电流检测放大器加上斜率补偿信号不超过COMP电压，然后CLK的下降沿重置触发器。

误差放大器的输出集成了反馈与之间的电压差。0.92V带隙基准。极性是使FB引脚电压低于0.92V增加COMP引脚电压。自从COMP引脚电压与峰值成正比电感电流增加其电压。增加输出到输出的电流。该较低的10Ω开关确保引导电容器电压在轻载时充电条件。外部肖特基二极管D1承载当M1关闭时的电感电流。

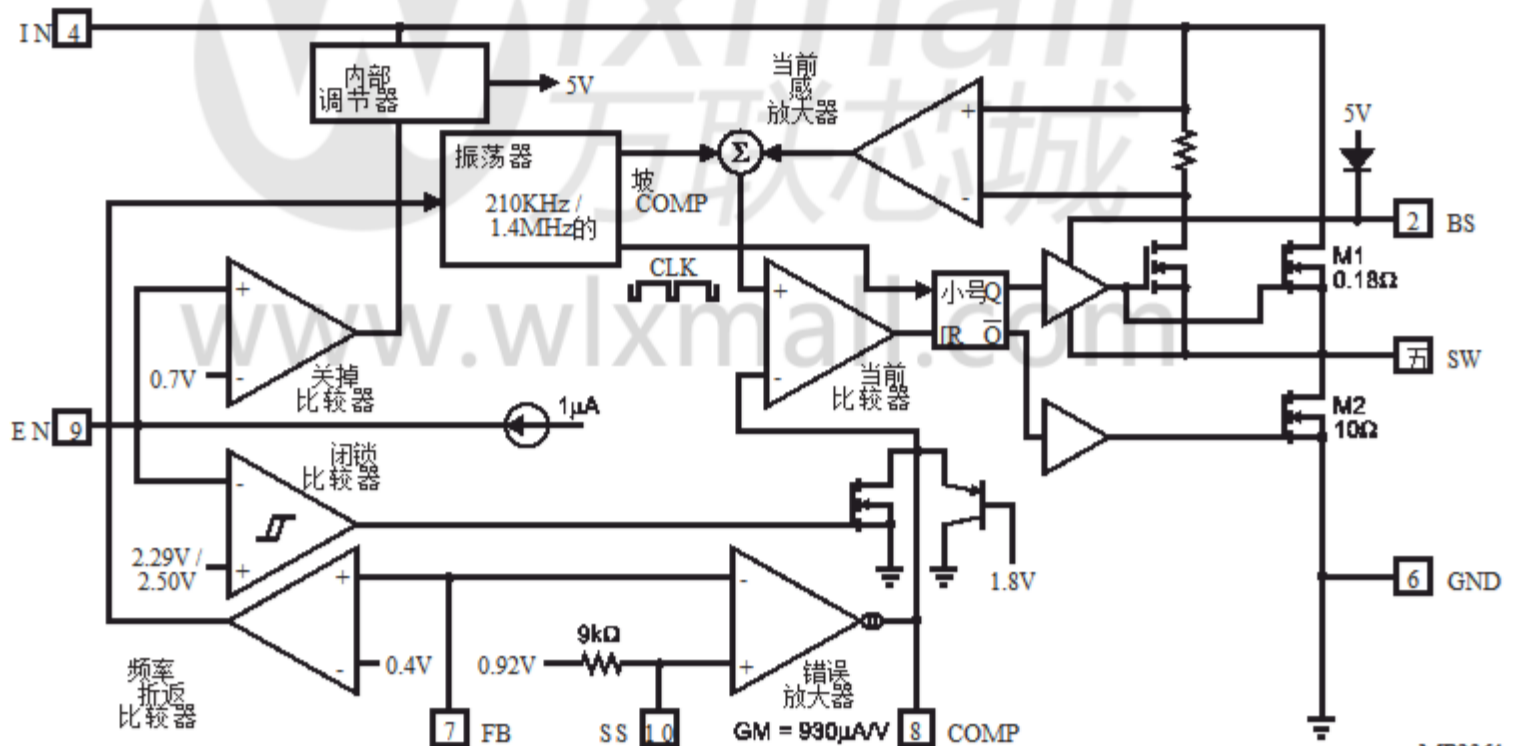


图1功能框图

MP2361_BD01

应用信息

组件选择

设置输出电压

输出电压使用电阻电压设置
从输出电压分压到FB引脚.该
分压器将输出电压分压为
反馈电压按比例:

$$V_{FB} = V_{OUT} \frac{[R2]}{[R1] + [R2]}$$

因此输出电压是:

$$V_{OUT} = 0.92 \times \frac{[R1] + [R2]}{[R2]}$$

其中V_{OUT} 是输出电压, V_{FB} 是
反馈电压.

R2的典型值可高达100kΩ,
但典型值为10kΩ.使用该值, R1
取决于:

$$[R1] = 10.87 \times (V_{OUT} - 0.92)$$

例如, 对于3.3V输出电压, R2是
10kΩ, R1为25.8kΩ.

感应器

电感器需要恒定供电
电流由输出负载驱动
开关输入电压.一个更大的电感
将导致较少的纹波电流, 这将导致
降低输出纹波电压.但是, 更大
价值感应器将有一个更大的物理尺寸,
较高的串联电阻和/或较低的饱和度
当前.确定一个好的规则
使用的电感是允许峰峰值
电感中的纹波电流近似为
最大开关电流限制的30%.也,
确保峰值电感电流低于
最大开关电流限制.电感
值可以通过以下方式计算:

$$\Delta I_L = \frac{V_{OUT}}{f_s \times \Delta L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

其中, f_s 是开关频率, ΔI_L 是
峰峰值电感纹波电流和V_{IN} 是
输入电压.

选择一个不会饱和的电感
最大电感峰值电流.峰值
电感电流可以通过下式计算:

$$I_{L,peak} = I_{L,load} + \frac{V_{OUT}}{2 \times f_s \times \Delta L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

我LOAD 是负载电流.

输出整流二极管

输出整流二极管将电流提供给
高端开关关闭时的电感.至
减少由于二极管正向电压造成的损耗
和恢复时间, 使用肖特基二极管.

选择一个最大反向的二极管
电压额定值大于最大值
输入电压, 其电流额定值
大于最大负载电流.

输入电容器

降压转换器的输入电流为
不连续, 因此需要一个电容器
将AC电流提供给降压
转换器同时保持直流输入
电压.最好使用低ESR电容器
性能.陶瓷电容器是首选,
但是钽电容或低ESR电解电容
也可以满足.

由于输入电容(C₁)吸收输入
切换电流需要足够的纹波
目前评级.输入中的RMS电流
电容可以通过以下方式估算

$$I_{C1,RMS} = I_{L,load} \times \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)}$$

最差情况发生在V_{IN} = 2V_{OUT}时,
哪里:

$$I_{C1,RMS} = \frac{I_{L,load}}{2}$$

为了简化, 请选择输入电容
它的RMS电流额定值大于一半
最大负载电流.

输入电容器可以是电解电容, 钽电容或陶瓷. 使用电解液或钽时, 电容器, 一种小型, 高品质的陶瓷电容器, 即 $0.1\mu\text{F}$, 应尽可能靠近尽可能的IC. 使用陶瓷时, 电容器, 确保它们有足够的电容来提供足够的电荷. 防止输入端过高的电压纹波. 该由电容引起的输入电压纹波可以估算方法如下:

$$\Delta V_{\text{在}} = \frac{I_{\text{负载}}}{F_{\text{小号}} \times C1} \times \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{在}}} \times \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{在}}}\right)$$

输出电容

输出电容需要维持直流输出电压. 陶瓷, 钽或低建议使用ESR电解电容器. 低ESR电容器是首选保持输出电压纹波低. 输出电压纹波可以通过以下方式估算:

$$\Delta V_{\text{OUT}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{F_{\text{小号}} \times L} \times \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{在}}}\right) \times \left(1 + \frac{R_{\text{ESR}}}{8 \times F_{\text{小号}} \times C2}\right)$$

其中L是电感值, R_{ESR} 是等效串联电阻 (ESR) 值. 输出电容和C2是输出电容值.

在陶瓷电容器的情况下, 开关频率处的阻抗是以电容为主. 输出电压纹波主要是由此引起的. 电容. 为了简化, 输出电压纹波可以通过以下方式估算:

$$\Delta V_{\text{OUT}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{8 \times F_{\text{小号}} \times C2} \times \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{在}}}\right)$$

在钽或电解质的情况下, 电容器, ESR占主导地位的阻抗. 在开关频率. 为了简化, 输出纹波可以近似为:

$$\Delta V_{\text{OUT}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{F_{\text{小号}} \times C2} \times \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{在}}}\right) \times R_{\text{ESR}}$$

输出电容的特性也影响监管制度的稳定性. 该MP2361可针对各种不同的应用进行优化. 电容和ESR值.

补偿部件

MP2361采用电流模式控制. 简单的补偿和快速的瞬态响应. 系统稳定性和瞬态响应通过COMP引脚进行控制. COMP引脚是内部跨导的输出. 误差放大器. 一个串联的电容 - 电阻组合将极点 - 零点组合设置为控制控制系统的特性.

电压反馈回路的直流增益为:

$$A_{\text{VDC}} = R_{\text{加载}} \times G_{\text{CS}} \times A_{\text{VEA}} \times \frac{V_{\text{FB}}}{V_{\text{OUT}}}$$

其中 R_{LOAD} 是负载电阻值, G_{CS} 是电流检测跨导和 A_{VEA} 是误差放大器电压增益.

该系统有两个重要的极点. 一是由于补偿电容 (C3) 和误差放大器的输出电阻, 以及另一个是由于输出电容和负载电阻. 这些杆位于:

$$f_{\text{P1}} = \frac{G_{\text{EA}}}{2\pi \times C3 \times A_{\text{VEA}}}$$

$$f_{\text{P2}} = \frac{1}{2\pi \times C2 \times R_{\text{加载}}}$$

哪里 G_{EA} 是该错误放大器跨导.

这个系统有一个重要性零, 因为赔偿金电容器 (C3) 和该补偿电阻 (R3). 该零点位于:

$$f_{\text{Z1}} = \frac{1}{2\pi \times C3 \times R3}$$

该系统可能有另一个零. 重要的是, 如果输出电容有很大的话. 电容和/或高ESR值. 零, 由于输出的ESR和电容. 电容器, 位于:

$$f_{\text{ESR}} = \frac{1}{2\pi \times C2 \times R_{\text{ESR}}}$$

在这种情况下, 由第三极设置
 补偿金 电容器 (C6) 和 该
 补偿金 电阻 (R3) 是 用过的 至
 补偿ESR零点的影响
 环路增益. 这根杆位于:

$$f_{P3} = \frac{1}{2\pi \times C6 \times [R3]}$$

薪酬设计的目标是塑造
 转换器传递函数来获得所需的
 环路增益. 系统交叉频率
 反馈回路具有单位增益
 重要.

交叉频率越低, 结果就越慢
 线路和负载瞬态响应, 而更高
 交叉频率可能会导致系统
 不稳定. 一个好的经验法则是设置
 交叉频率降至十分之一以下
 交换 频率. 至 优化 该
 补偿金 组件, 该 以下
 程序可以使用:

1. 选择补偿电阻 (R3) 进行设置
 所需的交叉频率. 确定
 R3值由以下公式计算:

$$[R3] = \frac{2\pi \times C2 \times F_C \times \frac{V_{OUT}}{V_{FB}}}{G_{EA} \times G_{CS}}$$

f_C 是所需的交叉频率,
 这通常小于十分之一
 开关频率.

2. 选择补偿电容 (C3) 至
 实现 该 期望 相 保证金. 对于
 具有典型电感值的应用, 设置
 补偿零点 f_{Z1} 低于四分之一
 的交叉频率提供足够的
 相位裕度. 确定C3值
 以下等式:

$$C3 > \frac{2}{\pi \times [R3 \times F_C]}$$

R3是补偿电阻值.

3. 确定第二次补偿
 电容器 (C6) 是必需的. 这是必需的, 如果
 输出电容的ESR零点位于
 不到开关频率的一半, 或者
 以下关系是有效的:

$$\frac{1}{2\pi \times C2 \times [R_{ESR}]} < \frac{F_{小号}}{2}$$

如果是这种情况, 请添加第二个
 补偿电容器 (C6) 设置极点 f_{P3}
 在ESR零点的位置. 确定
 C6值由下式表示:

$$C6 = \frac{C2 \times [R_{ESR}]}{[R3]}$$

外部升压二极管

对于5V输入或5V输出应用, 它是
 建议使用外部升压二极管
 当系统有一个5V固定输入或
 电源产生5V输出. 这个
 有助于提高MP2361的效率
 调节器. 升压二极管可以是低成本的
 例如IN4148或BAT54.

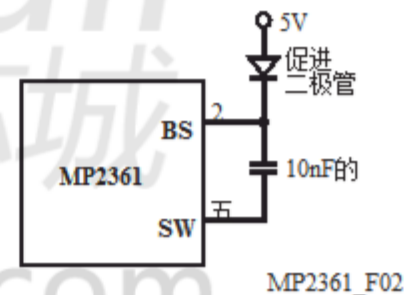
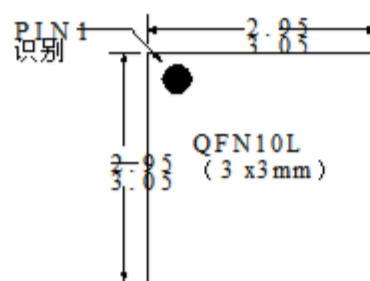


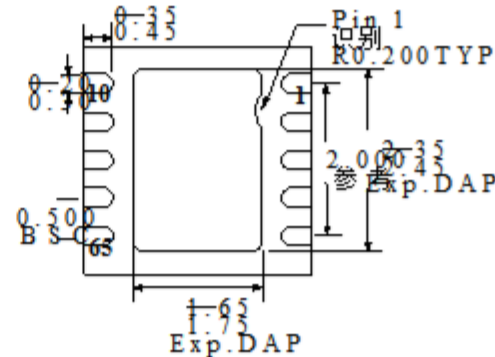
图2 - 外部升压二极管

包装信息

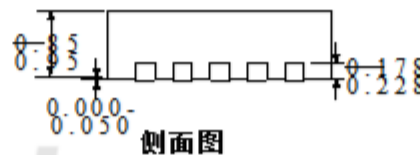
QFN10 (3mm x 3mm)



顶视图



Bottom View

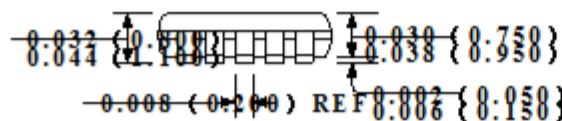
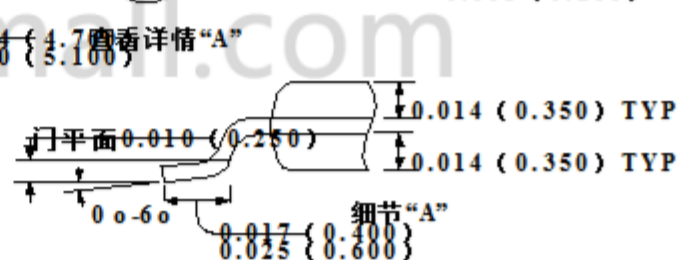
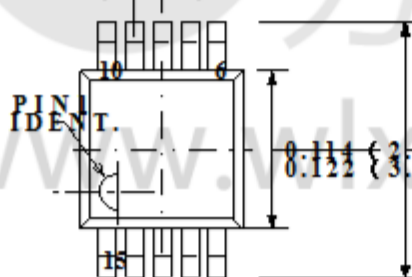


侧面图

注意:
1) Dimensions are in millimeters.

MSOP10

0.0197 (0.500) TYP



注意:
1) 封装尺寸以英寸为单位, 支架的尺寸是毫米.
2) 封装长度不包括间隔内壳灯或突起.
3) 封装宽度不包括间隔内壳灯或突起.

注意: 本文档中的信息如有更改, 恕不另行通知. 有关当前的规格, 请联系MPS.
用户应保证并保证第三方知识产权在整合MPS时不受侵犯.
产品转化为任何应用. MPS不会对任何上述申请承担任何法律责任.